

---

# Passive Infrarot-Lokalisierung

---

Bei der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
der  
Technischen Universität Dortmund  
zur Begutachtung eingereichte

## Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades  
*Doktor der Ingenieurwissenschaften*

**Jürgen Kemper**

März 2010

---

Tag der mündlichen Prüfung: 27.09.2010

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. U. Schwiegelshohn

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. R. Kays



Für Silke und Linus



# Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis . . . . .	IV
Tabellenverzeichnis . . . . .	VII
Abkürzungsverzeichnis . . . . .	VIII
<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2. Lokalisierung: Grundlagen und Systeme</b>	<b>4</b>
2.1. Grundlagen der Lokalisierung . . . . .	4
2.1.1. Multilateration . . . . .	5
2.1.2. Angulation . . . . .	6
2.1.3. Szenenanalyse . . . . .	7
2.1.4. Proximity . . . . .	8
2.2. Überblick existierender Lokalisierungssysteme . . . . .	8
2.2.1. Funk-Systeme . . . . .	9
2.2.2. Systeme mit Schallsensoren . . . . .	12
2.2.3. Aktive Nah-Infrarot-Systeme . . . . .	14
2.2.4. Kamera-Systeme . . . . .	15
2.2.5. Sonstige Lokalisierungssysteme . . . . .	16
2.3. Zusammenfassung und Ausblick . . . . .	17
<b>3. Grundlagen der passiven Infrarot-Lokalisierung</b>	<b>19</b>
3.1. Radiometrie . . . . .	19
3.1.1. Strahlungsphysikalische Größen . . . . .	20
3.1.2. Infrarotstrahlung . . . . .	22
3.1.3. Emissivität, Absorption und Reflektivität . . . . .	23
3.1.4. Konvektion und Konduktion . . . . .	25
3.1.5. Strahlungsaustausch . . . . .	26
3.2. Infrarot-Sensoren . . . . .	29
3.2.1. Empfängerkenngößen . . . . .	29
3.2.2. Quantendetektoren . . . . .	31
3.2.3. Thermische Detektoren . . . . .	31
3.2.4. Sensorauswahl . . . . .	36
<b>4. Passive Infrarot-Lokalisierung: Systemkonzept und Herausforderungen</b>	<b>38</b>
4.1. Auswahl des Lokalisierungsverfahrens und der Systemstruktur . . . . .	38
4.2. Triangulation mit Hilfe niedrig auflösender Sensoren . . . . .	40
4.3. Herausforderungen der Infrarotlokalisierung mit Thermopiles . . . . .	43
4.4. Arbeitspakete der vorliegenden Arbeit . . . . .	48

<b>5. Infrarot-Simulationsumgebung</b>	<b>49</b>
5.1. Anforderungen an die Simulationsumgebung . . . . .	50
5.2. Verwandte Arbeiten . . . . .	50
5.3. Auswahl des Simulationsverfahrens . . . . .	52
5.4. OpenGL-Grundlagen . . . . .	52
5.4.1. Rendering-Pipeline . . . . .	53
5.4.2. Perspektivische Projektion in OpenGL . . . . .	55
5.5. Konzeption des Simulators . . . . .	56
5.6. Datenaustauschformat . . . . .	59
5.7. Simulation von Infrarotszenen . . . . .	61
5.7.1. Eigenschaften realer Sensoren . . . . .	61
5.7.2. OpenGL-Simulation: Restriktionen und Vereinfachungen . . . . .	63
5.7.3. Infrarotsimulation mit OpenGL . . . . .	66
5.7.4. Realisierung von spiegelnden Oberflächen mit OpenGL . . . . .	75
5.7.5. Implementierungsaspekte . . . . .	77
5.8. Evaluierung . . . . .	79
5.8.1. Überprüfung der Korrektheit der Sensornachbildung . . . . .	80
5.8.2. Vergleich mit einem realen Sensor . . . . .	81
5.8.3. Untersuchung diffuser und spiegelnder Reflektionen . . . . .	84
5.8.4. Performanz-Untersuchungen . . . . .	87
5.9. Zusammenfassung . . . . .	89
<b>6. Passive Infrarot-Lokalisierung</b>	<b>91</b>
6.1. Bayessches Filter für die Einzelobjekt-Lokalisierung . . . . .	91
6.1.1. Kalman-Filter . . . . .	92
6.1.2. Partikel-Filter . . . . .	94
6.2. Multi-Objekt-Lokalisierung . . . . .	95
6.2.1. Finite-Set-Statistics . . . . .	96
6.2.2. Multi-Objekt-Filterung basierend auf Random-Finite-Sets . . . . .	97
6.2.3. Das PHD-Filter . . . . .	99
6.2.4. SMC-PHD-Filter für die passive Infrarot-Lokalisierung . . . . .	100
6.3. Evaluierung . . . . .	107
6.3.1. Simulationen . . . . .	108
6.3.2. Messergebnisse . . . . .	112
6.3.3. Laufzeit des Verfahrens . . . . .	114
6.4. Zusammenfassung . . . . .	115
<b>7. Komfortable Inbetriebnahme des Lokalisierungssystems</b>	<b>116</b>
7.1. Verwandte Arbeiten . . . . .	117
7.2. Personengestützte Kalibrierung . . . . .	119
7.2.1. Mathematische Grundlagen . . . . .	119
7.2.2. Der Kalibrierungsalgorithmus . . . . .	121
7.2.3. Verbesserung des Verfahrens durch die Vorauswahl von Messwerten . . . . .	126
7.2.4. Evaluierung des entwickelten Verfahrens . . . . .	128
7.3. Zusammenfassung . . . . .	135

<b>8. Systeminfrastruktur</b>	<b>136</b>
8.1. Systemintegration . . . . .	136
8.1.1. Open Services Gateway initiative (OSGi) . . . . .	137
8.1.2. Fazit . . . . .	138
8.2. Entwicklung einer Funk-Infrastruktur . . . . .	138
8.2.1. Anforderungen . . . . .	139
8.2.2. Systemhardware . . . . .	140
8.2.3. Systemkonzept . . . . .	142
8.2.4. Evaluierung . . . . .	145
8.3. Zusammenfassung . . . . .	148
<b>9. Fazit &amp; Ausblick</b>	<b>149</b>
<b>A. Anhang</b>	<b>152</b>
A.1. Infrarotspezifische Tabellen . . . . .	152
A.2. Mess- und Simulationsergebnisse . . . . .	153
A.2.1. Überprüfung der Korrektheit der Sensornachbildung . . . . .	153
A.2.2. Untersuchung spiegelnder Reflektionen . . . . .	153
A.2.3. Vergleich mit einem realen Sensor . . . . .	154
A.2.4. Auswirkungen von Reflektionen . . . . .	155
A.3. IRSim-Modell eines Menschen . . . . .	155
A.4. Schaltplan des Thermopiles . . . . .	156

# Abbildungsverzeichnis

2.1.1.	Prinzip der Positionsbestimmung mit Abstands- oder Winkelmessungen . . . . .	5
2.1.2.	Methoden der Winkelbestimmung bei Triangulation . . . . .	7
3.1.1.	Elektromagnetisches Strahlungsspektrum . . . . .	19
3.1.2.	Geometrischer Zusammenhang zwischen Strahlungsquelle $dS$ , Empfängerfläche $dA$ und dem Raumwinkel $d\Omega$ . . . . .	20
3.1.3.	Spezifische Ausstrahlung in Abhängigkeit von der Wellenlänge und der Objekttemperatur . . . . .	23
3.1.4.	Transmission von IR-Strahlung in Luft pro Seemeile (Adaptiert aus [41]) . . . . .	24
3.1.5.	Wirksame Fläche $A_0$ in Abhängigkeit vom Betrachtungswinkel $\alpha$ . . . . .	26
3.1.6.	Relative Empfindlichkeit einer Fotodiode von <i>Vishay</i> in Abhängigkeit von der Ausrichtung zur Quelle [89] . . . . .	27
3.1.7.	Darstellung der geometrischen Verhältnisse zur Berechnung des Strahlungsaustausches zweier Flächen . . . . .	28
3.2.8.	Prinzipieller Aufbau eines thermischen Detektors . . . . .	32
3.2.9.	Prinzipieller Aufbau einer Golay-Zelle . . . . .	33
3.2.10.	Prinzipieller Aufbau von Thermoelement und Thermopile . . . . .	34
3.2.11.	Aufbau des Pixels eines Microbolometers . . . . .	35
3.2.12.	Prinzipieller Aufbau eines pyroelektrischen Sensors . . . . .	36
4.1.1.	Möglicher Aufbau eines Lokalisierungssystems mit Liniensensoren . . . . .	40
4.2.2.	Zur Lokalisierung entwickeltes Modul mit einem Liniensensor . . . . .	41
4.2.3.	Sichtbereich des <i>TPL08A_3.9</i> von <i>Perkin Elmer</i> . . . . .	42
4.3.4.	Infrarotbild mit einer Person und mehreren Wärmequellen . . . . .	44
4.3.5.	Mehrdeutigkeit bei Winkelmessungen . . . . .	47
5.0.1.	Genereller Ablauf der Simulation . . . . .	49
5.4.2.	Koordinatensysteme und Transformationen in OpenGL . . . . .	53
5.4.3.	Darstellung der verschiedenen Transformationen anhand eines Beispiels . . . . .	54
5.4.4.	Schematische Darstellung der Rendering-Pipeline . . . . .	54
5.4.5.	Perspektivische Projektion in OpenGL . . . . .	56
5.5.6.	Konzept des Infrarot-Simulators . . . . .	57
5.6.7.	Datenaustausch mit <i>Collada</i> . . . . .	61
5.7.8.	Vergleich zweier Sensorkennlinien zur Verdeutlichung der Bauteiltoleranz . . . . .	62
5.7.9.	Nachgebildete, idealisierte Kennlinie eines TPL08A im Vergleich zu einer realen Kennlinie . . . . .	65
5.7.10.	Prozessablauf der Simulation . . . . .	67

5.7.11. Grafische Darstellung der Ermittlung der diskreten Gewichtungsmaske aus der Sensor-Charakteristik . . . . .	69
5.7.12. Vereinfachter Schaltplan des TPL08A [75, 76] . . . . .	70
5.7.13. Dreidimensionale Abbildung der normierten und idealisierten Kennlinie eines TPL08A . . . . .	71
5.7.14. Abbildungsverhältnisse einer Lochkamera . . . . .	72
5.7.15. Veranschaulichung der <i>Planar Stencil Reflections</i> . . . . .	75
5.7.16. Veranschaulichung des <i>Cubic Environment Mapping</i> . . . . .	76
5.7.17. Korrektur des Reflektionsvektors unter Berücksichtigung des Ortes der Reflektion	77
5.7.18. Veranschaulichung des Ergebnisses der Korrektur des Reflektionsvektors mit CEM	77
5.7.19. Verarbeitungskette . . . . .	78
5.8.20. Simulierter Aufbau zur Überprüfung der Korrektheit der Sensornachbildung . .	80
5.8.21. Vergleich der Ergebnisse des Raytracer mit denen des Simulators . . . . .	81
5.8.22. Messaufbau zum Vergleich eines simulierten mit einem realen Sensor . . . . .	82
5.8.23. Ergebnisse des Vergleichs zwischen einem realen Sensor und dem Simulator . .	83
5.8.24. Anordnungen zur Evaluierung diffuser und spiegelnder Reflektionen . . . . .	84
5.8.25. Visualisierung der Testanordnungen durch den Raytracer . . . . .	85
5.8.26. Testanordnung und Szene zur Evaluierung der Nachbildung spiegelnder Reflektionen . . . . .	86
5.8.27. Ergebnisse der Evaluierung des <i>Cube Mappings</i> . . . . .	87
5.8.28. Die zur Messung der Leistungsfähigkeit des Simulators benutzte Szene . . . . .	88
5.9.29. Screenshot des Simulators . . . . .	90
6.1.1. Approximation einer Wahrscheinlichkeits-Dichtefunktion mit Hilfe eines Partikelfilters . . . . .	95
6.3.2. Bei der Simulation genutzte Trajektorien . . . . .	108
6.3.3. Lokalisierungsfehler in Abhängigkeit von der Standardabweichung $\sigma_{Sensor}$ des Sensorrauschens für eine Person . . . . .	109
6.3.4. Positionsfehler in Abhängigkeit vom Sensorrauschen bei zwei Personen . . . . .	110
6.3.5. Positionsfehler in Abhängigkeit vom Sensorrauschen bei drei Personen . . . . .	110
6.3.6. Schätzfehler und Schätzverzögerung (Personenanzahl) . . . . .	111
6.3.7. Bei den Messungen genutzte Trajektorien . . . . .	112
6.3.8. Resultierender Pfad bei der Lokalisierung einer Personen . . . . .	113
6.3.9. Resultierender Pfad bei der Lokalisierung von zwei Personen . . . . .	114
7.2.1. Veranschaulichung der geometrische Beziehungen und der gewählten Notation .	120
7.2.2. Veranschaulichung der Nullstellensuche beim Newton-Verfahren . . . . .	123
7.2.3. Reale Scorewerte in Abhängigkeit vom Sichtwinkel und Objektabstand zum Sensor	128
7.2.4. Messaufbau für die Kalibrierungsmessungen . . . . .	129
7.2.5. Visualisierung eines relativ guten und eines relativ schlechten Kalibrierungsergebnisses . . . . .	131
7.2.6. Kalibrierungsfehler in Abhängigkeit vom Sensorrauschen . . . . .	132
7.2.7. Konvergenzwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit von der Anzahl der Messpunkte und der Höhe des Messrauschens . . . . .	133
7.2.8. Durchschnittliche Anzahl von Kalibrierungsversuchen und Laufzeit in Abhängigkeit vom Sensorrauschen . . . . .	134

8.2.1. Struktureller Aufbau des Lokalisierungssystems . . . . .	141
8.2.2. Initialisierungsablauf des Funk-Systems . . . . .	144
8.2.3. Stromverbrauch eines Moduls bei 21 Hz Übertragungsfrequenz und einem Mikrocontrollertakt von 8 MHz . . . . .	147
A.2.1. Auswirkungen von Reflektionen auf die Sensormesswerte . . . . .	155
A.3.2. Mensch-Modell . . . . .	155
A.3.3. Modell-Parameter . . . . .	155
A.4.4. Interner Aufbau des TPL086 [75] . . . . .	156

# Tabellenverzeichnis

2.3.1.	Gegenüberstellung ausgewählter Lokalisierungssysteme . . . . .	17
2.3.2.	Bewertung der verschiedenen Technologien . . . . .	18
3.2.1.	Gegenüberstellung der Eigenschaften verschiedener thermischer Detektoren . .	37
5.7.1.	Rauschverhalten des <i>TPL08A_3.9</i> . . . . .	63
5.8.2.	Messbedingungen bei der Evaluierung mit einem realen Sensor . . . . .	82
5.8.3.	Heizplatte zentral vor dem Sensor . . . . .	83
5.8.4.	Heizplatte um 30 cm nach links verschoben . . . . .	83
5.8.5.	Simulationsergebnisse der ersten Anordnung . . . . .	85
5.8.6.	Simulationsergebnisse der zweiten Anordnung . . . . .	85
5.8.7.	Ausstattung des zur Simulation verwendeten Rechners . . . . .	88
5.8.8.	Simulationsdauer für Szene 1 bei verschiedenen Auflösungen . . . . .	89
6.3.1.	Pfad-Lokalisierungsgenauigkeiten für eine und zwei Personen . . . . .	113
7.2.1.	Differenz zwischen der Anzahl der unabhängigen Gleichungen und der Anzahl der Unbekannten . . . . .	121
7.2.2.	Messabweichung durch Teilsicht des Objekts . . . . .	127
7.2.3.	Kalibrierungsergebnisse mit 15, 18 und 21 Messpositionen . . . . .	130
8.2.1.	Kostenaufstellung für ein Doppelsensor-Modul und den Access-Point . . . . .	142
8.2.2.	Maximale Updateraten des Funksystems für eine verschiedene Anzahl von Mo- dulen . . . . .	147
A.1.1.	Emissivität gebräuchlicher Materialien [14, 26] . . . . .	152
A.1.2.	Transmission optischer Materialien . . . . .	152
A.2.3.	Vergleich Raytracer - IRSim (Keine Verschiebung) . . . . .	153
A.2.4.	Vergleich Raytracer - IRSim (Mit Verschiebung) . . . . .	153
A.2.5.	Ergebnisse der Evaluierung des <i>Environment Mappings</i> . . . . .	153
A.2.6.	Heizplatte um 60 cm nach links verschoben . . . . .	154
A.2.7.	Heizplatte um 45 cm nach links verschoben . . . . .	154
A.2.8.	Heizplatte um 30 cm nach rechts verschoben . . . . .	154
A.2.9.	Heizplatte um 15 cm nach links verschoben . . . . .	154
A.2.10.	Heizplatte um 15 cm nach rechts verschoben . . . . .	154
A.2.11.	Heizplatte um 45 cm nach rechts verschoben . . . . .	154
A.2.12.	Heizplatte um 60 cm nach rechts verschoben . . . . .	155

## Abkürzungsverzeichnis

AoA	Angle-of-Arrival
BF	Bayessches Filter
CEM	Cube-Environment-Mapping
CSMA/CA	Carrier-Sense-Multiple-Access / Collision-Avoidance
DoA	Direction-of-Arrival
EM	Expectation-Maximum
FBO	Framebuffer-Objects
FISST	Finite-Set-Statistics
FoV	Field-of-View
GPS	Global-Positioning-System
GPU	Graphics-Processing-Unit
IP	Internet-Protokoll
IR	Infrarot
JPDAF	Joint-Probability-Distribution-Association-Filter
KF	Kalman-Filter
LIR	Langwelliges Infrarot
LPR	Local-Positioning-Radar
MHT	Multi-Hypothesis-Tracking
MOF	Mittlerer Orientierungsfehler
MPF	Mittlerer Positionsfehler
NB	Narrow-Band
NEP	Noise-Equivalent-Power
OpenGL	Open-Graphics-Library
OSGi	Open-Services-Gateway-Initiative
PF	Partikel-Filter
PHD	Probability-Hypothesis-Density
RF	Radio-Frequency
RFID	Radio-Frequency-Identification

RFS	Random-Finite-Set
RMS	Root-Mean-Square
RSS	Received-Signal-Strength
RSSI	Received-Signal-Strength-Indication
RToF	Roundtrip-Time-of-Flight
SNR	Signalrauschabstand (Signal-to-Noise-Ratio)
SOA	Service-orientierte Architektur
TDoA	Time-Difference-of-Arrival
ToA	Time-of-Arrival
ToF	Time-of-Flight
UMTS	Universal-Mobile-Telecommunications-System
UWB	Ultra-Wide-Band
WLAN	Wireless-Local-Area-Network

# 1. Einleitung

Das Streben nach mehr Komfort und Lebensqualität ist seit jeher eine Triebfeder von Innovation und Fortschritt, da erst der Einsatz geeigneter Hilfsmittel die Vereinfachung und Automatisierung vieler Tätigkeiten des Alltags möglich macht. Aus diesem Grund ist in den letzten Jahren eine Technisierung nahezu aller Lebensbereiche zu beobachten, die durch die fortschreitende Miniaturisierung integrierter Schaltungen und die dadurch bedingte Größen- und Kostenersparnis gestützt wird. So sind wir heutzutage von einer Vielzahl intelligenter Systeme umgeben, die uns in unserem Tun unterstützen und uns neue Möglichkeiten der Interaktion mit unserer Umwelt bieten [33]. Oft spricht man in diesem Zusammenhang von *intelligenten Umgebungen* oder *Ubiquitous Computing*, einem von Mark Weiser geprägten Begriff, der die *Allgegenwärtigkeit* elektronischer Systeme beschreibt [109].

In Rahmen dieser Entwicklung sind ortsbezogene Dienste, die die Ortung einer Person erfordern, ein relativ neuer Trend. Im öffentlichen Bereich ist eine solche Ortung durch Systeme wie *GPS* bereits sehr etabliert. Im häuslichen Bereich, in dem *GPS* nicht eingesetzt werden kann, ist ihr Einsatz hingegen noch nicht so verbreitet. Allerdings wird die sogenannte *Inhaus-Lokalisierung* zukünftig eine immer größere Rolle spielen.

Im Rahmen der Gebäude-Automatisierung beispielsweise ist auf diese Weise die Steuerung von Lichtszenen oder der Raumklimatisierung in Abhängigkeit von der Position einer Person denkbar. Ein weiteres sehr interessantes Szenario für den häuslichen Bereich ist das betreute Wohnen oder genauer gesagt ein *Activity Monitoring* älterer Menschen in ihrer Wohnung, das dazu dient, Auffälligkeiten im Bewegungsverhalten oder Notsituationen, wie einen Sturz, zu erkennen und entsprechend darauf zu reagieren. Das Ziel dieses Monitorings ist es einerseits, den Bewohnern ein selbstständiges und eigenverantwortliches Leben und damit mehr Lebensqualität zu ermöglichen und andererseits den Einsatz teuren Pflegepersonals effektiver zu gestalten.

Neben den genannten Beispielen gibt es eine Vielzahl weiterer Anwendungen, für deren Nutzung eine reibungslos funktionierende Lokalisierungstechnik unabdingbar ist und deren Anzahl zukünftig noch deutlich steigen wird. Aus diesem Grund war die Entwicklung von Inhaus-Lokalisierungssystemen in den letzten Jahren das Ziel intensiver Forschung. Existierende Ortungssysteme (siehe Abschnitt 2.2) basieren überwiegend auf Funk, Ultraschall, Nah-Infrarot oder Bildererfassung und unterscheiden sich dadurch in Aspekten wie der Genauigkeit oder den Hardwareanforderungen.

Jede dieser Technologien hat – auch abhängig von der jeweiligen Anwendung – gewisse Vor- und Nachteile. So erfordern beispielsweise Systeme der ersten drei Kategorien das Mitführen von *aktiver* Hardware (Sender oder Empfänger), folgend Tag genannt. Dagegen kommen Systeme der vierten Kategorie ohne zusätzliche Geräte am Körper der zu lokalisierenden

Person aus, stellen aber aufgrund der Bildaufzeichnung einen starken Eingriff in die Privatsphäre der zu lokalisierenden Person dar. Außerdem benötigen sie gute Lichtverhältnisse, also beispielsweise Tageslicht oder eine vergleichbare Beleuchtung.

Letztlich existiert derzeit noch kein System, das für alle Anwendungen die optimale Lösung darstellt. Folglich werden auch zukünftig neue Verfahren gesucht und Systeme entwickelt werden, die für den angestrebten Einsatzzweck besser geeignet sind als bereits existierende Realisierungen.

Generell sollten bei der Entwicklung eines Lokalisierungssystems, das für den Inhaus-Bereich konzipiert wird, folgende Aspekte berücksichtigt werden:

- **Genauigkeit** - Die Genauigkeit beinhaltet einerseits den Aspekt der Ortungsgenauigkeit, die für den angestrebten Einsatzzweck der Personenlokalisierung in Gebäuden im Submeterbereich liegen sollte. Andererseits ist die Häufigkeit der Positionsbestimmung (Updaterate) von entscheidender Wichtigkeit, da die Bewegung einer Person ausreichend schnell verfolgt werden können muss.
- **Skalierbarkeit** - Es sollten pro Raum mehrere Personen gleichzeitig lokalisiert werden können. Außerdem sollte der benötigte Rechenaufwand gering sein und mit einer steigenden Anzahl von Objekten nicht überproportional anwachsen.
- **Komfort** - Das Lokalisierungssystem sollte für den Benutzer möglichst unauffällig sein. Das bedeutet, dass die mitzuführende Hardware klein und leicht handhabbar sein sollte oder ganz darauf verzichtet werden kann.
- **Akzeptanz** - Es sollten Aspekte wie Elektrosmog (bzw. Ultraschallsmog) und der Schutz der Privatsphäre berücksichtigt werden, die zu fehlender Nutzerakzeptanz führen können.
- **Installationsaufwand** - Das System sollte einfach zu installieren, einzurichten und in eine bestehende Infrastruktur zu integrieren sein.
- **Kosten** - Um eine kostengünstige Realisierung zu ermöglichen, sollte bei der Entwicklung auf den Einsatz teurer Spezialhardware verzichtet werden. Weiterhin ist natürlich an dieser Stelle der soeben beschriebene Installationsaufwand von entscheidender Bedeutung.

Diese Anforderungen werden von den existierenden Lösungen unterschiedlich gut erfüllt. Für den bereits erwähnten Einsatz eines solchen Systems im Heimbereich und in der Gesundheitsfürsorge ist allerdings insbesondere der Komfortgedanke nicht zu vernachlässigen, da man davon ausgehen kann, dass das Tragen eines Tags oft nicht erwünscht ist und als lästig empfunden wird. Ferner scheidet die Nutzung von Kameras für diesen Anwendungsbereich aufgrund der Verletzung der Privatsphäre aus. Wünschenswert wäre ein Lokalisierungssystem, das unter Berücksichtigung aller genannten Aspekte insbesondere den Komfortgedanken unterstützt ohne dabei die Nachteile des Kamera-Ansatzes aufzuweisen.

Aus der Anforderung heraus, dass auf das Mitführen aktiver Hardware verzichtet werden soll, folgt für ein entsprechendes System, dass die zu detektierenden Personen anhand von Ei-

---

genschaften erfasst werden müssen, die von ihnen selbst ausgehen. Aufgrund des Verzichts auf einen aktiven Sender oder Empfänger wird deshalb auch von passiver Lokalisierung gesprochen. Eine Möglichkeit einer solchen Erfassung ist die Schallortung, die jedoch voraussetzt, dass der Benutzer spricht oder wie auch immer geartete akustische Signale von sich gibt. Diese Voraussetzung ist jedoch nicht immer gegeben. Eine weitere Möglichkeit bietet die Lokalisierung von Menschen anhand ihrer Körperwärmestrahlung. Dieser Ansatz erscheint vielversprechend, da Körperwärmestrahlung dauerhaft und ohne Zutun des Benutzers emittiert wird und damit den Komfortgedanken bestmöglich erfüllt. Natürlich wäre in diesem Fall eine Lokalisierung mit Infrarot-Kameras möglich. Dieses Verfahren scheidet jedoch aus den gleichen Gründen aus wie der herkömmliche Kameraansatz auch. Ein weiterer Grund, der gegen die Lokalisierung mit Infrarotkameras spricht, ist ihr hoher Preis, der die kostengünstige Herstellung eines solchen Systems unmöglich macht. Deshalb sollte die Strahlungsdetektion mit einfachen und insbesondere kostengünstigen Sensoren erfolgen.

Im Rahmen dieser Arbeit wird untersucht, welche der gebräuchlichen Infrarot-Sensoren zum Aufbau eines passiven Infrarot-Lokalisierungssystems geeignet sind. Weiterhin wird aufgezeigt, welche Herausforderungen sich aus der Nutzung dieser Sensoren ergeben, um in einem nächsten Schritt Lösungen zu einem Teil dieser Herausforderungen aufzuzeigen. Da aber eine nur auf realen Messungen und Testumgebungen basierende Untersuchung und Entwicklung der benötigten Algorithmen sehr zeit- und kostenintensiv wäre, erfolgt zu Beginn die Entwicklung eines echtzeitfähigen Simulators, mit dem dynamische Inhaus-Szenen und die daraus resultierenden Sensorsignale nachgebildet werden können. Weiterhin wird eine Realisierung des angestrebten Lokalisierungssystems vorgestellt und ein Verfahren aufgezeigt, mit dem sich die Inbetriebnahme dieses Systems extrem vereinfachen lässt, um auch dem Aspekt des geringen Installationsaufwands gerecht zu werden.

Die vorliegende Arbeit ist folgendermaßen gegliedert: In Kapitel 2 werden grundlegende Lokalisierungstechniken und existierende Systeme vorgestellt. Kapitel 3 beschreibt die strahlungsphysikalischen Grundlagen und gibt einen Überblick über verfügbare Infrarotsensoren. Die sich bei der Entwicklung ergebenden Herausforderungen, zu lösenden Probleme und mögliche Lösungsansätze werden in Kapitel 4 diskutiert. Kapitel 5 beschreibt anschließend den Aufbau der Simulationsumgebung und die theoretischen Grundlagen zur Simulation von Infrarotsensoren. Darauf werden in Kapitel 6 geeignete Algorithmen zur passiven Infrarotlokalisierung vorgestellt und einige Simulations- und Messergebnisse des entwickelten Verfahrens präsentiert. Eine Methode zur komfortablen Inbetriebnahme des Lokalisierungssystems wird in Kapitel 7 skizziert, gefolgt von der Beschreibung einer geeigneten System-Infrastruktur in Kapitel 8. Ihren Abschluss findet die Arbeit schließlich in einem kurzen Fazit und Ausblick.

## 2. Lokalisierung: Grundlagen und Systeme

Im Bereich der Lokalisierung wird generell zwischen *relativer* und *absoluter Positionierung* unterschieden [13]. Im ersten Fall erfolgt die Ermittlung der Position anhand der Geschwindigkeit und Bewegungsrichtung und damit relativ zum Ausgangspunkt bzw. zur letzten Position. Die Bestimmung der benötigten Daten kann dabei entweder über *Odometrie*-Sensoren (Wegmessung) erfolgen, also beispielsweise bei Fahrzeugen über eine Drehzahlmessung an den Rädern oder aber basierend auf *inertialer Navigation*, bei der die Bewegung über die Messung der Beschleunigung erfasst wird. Der Nachteil der relativen Positionierung liegt in der Fehlerfortpflanzung oder genauer gesagt darin, dass der Lokalisierungsfehler typischerweise mit der Zeit stetig zunimmt.

Bei der *absoluten Positionierung* hingegen wird die Position eines Objektes basierend auf den geometrischen Beziehungen zu speziellen Referenzpunkten (Baken) bestimmt, deren Positionen bekannt sind. Die geometrischen Beziehungen können beispielsweise durch den Abstand zwischen Bake und Objekt gegeben sein oder aber auch durch den Winkel, bezogen auf eine Referenzrichtung, unter dem das Objekt von der Bake aus gesehen wird. Dabei kann wiederum zwischen zentralen und dezentralen Ansätzen unterschieden werden. Im ersten Fall erfolgt die Positionsbestimmung durch eine zentrale Instanz und im zweiten durch das Objekt selbst, wodurch die Möglichkeit besteht, die Anonymität des Benutzers bzw. seiner Position zu wahren.

Da bei der Lokalisierung von Personen im Inhaus-Bereich typischerweise weder Odometrie- noch Inertial-Informationen zur Verfügung stehen, scheidet die relative Positionierung für das angestrebte Lokalisierungssystem aus, weshalb im weiteren Verlauf nur die *absolute Positionierung* betrachtet wird. Zur Ermittlung der dafür notwendigen geometrischen Beziehungen zwischen den Referenzpunkten und dem Objekt gibt es verschiedene Methoden, die im Folgenden kurz vorgestellt werden. Außerdem wird ein Überblick über existierende Inhaus-Lokalisierungssysteme gegeben.

### 2.1. Grundlagen der Lokalisierung

Grundsätzlich existieren drei verschiedene Methoden der Lokalisierung. Dazu gehören Lateration und Angulation, die für den zweidimensionalen Fall oft unter dem Begriff *Triangulation* zusammengefasst werden, die Szenenanalyse und die Zuordnung eines Objektes zu speziellen, sich in der Nähe befindenden Referenzpunkten [36]. Letztgenanntes Verfahren wird in der englischen Sprache mit *Proximity* bezeichnet und der Einfachheit halber im weiteren Verlauf auch hier so genannt.

### 2.1.1. Multilateration

Die Lokalisierung mit Hilfe von Multilateration erfolgt durch das Messen des Abstandes zwischen dem zu lokalisierenden Objekt  $O$  und mehreren Referenzpunkten (Baken), deren Positionen bekannt sind, wie in Abbildung 2.1.1(a) verdeutlicht wird. Im zweidimensionalen Fall sind z. B. drei nicht-kollineare Baken ( $B_1$ - $B_3$ ) notwendig. Ein dreidimensionales Problem erfordert einen zusätzlichen Messpunkt. Die gesuchte Position ergibt sich schließlich aus dem Schnittpunkt der Kreise bzw. Sphären um die Referenzpunkte, deren Radius der jeweils gemessenen Distanz entspricht. Mathematisch lässt sich dieses Problem mit Hilfe der

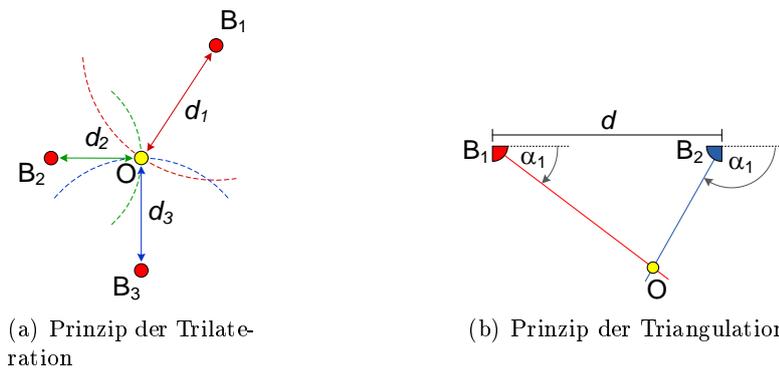


Abbildung 2.1.1.: Prinzip der Positionsbestimmung mit Abstands- oder Winkelmessungen

quadratischen Kreisgleichungen beschreiben, die für den zweidimensionalen Fall (Trilateration) folgendermaßen lauten:

$$\begin{aligned}
 (x_O - x_{B_1})^2 + (y_O - y_{B_1})^2 &= d_1^2 \\
 (x_O - x_{B_2})^2 + (y_O - y_{B_2})^2 &= d_2^2 \\
 (x_O - x_{B_3})^2 + (y_O - y_{B_3})^2 &= d_3^2
 \end{aligned} \tag{2.1.1}$$

Dabei beschreiben  $(x_O, y_O)$  die Objektposition,  $(x_{B_u}, y_{B_u})$  die Koordinaten der Baken mit  $u \in [1..3]$  und  $d_1$  bis  $d_3$  die gemessenen Abstände.

Zur Bestimmung der Distanzen gibt es generell drei verschiedene Ansätze:

- **Direkte Abstandsmessung** - Zum einen ist eine Abstandsmessung über Schrittzähler oder mit Hilfe eines Maßbandes denkbar. Allerdings ist dieser Ansatz im Allgemeinen nicht praktikabel.
- **Signallaufzeit** - Die zweite Möglichkeit besteht in der Messung der Laufzeit eines Signals zwischen Objekt und Referenzpunkt, der so genannten *Time-of-Flight*-Methode (ToF). Unter der Voraussetzung, dass die Ausbreitungsgeschwindigkeit des verwendeten Signals bekannt ist, lässt sich mit Hilfe der gemessenen Zeit die Distanz berechnen, die das Signal zurückgelegt hat. Als Signalart sind in diesem Zusammenhang elektromagnetische Wellen (Infrarot, Funk) oder Ultraschall denkbar. Allerdings ist es nicht

hinreichend, einen Signalpuls von einem Referenzpunkt zur mobilen Einheit (oder umgekehrt) zu schicken, da der Empfänger in diesem Fall nicht weiß, wann die Übertragung gestartet wurde. Deshalb ist zusätzlich eine der folgenden Maßnahmen erforderlich:

1. Die zeitliche Synchronisierung von Sender und Empfänger und die Übermittlung des Sendezeitpunktes zusammen mit dem Messsignal (engl. **Time-of-Arrival** (ToA))
  2. Die Synchronisation aller Sender, die Übermittlung des Sendezeitpunktes mit dem Messsignal und das Messen der Zeitdifferenzen am Empfänger (engl. **Time-Difference-of-Arrival** (TDoA))
  3. Das Messen der Rundlaufzeit (engl. **Roundtrip-Time-of-Flight** (RToF)), bei dem die mobile Station als eine Art Reflektor dient und das Messsignal zum Sender zurückschickt; Die Voraussetzung dafür ist, dass die durch die Reflektion verursachte Zeitverzögerung bekannt ist.
  4. Die Verwendung zweier Signale mit unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten, sodass die Laufzeit des schnellen gegenüber der des langsamen Signals vernachlässigbar ist. So kann das schnelle Signal bei gleichzeitigem Versand am Empfänger zum Starten der Messung genutzt werden, was z. B. bei der Verwendung von Ultraschall und Funk eine Genauigkeit im Zentimeterbereich ermöglicht.
- **Signalstärke** - Die dritte Möglichkeit besteht darin, Informationen aus der Signalstärke am Empfänger zu gewinnen (RSSI<sup>1</sup>). Da mit steigendem Abstand zwischen Sender und Empfänger die Signalstärke am Empfänger sinkt, lässt sich bei bekannter Sendeleistung mit Hilfe des mathematischen Zusammenhangs zwischen Distanz und Signaldämpfung der Abstand zum Sender aus der gemessenen Signalstärke am Empfänger rechnerisch bestimmen. Aufgrund von Mehrwegausbreitung und der dadurch bedingten Interferenzen ist dieses Verfahren in der Praxis und insbesondere bei der Verwendung von Funksignalen allerdings sehr ungenau.

### 2.1.2. Angulation

Angulation ist prinzipiell der Lateration sehr ähnlich. Allerdings werden keine Distanzen, sondern Winkel gemessen, unter denen Objekte gesehen werden. Zur eindeutigen Positionsbestimmung eines Objektes in der Ebene muss beispielsweise der Abstand  $d$  zwischen zwei Referenzpunkten  $B_1$  und  $B_2$  bekannt sein, als auch die Richtung  $\alpha_1$  bzw.  $\alpha_2$  – bezogen auf eine Referenzrichtung – unter der das Objekt an den Referenzpunkten gesehen wird. Damit ergibt sich die Position als Schnittpunkt der aus den Messungen resultierenden Sichttrichtungsvektoren, wie Abbildung 2.1.1(b) verdeutlicht. Mathematisch lässt sich dieses Problem, genauso wie die Trilateration auch, mit Hilfe eines Gleichungssystems beschreiben.

Zur messtechnischen Bestimmung der Winkel bieten sich mehrere Möglichkeiten an. So können z. B. Antennenarrays verwendet werden, um den Einfallswinkel einer Wellenfront zu

---

<sup>1</sup>Received Signal Strength Indication

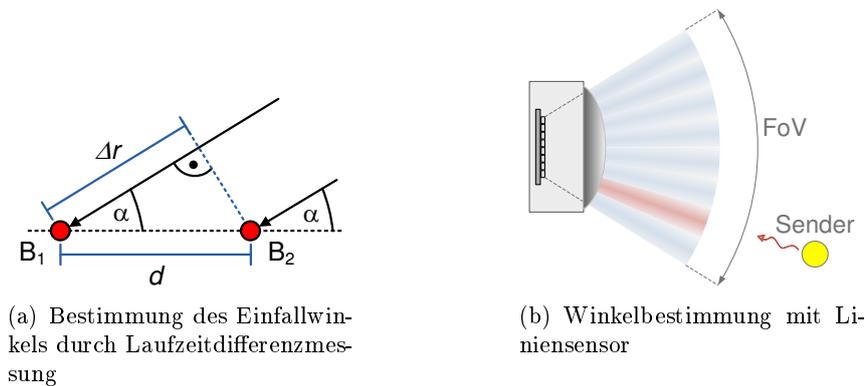


Abbildung 2.1.2.: Methoden der Winkelbestimmung bei Triangulation

bestimmen, indem die Phasendifferenz des Signals zwischen den verschiedenen Messpunkten (Antennen) ermittelt wird. Weiterhin ist es möglich, mit solchen Arrays die Laufzeitdifferenz des Signals zwischen den einzelnen Antennen zu bestimmen, wie Abbildung 2.1.2(a) verdeutlicht. Ist der Abstand  $d$  zwischen den Empfängern bekannt und geht man davon aus, dass letztere ein Signal von der gleichen Quelle mit dem Abstand  $r$  detektieren und die Signalwege annähernd parallel verlaufen ( $d \ll r$ ), kann mit Hilfe der Laufzeitdifferenz die Wegdifferenz  $\Delta r$  der beiden Signalwege ermittelt werden. Daraus lässt sich schließlich der Einfallswinkel  $\alpha = \arccos(\Delta r/d)$  berechnen. Diese Art der Winkelbestimmung erfordert jedoch eine höhere zeitliche Auflösung als die Lateration, da die Laufzeitdifferenz meistens deutlich geringer ausfällt als die Laufzeit selbst und stellt folglich auch höhere Ansprüche an die verwendete Hardware.

Eine weitere Möglichkeit der Winkelbestimmung ergibt sich durch die Verwendung von optischen Sensoren mit ausgeprägter Richtcharakteristik. So sind z. B. mehrelementige Infrarotsensoren verfügbar, bei denen aufgrund des Aufbaus und der verwendeten Optik jedes Element (Pixel) eine leicht unterschiedliche Blickrichtung aufweist, sodass eine Signalquelle bei ausreichend großem Abstand nur von wenigen Pixeln gesehen wird (siehe Abbildung 2.1.2(b)). Aufgrund der unterschiedlichen Ausgangspegel der Pixelsignale kann somit auf den Winkel geschlossen werden (engl. **Angle-of-Arrival (AoA)**), unter dem die Quelle vom Sensor aus gesehen wird.

### 2.1.3. Szenenanalyse

Bei Lokalisierungsverfahren, die auf Szenenanalyse beruhen, wird aus Beobachtungen der *Szene* geschlossen, an welcher Position sich die zu lokalisierenden Objekte befinden. Dazu wird durch Extraktion charakteristischer Merkmale ein vereinfachtes Modell der Umgebung erstellt. So kann z. B. mit einer Kamera eine Szene erfasst werden und dann mit einer anschließenden Bildverarbeitung in Form von Kantendetektion und Objekterkennung auf die Objektposition geschlossen werden, wenn die Bildverarbeitung bezogen auf das verwendete Modell Merkmale liefert, die die betrachtete Szene eindeutig identifizieren. Ein bekanntes

Beispiel für dieses Szenario ist der Roboterfußball. Dabei sind alle für den Roboter wichtigen Elemente farblich kodiert. So haben der Rasen, die Tore und der Ball eindeutige Farben, über welche eine Identifikation möglich ist. Zur Positionsbestimmung dienen sechs farblich markierte Landmarken. Zusätzliche Informationen erhalten die Roboter durch die Erkennung der Feldlinien.

Die Szenenanalyse muss jedoch nicht unbedingt auf Bildinformationen beruhen. So ist es unter anderem möglich, eine Lokalisierung basierend auf gemessenen WLAN-Feldstärken und dem dazugehörigen SNR durchzuführen, wie es bei dem in Abschnitt 2.2.1.2 vorgestellten *RADAR Location System* der Fall ist.

### 2.1.4. Proximity

Bei der Proximity-Lokalisierung wird die Nähe zu Referenzpunkten zur Positionsbestimmung genutzt. Grundsätzlich gibt es verschiedene Ansätze, um zu erkennen, ob sich ein Objekt in der näheren Umgebung eines Messpunkts befindet:

- Einerseits ist eine Erkennung durch physikalischen Kontakt möglich, also z. B. mit Druck- oder Berührungssensoren.
- Andererseits können Personen oder Objekte mit speziellen Tags ausgestattet werden, die eine Erfassung durch entsprechende Lesegeräte erlauben, wie es bei RFID der Fall ist. Ist die Reichweite dieser Tags bzw. der Lesegeräte begrenzt, lässt sich ein Objekt zu bestimmten Zeiten der Position genau eines oder aber zumindest weniger Lesegeräte zuordnen.
- Außerdem kann die begrenzte Reichweite von Basisstationen und mobilen Endgeräten in Funknetzwerken dazu genutzt werden, den Aufenthaltsort der mobilen Einheiten grob zu ermitteln. So muss sich beispielsweise ein WLAN-Transceiver, der das Signal von drei Access-Points empfängt, in einem Bereich befinden, der von allen drei Stationen abgedeckt wird.

Es ist ersichtlich, dass der eigentliche Ortungsprozess bei Proximity-Verfahren auf Techniken basieren muss, die eine beschränkte Reichweite haben, damit eine eindeutige Zuordnung zu einem oder zumindest wenigen Referenzpunkte möglich ist. Dabei ist zu beachten, dass einige Systeme wie RFID eine genaue Identifizierung der Objekte (Eindeutigkeit der Tags) zulassen, während andere wie Drucksensoren nur Informationen darüber geben können, ob sich ein Objekt in der Nähe befindet oder nicht.

## 2.2. Überblick existierender Lokalisierungssysteme

Nachdem im vorherigen Abschnitt die grundlegenden Methoden zur Positionsbestimmung beschrieben wurden, wird im Folgenden eine Auswahl existierender Lokalisierungssysteme für den Inhaus-Bereich vorgestellt. Ein Überblick entsprechende Systeme findet sich auch

in [37, 44, 97]. Im Falle dieser Arbeit erfolgt die Beschreibung unter Berücksichtigung des Einsatzzwecks der Lokalisierung von Personen und der diesbezüglichen Vor- und Nachteile. Dabei wird eine Einteilung anhand der verwendeten Technologien vorgenommen, da diese entscheidenden Einfluss auf die Eigenschaften der Systeme haben. So nutzt der überwiegende Teil entweder Funk, Ultraschall, Infrarot oder Kameras, sodass sich eine entsprechende Kategorisierung anbietet.

### 2.2.1. Funk-Systeme

Im Gegensatz zu den im weiteren Verlauf beschriebenen Technologien haben Funk-Lösungen den Vorteil, hohe Reichweiten zu ermöglichen, wobei sogar Wände durchdrungen werden können. Weiterhin sind ein kompakter Aufbau und ein geringer Leistungsverbrauch realisierbar. Allerdings erfordert die hohe Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen von ca.  $3 \cdot 10^8$  m/s eine sehr hochfrequente Abtastung. Bei Laufzeitmessungen mit einer gewünschten Auflösung von 10 cm ist demnach beispielsweise eine Abtastfrequenz von 3 GHz notwendig, welche hohe Anforderungen an die verwendete Hardware stellt. Ähnliche Genauigkeiten lassen sich allerdings auch mit niedrigeren Abtastfrequenzen erreichen, wenn Sender und Empfänger asynchron getaktet sind. In diesem Fall kann durch Mittelung über mehrere Messungen die wirkliche Laufzeit approximiert werden [35].

Problematisch sind außerdem die durch Reflektionen bzw. Mehrwegausbreitung verursachten Signalverzerrungen und Interferenzen, die bei Laufzeitmessungen eine rechtzeitige Erkennung des Signals erschweren. Im Falle einer Signalstärkenmessung können diese Interferenzen außerdem dazu führen, dass die Annahme der quadratischen Abnahme mit dem Abstand nicht mehr gilt. Weithin sollte bei der Verwendung von Funk der Aspekt des *Elektrosmogs* berücksichtigt werden, der in letzter Zeit immer stärker in den Fokus der Öffentlichkeit gerückt wird.

Da die Anzahl der existierenden Funksysteme relativ groß ist, erfolgt im weiteren Verlauf eine zusätzliche Unterkategorisierung entsprechend der verwendeten Lokalisierungsmethode.

#### 2.2.1.1. ToA- und TDoA-System

Um den negativen Effekt der Mehrwegausbreitung bei Laufzeitmessungen zu minimieren, schlug Fontana die Verwendung eines Ultra-Wide-Band-Signals (UWB) mit sehr kurzer Pulsdauer ( $\approx 1$  ns) vor [23], das die Unterscheidung des eigentlichen Signals von Echos erleichtert. So kann durch die Nutzung eines hochgenauen Detektors, der auf die erste Flanke eines Datenpaketes triggert und implizite Zeitsynchronisation eine Genauigkeit von unter 30 cm erreicht werden. Unter dem Namen *PAL650 UWB Precision Asset Location System* wird das entwickelte System auch kommerziell vertrieben [24].

Eine ähnliche Realisierung namens *Ubisense*<sup>2</sup> wurde an der Universität von Cambridge entwickelt. Die Lokalisierung erfolgt mit Hilfe von TDoA- und AoA-Messungen zwischen

---

<sup>2</sup><http://www.ubisense.de>

mehreren Basisstationen und einem Tag (*Ubisensor*). Dadurch wird erreicht, dass im Gegensatz zur alleinigen Verwendung von TDoA weniger Messstationen zur Lokalisierung benötigt werden. Des Weiteren ist das System in der Lage, die Updaterate der Lokalisierung dynamisch an die Bewegungsaktivität des Benutzers anzupassen. Außerdem besitzen die Tags programmierbare Knöpfe, die zum Senden spezieller Kommandos wie *Tür öffnen* genutzt werden können. Zusätzlich ist eine Software verfügbar, mit der die Planung, Projektierung und Administration des Systems vorgenommen werden kann. *Ubisense* ist bereits als kommerzielles Produkt verfügbar und in einer Version für wissenschaftliche Anwendungen für einen Preis von ca. 12.500 € zu erwerben (Stand 3/2010).

Das von der Firma *Symeo* vertriebene System *Local Positioning Radar (LPR)* [27, 96] wurde für die Lokalisierung von industriellen Transportmaschinen wie Gabelstapler entwickelt. Auch dieses System realisiert die Lokalisierung mit Hilfe von Basisstationen, deren Abstand zum mobilen Transponder über die Messung der RToF erfolgt. Das System arbeitet in einem Frequenzbereich von 5,8 GHz und weist abhängig von den verwendeten Antennen eine Genauigkeit von bis zu  $\pm 5$  cm und eine Reichweite (Abstand des Transponders zur Base) von bis zu 400 m auf. Eine Variante zur Lokalisierung von Menschen ist auch verfügbar. Bei dieser wurden der Transponder und die Antennen in eine Weste integriert, die vom Benutzer zu tragen ist. Preislich liegt *LPR* auf ähnlich hohem Niveau wie das Konkurrenzsystem von *Ubisense*. Ein proprietäres System namens *3D-iD*, das auch die Rundlaufzeit eines Funksignals misst, wird von der *PinPoint Corporation* [110] vertrieben und erreicht eine Genauigkeit von ca. 1 m.

Aus dem *Satellite Navigation and Positioning Laboratory (SNAP)* der Universität von New South Wales in Australien stammt *Locata*, ein System, das das GPS-Verfahren auch innerhalb von Gebäuden zur Lokalisierung nutzt [10]. Da das eigentliche GPS-Signal im Gebäudeinneren aber nicht stark genug ist, werden dort so genannte Pseudolites installiert, die eigene Synchronisations- und Trackingsignale generieren und als zusätzliche Satelliten dienen. Im Außenbereich kann die Position damit zentimetergenau bestimmt werden. Innerhalb von Gebäuden werden aufgrund von Wänden und anderen Hindernissen und der damit nicht immer gegebenen Sichtverbindung aber immerhin noch Werte im Sub-Meterbereich erzielt.

### 2.2.1.2. RSSI-Funk-Systeme

*RADAR* [6] ist eine Entwicklung von *Microsoft Research* mit dem Ziel, WLAN (IEEE 802.11) um eine Lokalisierungsfunktion zu erweitern. Dazu wird an den jeweiligen WLAN-Basisstationen die Signalstärke und der SNR des zu lokalisierenden Teilnehmers gemessen, um darüber auf den Abstand bzw. auf die Position schließen zu können. Deshalb werden in einer Offline-Phase der SNR und die Feldstärke für verschiedene Positionen und Orientierungen gemessen, um basierend darauf in der Real-Time-Phase über die Suche des nächsten Nachbarn im Signalraum (NNSS) die Position des Lokalisierungsobjekts bestimmen zu können. Zusätzlich besteht durch einen zweiten Ansatz die Möglichkeit, die messtechnisch ermittelten Werte durch ein *Signal-Propagationsmodell* zu ersetzen. Mit dem ersten Ansatz kann in über 50 % der Fälle ein mittlerer Fehler von unter drei Metern erreicht werden; mit dem zweiten Ansatz hingegen nur eine Auflösung von 4,3 m und damit ein um 43 % schlechterer Wert als

beim ersten Ansatz. So ist dieses Verfahren in den meisten Fällen letztlich nur genau genug, um die Position von Benutzern bzw. Objekten bestimmten Räumen zuordnen zu können. Anwendung findet *RADAR* beispielsweise in einem Pilotprojekt der Universität von Kalifornien [30], bei dem ortsbezogene Dienste im Campusbereich angeboten werden. Außerdem wird eine kommerzielle Variante, die mit einem ähnlichen Verfahren arbeitet, von der Firma *Ekahau*<sup>3</sup> vertrieben.

Weiterhin wurden vergleichbare Systeme unter anderem von Hightower und Want [38] sowie Feldmann u. a. [22] vorgestellt. Erstere verwendeten hierzu einen proprietären Ansatz mit einem Positionierungsfehler von ca. 3 m, letztere hingegen entwickelten ein System basierend auf Bluetooth mit einem RMS<sup>4</sup>-Fehler von 2 m. Allerdings ergibt sich nur für WLAN- und Bluetooth-Systeme der Vorteil, dass viele Mobiltelefone und PDAs bereits mit entsprechenden Transceivern ausgestattet sind und die notwendige Infrastruktur (Access-Points) in vielen Gebäuden vorhanden ist, sodass keine zusätzlichen Kosten entstehen.

Ein RSSI-System, das RFID zur Positionsbestimmung nutzt, ist *LANDMARC* [67]. Das System basiert auf einer kommerziell vertriebenen Hardware (*Spider* von *RF-Code*) und ermöglicht Reichweiten von bis zu 46 Metern. Es ist allerdings nicht möglich, die Signalstärke direkt zu messen. Stattdessen unterstützen die Lesegeräte acht Leistungsstufen mit steigender Reichweite, zwischen denen im Betrieb gewechselt werden kann und die eine entsprechende Tagzuordnung ermöglichen. Bei mehreren Lesegeräten ist dann wiederum eine Lokalisierung über den geschätzten Abstand möglich. Aufgrund verschiedener Umgebungseinflüsse ist das Lokalisierungsergebnis aber oft sehr ungenau. Deshalb verwendet *LANDMARC* Referenz-Tags, die in Abständen von wenigen Metern in der Umgebung verteilt werden. Dabei wird angenommen, dass sie den gleichen Umgebungseinflüssen ausgesetzt sind, wie die mobilen Tags in der Nähe. Zur Positionsbestimmung wird schließlich das Referenz-Tag mit der größten Ähnlichkeit in der Signalenergie gesucht und als wahrscheinlichste Position ausgewählt, sodass *LANDMARC* letztlich einen RSSI-Ansatz mit einem Proximity-Ansatz kombiniert. Experimente zeigen, dass sich bei einem Tag pro Quadratmeter eine mittlere Genauigkeit von einem Meter ergibt, was allerdings eine große Anzahl von Referenztags erforderlich macht.

### 2.2.1.3. Proximity-Funk-Systeme

Neben der Möglichkeit RFID und Bluetooth zur RSSI-Lokalisierung zu nutzen, besteht natürlich auch die Option, beide Technologien zur Realisierung von Proximity-Systemen zu verwenden. Ein entsprechender Bluetooth-Ansatz wurde von Hallberg u. a. beschrieben [31, 32]. Die damit erzielte Genauigkeit hängt von der Reichweite der Geräte ab und liegt typischerweise bei 10 m. Durch die Verwendung mehrerer Basisstationen und die Anwendung von Triangulation kann die mittlere Genauigkeit jedoch auf  $\pm 1,7$  m erhöht werden. Allerdings ist die durchschnittliche Updaterate von 19,2 s relativ gering, was daran liegt, dass das Finden und der Verbindungsaufbau zu neu gefundenen Bluetooth-Geräten einige Zeit in Anspruch nehmen kann. Eine kommerzielle Variante der Firma *Bluelon*<sup>5</sup> wird beispielsweise im Aalborger

---

<sup>3</sup><http://www.ekahau.com>

<sup>4</sup>Root-Mean-Square

<sup>5</sup><http://www.bluelon.com>

Zoo in Dänemark eingesetzt.

Des Weiteren sind Realisierungen mit Hilfe von RFID denkbar, wie bereits im Warenverkehr üblich. Dabei muss zwischen niederfrequenten Systemen (typischerweise 13,56 MHz) mit geringer Reichweite (< 1 m) und höherfrequenten Systemen (> 100 MHz) unterschieden werden, deren Reichweite mehrere Meter betragen kann. Die Firma *Vorwerk*, Hersteller von Staubsaugern und Teppichböden, hat beispielsweise im Rahmen einer Zusammenarbeit mit der *Infineon Technologies AG* einen Teppichboden (*Smart Carpet*<sup>6</sup>) mit integrierten RFID-Tags entwickelt, anhand derer autonome Serviceroboter ihre Position bestimmen können. Zur Lokalisierung eines Menschen ist das System aber nicht geeignet, da das Mitführen eines RFID-Lesegerätes notwendig wäre und die Reichweite der Tags nur 10 cm beträgt.

### 2.2.2. Systeme mit Schallsensoren

Ultraschall besitzt gegenüber Funksignalen eine um den Faktor  $10^6$  geringere Ausbreitungsgeschwindigkeit. Deshalb kann mit deutlich geringeren Abtastraten eine weitaus höhere Genauigkeit erzielt werden. So reicht beispielsweise eine Abtastfrequenz von 40 kHz für eine Genauigkeit von 1 cm aus. Allerdings ist die Reichweite von Ultraschallsensoren mit 5 bis 10 m deutlich geringer. Außerdem weisen sie eine starke Richtcharakteristik auf, sodass für das Abdecken der gesamten Hemisphäre mehrere Sensoren notwendig sind. Nachteilig ist außerdem die starke Temperaturabhängigkeit der Signalgeschwindigkeit, die durch

$$v_{us} = 331 \frac{\text{m}}{\text{s}} \sqrt{1 + \frac{T}{273 \text{ K}}} \quad (2.2.1)$$

bestimmt werden kann [90]. Damit ergibt sich eine näherungsweise lineare Abhängigkeit der Geschwindigkeit von der Temperatur von ca.  $0,59 \frac{\text{m}}{\text{s} \cdot \text{C}}$  im relevanten Bereich von 10 bis 40 °C, die bei der Abstandmessung berücksichtigt werden sollte. Ein weiterer Nachteil von Ultraschall ist die bedingte Eignung in Umgebungen mit Tieren, da die überwiegend verwendeten Sensoren mit einer Signalfrequenz von 40 kHz arbeiten, die z. B. für Hunde und Katzen im hörbaren Bereich liegt. Außerdem durchdringt Ultraschall keine festen Materialien, sodass immer eine Sichtverbindung bestehen muss. Weiterhin führen Reflektionen an Objekten oder Wänden wie bei Funk zur Mehrwegausbreitung von Signalen, wobei jedoch die Erkennung von Echos aufgrund der geringeren Ausbreitungsgeschwindigkeit einfacher ist. Außerdem ist die Ermittlung der Laufzeit relativ einfach. So kann gleichzeitig zum Ultraschallsignal ein schnelles Funksignal ausgesendet werden, das am Empfänger zum Starten der Messung dient und dessen Laufzeit vernachlässigbar ist.

Eines der ersten Ultraschall-Systeme namens *Active Bat* wurde in den AT&T-Laboren der Universität Cambridge entwickelt [107]. Bei diesem System werden mehrere Ultraschallempfänger (Baken) in einer rasterförmigen Anordnung unter der Decke platziert. Die zu lokalisierenden Objekte wiederum sind mit Ultraschallsendern ausgestattet. Außerdem verfügen die Sender über einen Funkempfänger. Die Baken wiederum sind über ein Netzwerkinterface mit einem Server verbunden, der die eigentliche Kontrollinstanz des Systems ist und

---

<sup>6</sup>[http://www.vorwerk-teppich.de/sc/vorwerk/rfid\\_en.html](http://www.vorwerk-teppich.de/sc/vorwerk/rfid_en.html)

alle 200 ms eine der mobilen Einheiten per Funk durch Senden eines Funksignals aktiviert. Der ausgewählte Sender emittiert daraufhin einen Ultraschallimpuls. Gleichzeitig werden die Empfänger über das Netzwerk dazu veranlasst, die Laufzeitmessung zu starten. Die Positionsbestimmung wird schließlich mit Hilfe von Trilateration auf dem Server durchgeführt. Folglich wird beim *Active Bat*-System ein zentraler Ansatz verfolgt. Tests zeigen, dass in 95 % der Fälle eine Positionsgenauigkeit von ca. 14 cm erzielt werden kann. Nachteilig ist allerdings der hohe Installationsaufwand und die begrenzte Skalierbarkeit des Systems, da mit steigender Senderanzahl die Updaterate der einzelnen mobilen Einheiten sinkt.

Das sogenannte *Cricket*-System [7] wurde am MIT entwickelt und verfolgt im Gegensatz zu *Active Bat* einen dezentralen Ansatz – d. h. die Positionsbestimmung erfolgt durch die mobile Einheit – der eine bessere Skalierbarkeit des Systems ermöglicht und die "Privatsphäre" des zu lokalisierenden Objektes wahrt. Cricket nutzt ein hybrides Verfahren, bei dem die Baken (Motes), die wiederum rasterartig unter der Decke platziert werden müssen, gleichzeitig ein RF-Signal und ein Ultraschallsignal senden, das in der mobilen Einheit zur Initialisierung der Laufzeitmessung genutzt wird. Außerdem dient es zur Kennzeichnung der sendenden Bake. So misst die mobile Einheit die Zeitdifferenz zwischen dem RF- und Ultraschallsignal der einzelnen Baken und bestimmt dann mit Hilfe von Multilateration die eigene Position. Um Kollisionen beim Senden zu vermeiden, wählen die Baken die Zeit zwischen dem Versenden zweier Messsignale zufällig aus einem Intervall von [150..350] ms aus. Des Weiteren signalisieren sie den Sendebeginn mit einer Start-Nachricht und das Ende mit einer Stopp-Nachricht. Das heißt, eine Bake sendet nicht, wenn sie eine Start-Nachricht aber noch nicht die dazugehörige Stopp-Nachricht empfangen hat. Genauso verwirft der Empfänger eine Messung, wenn er zwei Start-Signale hintereinander erhält. Eine Synchronisation der Baken ist hingegen aufgrund des Fehlens einer Kontrollinstanz und der gegenseitigen Vernetzung nicht möglich. Zusätzlich kann Cricket zur Proximity-Lokalisierung genutzt werden, indem jede Bake mit einer sogenannten Space-ID versehen wird, die dann im RF-Signal enthalten ist. Die Messgenauigkeit des Systems liegt für statische Objekte im Bereich von 1 bis 3 cm. Bei bewegten Objekten lassen sich in über 90 % der Fälle immerhin noch Genauigkeiten im Submeterbereich erzielen. Cricket wird mittlerweile gewerblich von der Firma Crossbow vertrieben. Allerdings ist ein Kit-Preis von 2600 € für 8 Motes und ein Programmier-Board bzw. 250 € für einen einzelnen Mote noch weit von dem angestrebten Preis von weniger als 10 € entfernt.

*Cricket Compass* stellt eine Erweiterung von Cricket dar und liefert zusätzlich Informationen über die Orientierung der mobilen Einheit. Dazu wird neben der Laufzeit auch die Phasendifferenz des Ultraschallsignals zwischen zwei Empfängern gemessen, die sich in einem Abstand von  $\lambda$ , der der Wellenlänge des Ultraschallsignals entspricht, auf dem Empfängerboard befinden. Da sich damit aber nicht eindeutig der Winkel bestimmen lässt, unter dem der Empfänger das Signal empfängt, wird außerdem die Laufzeitdifferenz des Signals zwischen den beiden Ultraschallempfängern gemessen, sodass die Orientierung schließlich eindeutig berechnet werden kann. Messungen haben gezeigt [79], dass im Bereich von  $\pm 45^\circ$  eine Genauigkeit von  $[-2^\circ, 3^\circ]$  erreicht werden kann.

Ähnlich wie Cricket beruht das *Ad Hoc Localization System* (AHLoS) [85] auf TDoA mit einer Laufzeitdifferenzmessung zwischen Funk und Ultraschall und weist eine ähnliche Genauigkeit auf. Zielplattform des Systems ist ein Netzwerk aus kleinen, kooperierenden Sensoren (Motes), die sich mit Hilfe gegenseitigen Informationsaustausches lokalisieren können. Im Un-

terschied zu Cricket benötigt das System nur wenige Motes, die ihre Position kennen müssen. Alle anderen Sensoren können ihren Standort mit Hilfe dieser Baken durch Multilateration bestimmen und werden dadurch selbst zur Bake. Ein Testaufbau in einem  $15 \times 15 \text{ m}^2$  großen Raum mit 5 Baken und 45 Motes ergab einen Kalibrierungsfehler von bis zu 20 cm bei Initialisierungs- und Messfehlern mit Gaußscher Verteilung im Bereich von 2 cm [85]. Bei größeren Systemen steigt dieser Fehler aufgrund des iterativen Verfahrens und der dadurch bedingten Fehlerfortpflanzung jedoch noch weiter an. Nachteilig ist außerdem, dass der Aufbau der Motes deutlich komplexer ist, da eine gegenseitige Sichtverbindung notwendig ist, weswegen mehrere Ultraschallsensoren pro Mote benutzt werden müssen.

Randell und Muller [81] schließlich verfolgten das Ziel einer möglichst kostengünstigen Lösung (ca. 150 \$) für sehr kleine Systeme bestehend aus wenigen Baken. Ihre Realisierung nutzt einen dezentralen Ansatz wie Cricket, verwendet dabei allerdings eine zentrale Komponente, die ein Funksignal aussendet, um die Messung zu starten. Als Reaktion darauf senden alle Baken in festgelegter Reihenfolge jeweils zeitlich um 50 ms versetzt einen Ultraschallpuls aus. Experimente ergaben eine Genauigkeit von ca. 25 cm. Eine von McCarthy und Muller weiterentwickelte Variante des Systems wiederum verzichtet vollständig auf den Einsatz von Funk [62]. Stattdessen wird eine Methode namens *Pseudorangeing* angewendet, die, ähnlich wie GPS das periodische Übertragungsverhalten der Ultraschallimpulse ausnutzt, um die Startzeitpunkte der Signale zu bestimmen. Zur Verbesserung und Glättung der Schätzwerte wird ein Kalman-Filter eingesetzt. Experimente zeigen, dass sich so eine Genauigkeit von ca. 10 cm für bewegte Objekte erreichen lässt.

Neben Ultraschall-Systemen sind natürlich auch Realisierungen möglich, die mit Frequenzen im hörbaren Bereich arbeiten. Ein aktives System zur Roboterlokalisierung, das prinzipiell den vorgestellten Systemen ähnelt, wurde von Girod und Estrin [28] beschrieben. Es ist aber aufgrund der erzeugten Geräusche für den Heimbereich nicht geeignet. Demgegenüber nutzen passive Systeme die von Menschen erzeugten Signale (Stimmen, Laufgeräusche) zur Lokalisierung aus. Dabei sind allerdings Aspekte wie Hintergrundgeräusche, Echos und die Unterscheidung mehrerer Quellen zu berücksichtigen und zu behandeln. Bian u. a. [12] beschreiben ein solches System für den Bereich des *Ubiquitous Computing*, das eine Quellenlokalisierung mit Hilfe von Mikrofonarrays vornimmt, aber auch zur Kontext- oder Verhaltenserkennung genutzt werden kann (z. B. Mittagessen; täglich um 14.00 Uhr). Tests ergaben einen mittleren Fehler von 13 cm, wobei für jeden Messpunkt über 25 Messwerte gemittelt wurde. Dabei betrug die Standardabweichung 27,3 cm. Diese Messungen wurden allerdings mit einem kurzen Klick-Geräusch durchgeführt, das weitaus einfacher zu detektieren ist als ein kontinuierliches Stimmsignal. Weithin konnte gezeigt werden, dass eine Konversation zwischen zwei Personen erkannt und im Großteil der Fälle von einer sich bewegenden, sprechenden Person unterschieden werden kann.

### 2.2.3. Aktive Nah-Infrarot-Systeme

Das *Active Badge System* [106] wurde im *Olivetti Research Laboratory* entwickelt und war das erste Inhaus-Lokalisierungssystem für den Bereich des *Pervasive Computing*. Es verfolgt einen Proximity-Ansatz und erfordert das Tragen eines Abzeichens von den Benutzern, das

auch Badge genannt wird. Dieses Abzeichen strahlt alle 15 Sekunden ein eindeutig kodierte NIR<sup>7</sup>-Signal aus, das von speziellen Sensoren registriert wird und somit bezogen auf einen Raum eine Lokalisierung und eindeutige Identifizierung der Person ermöglicht. Die Abstrahlung des Signals erfolgt diffus, sodass keine direkte Sichtverbindung mit den in den Räumen installierten Sensoren notwendig ist, da herkömmliche Wände Infrarotstrahlung der genutzten Wellenlänge gut reflektieren. Die Sensoren wiederum sind mit einem zentralen Server verbunden, der alle Sensordaten sammelt und die daraus resultierenden Lokalisierungsinformationen über eine Schnittstelle zur Verfügung stellt. Die Sendeabstand von 15 s wurde im Übrigen deshalb so hoch gewählt, da dadurch der Stromverbrauch der Badges und die Wahrscheinlichkeit von Signal-Kollisionen verschiedener Abzeichen gering ist. Der Vorteil aktiven Infrarots ist, dass durch die Verwendung von Standardkomponenten relativ günstig Systeme hergestellt werden können. Allerdings führt die geringe Reichweite dazu, dass in großen Räumen mehrere Sensoren notwendig sind. Neben diesem System existiert auch eine kommerzielle Variante der Firma *Versustech*<sup>8</sup>, die allerdings gleichzeitig IR- und RF<sup>9</sup>-Tags nutzt.

### 2.2.4. Kamera-Systeme

Kamera-Systeme nutzen typische Bildverarbeitungsalgorithmen zur Objekterkennung. Im Gegensatz zu den zuvor beschriebenen Systemen bieten sie den Vorteil, dass keine aktive Hardware am Objekt benötigt wird. Nachteilig sind hingegen der relativ hohe Rechenaufwand und eine starke Abhängigkeit von den Lichtverhältnissen. Außerdem ist die Akzeptanzschwelle solcher System relativ hoch, da sich die Personen im Erfassungsbereich systembedingt unter ständiger Beobachtung befinden und somit das Recht auf Privatsphäre verletzt wird.

*EasyLiving* ist ein Projekt der *Vision Group* von *Microsoft Research* mit dem Ziel, eine Prototyp-Architektur und Technologien für intelligente Inhaus-Umgebungen zu entwickeln. Im Rahmen dieses Projekts wurde ein Kamera-Tracking-System [52] zur Lokalisierung und Verfolgung mehrerer Personen entwickelt, der so genannte *EasyLiving-Tracker*. Er verwendet *Triclops* Stereo-Kameras, deren Stereo-Bilder zur Lokalisierung und deren Farbbilder zur Unterscheidung von Personen benutzt werden. Begrenzt durch die Geschwindigkeit der Kameramodule wird eine Updaterate der Lokalisierungs- und Identitätsinformationen von 3,5 Hz erreicht. Tests haben gezeigt, dass diese Geschwindigkeit für den praktischen Einsatz ausreichend ist. Zum Betrieb des Systems ist ein PC mit 450 MHz bei einer Kamera-Auflösung von  $320 \times 240$  Pixeln ausreichend. Daraus wird allerdings deutlich, dass bei der Nutzung in mehreren Räumen eine nicht unbeträchtliche Rechenleistung alleine für die Lokalisierung zur Verfügung gestellt werden müsste.

*TRIP* (**T**arget **R**ecognition using **I**mage **P**rocessing) ist eine weitere bildnehmende Realisierung, die günstige CCD-Kameras zur Lokalisierung nutzt. Das von Ipina u. a. [42] beschriebene System lokalisiert Objekte anhand zweidimensionaler kreisförmiger Strichcodes, die sichtbar an der Kleidung angebracht sein müssen. Der Vorteil, der sich daraus ergibt, ist der geringere Rechenaufwand im Vergleich zum vorherigen Ansatz. So ist mit einem 1,6 GHz

---

<sup>7</sup>Nahes Infrarot

<sup>8</sup><http://www.versustech.com>

<sup>9</sup>Radio Frequency

PC die Verarbeitung von drei Kameras bei einer Updaterate von 6 Hz möglich. Außerdem erhöht eine steigende Objektanzahl die benötigte Rechenleistung nicht. Die Genauigkeit des Systems ist vom Abstand der Kamera zum Objekt abhängig und liegt bei einer Distanz von 2 m bei unter 10 cm. Allerdings ist eine zuverlässige Erkennung auf einen maximalen Abstand von 3 m begrenzt. Ein weiteres System, das ähnlich wie *TRIP* spezielle, reflektierende Marker (Tags) nutzt, wurde von Nakazato u. a. vorgestellt [66]. Allerdings werden die Marker bei diesem System an den Wänden oder der Decke angebracht, deren Detektion mit einer, an einer Art Hut befestigten CCD-Kamera erfolgt. Die Illumination der Tags wiederum geschieht mit Hilfe von Infrarot-LEDs, die an der Kamera angebracht sind. Nach Aussagen der Autoren lässt sich damit in den meisten Fällen ein Lokalisierungsfehler kleiner 20 cm erzielen.

### 2.2.5. Sonstige Lokalisierungssysteme

Neben den bereits beschriebenen Ansätzen gibt es noch einige weitere Systeme, die jedoch nicht den gewählten Kategorien zugeordnet werden können. Einige wichtige werden folgend kurz beschrieben.

*SmartFloor* ist eine Entwicklung des *Georgia Institute of Technology* [70]. Es handelt sich dabei um einen Proximity-Ansatz mit Hilfe von in den Boden integrierten Berührungssensoren. Zweck dieses Systems ist, eine Person zu lokalisieren und anhand ihres Schrittmusters zu erkennen. Mit den entwickelten Schrittmustern konnten Erkennungsraten von 93 % erreicht werden. Die Genauigkeit des Systems wird durch die Größe der Bodenfliesen bestimmt und liegt bei ca. 50 cm. *SmartFloor* hat ähnlich wie der *Easy-Living-Tracker* den Vorteil, dass der Benutzer keine Hardware mit sich führen muss und die Störeinflüsse aufgrund des direkten physikalischen Kontakts relativ gering sind. Allerdings ist die Installation spezieller und teurer Bodenbeläge notwendig [45] und das System skaliert nicht sehr gut, d. h. es kann nur eine begrenzte Anzahl von Personen anhand ihrer Schrittmuster unterschieden werden. Ein ähnliches System mit nahezu identischen Eigenschaften wurde auch von Addelesse u. a. beschrieben [2].

Yoshiike u. a. [114] hingegen entwickelten ein System, das die Lokalisierung von Personen anhand ihrer Körperwärmestrahlung erlaubt. Es basiert auf einem rotierenden, pyroelektrischen Liniensensor (vgl. Abschnitt 3.2.3.4) mit acht Pixeln, der zur Erzeugung eines zweidimensionalen Bilds genutzt wird, anhand dessen die Anzahl der sich im Raum befindenden Personen sowie deren Position und Bewegungsverhalten erfasst wird. Die Lokalisierung erfolgt mit Hilfe einer speziellen Segmentierungsmethode, die in 73 % der Fälle eine korrekte Schätzung der Anzahl der Personen im Raum ermöglicht. Bei einer erlaubten Abweichung von einer Person ist die Schätzung sogar in 93 % der Fälle zutreffend. Entsprechende Versuche wurden allerdings mit der Einschränkung durchgeführt, dass sich die Personen in bestimmten Bereichen des Raums befinden. Angaben über die Lokalisierungsgenauigkeit des Systems werden hingegen nicht gemacht. Die Nachteile der vorgestellten Lösung liegen in der Verwendung mechanischer Komponenten, die einerseits kostenintensiv und andererseits fehleranfällig sind.

Abschließend sei noch erwähnt, dass Systeme außer Acht gelassen werden, die auf der

Erkennung von magnetischen Feldern basieren, wie *MotionStar* von *Ascension*<sup>10</sup> und für den Bereich der *Virtual Reality* gedacht sind. Zwar bieten sie eine sehr hohe Genauigkeit im Bereich von 1 mm bzw. 0,1°, sind aber meistens kabelgebunden und sehr teuer.

## 2.3. Zusammenfassung und Ausblick

In Tabelle 2.3.1 wird eine Auswahl der vorgestellten Systeme nochmals anhand ihrer charakteristischen Eigenschaften gegenübergestellt. In Tabelle 2.3.2 schließlich erfolgt eine allgemeine Bewertung der verschiedenen Technologien anhand der in Abschnitt 1 aufgestellten Kriterien, die verdeutlicht, dass keines der verfügbaren Systeme die in der Einleitung gestellten Anforderungen gänzlich erfüllt. Insbesondere der Aspekt des Komforts, der den Verzicht auf das Tragen von Tags beinhaltet, wird nur von wenigen Systemen berücksichtigt. Dazu gehören die bildnehmenden Ansätze, denen allerdings aufgrund der dauerhaften Videoüberwachung und der erforderlichen Rechenleistung vermutlich die Benutzerakzeptanz verwehrt bleiben wird. Spezielle Technologien wie *Smart Floor* erfordern andererseits einen extremen Installationsaufwand, wohingegen akustische Systeme nur sprechende Personen erfassen können. Weiterhin ist wie beschrieben auch ein passiver Ansatz basierend auf der Erfassung menschlicher Körperwärmestrahlung möglich.

System	Technologie	Reichweite	Genauigkeit	Update-Rate
Active Badge	Aktiv-IR	Raumgröße	Raumgröße	alle 15 s
360°-Pyro	Passiv-IR	30 m	-	> 1 Hz
Cricket v2	US	5 m	< 10 cm	< 1 Hz
BlueTags	BT	≈ 10 m	≈ 10 m	alle 20 s
LocataNet	RF	≈ 20 m	< 1 m	k. A.
RADAR	RF	20 – 30 m	3 – 4 m (50%)	hoch
Ubisense	UWB	4 Sen, 625 m <sup>2</sup>	15 cm	10 Hz
SmartFloor	Druck	-	ca. 50 cm	-
EasyLiving	3D-Kamera	Raum	k. A.	3.5 Hz

Tabelle 2.3.1.: Gegenüberstellung ausgewählter Lokalisierungssysteme

Im Hinblick auf den angestrebten Anwendungsbereich und unter Berücksichtigung der vorgestellten Systeme erscheint ein Ansatz vielversprechend, der ähnlich wie *SmartFloor* und *EasyLiving*, eine Lokalisierung anhand von Signalen oder Merkmalen ermöglicht, die keines aktiven Senders bedürfen und dabei weder die Privatsphäre beeinträchtigt, noch die Installation kostenintensiver Hardware erfordert. Eine Lokalisierung basierend auf menschlicher Wärmestrahlung, wie sie von Yoshiike u. a. [114] vorgeschlagen wurde, scheint deshalb ein vielversprechender Ansatz zu sein, da jeder Mensch dauerhaft Infrarotstrahlung emittiert und damit sogar bei Dunkelheit erfasst werden kann. Allerdings sollte dabei auf mechanische Komponenten verzichtet werden, da sie fehleranfällig und teuer sind.

<sup>10</sup><http://www.ascension-tech.com>

	Komfort	Akzeptanz	Genauigkeit	Skalierbarkeit	Installation	Kosten
Aktiv-IR	o	o	-	o	o	+
Schall	+	o	-	-	-	o
Ultraschall	-	-	o	o	-	-
Kamera	+	-	o	o	o	o
Funk (NB)	o	-	-	+	o	-
Funk (UWB)	o	-	+	+	-	-
SmartFloor	+	+	o	-	-	-

Tabelle 2.3.2.: Bewertung der verschiedenen Technologien

### 3. Grundlagen der passiven Infrarot-Lokalisierung

Im vorherigen Kapitel wurde eine Auswahl existierender Lokalisierungssysteme vorgestellt und Vor- und Nachteile diskutiert. Außerdem wurde die Vermutung aufgestellt, dass die Entwicklung eines Systems, das eine Lokalisierung durch die Erfassung der Körperwärmestrahlung eines Menschen vornimmt, zur Überwindung dieser Nachteile führen könnte. Deshalb werden folgend einerseits die Grundlagen der passiven Infrarotdetektion näher betrachtet und andererseits Sensoren zur Erfassung von Wärmestrahlung vorgestellt. Zuerst erfolgt allerdings eine kurze Einführung in die Radiometrie. Dazu werden die wichtigsten strahlungsphysikalischen Größen und die Eigenschaften von Infrarotstrahlung und ihre Ausbreitung betrachtet.

#### 3.1. Radiometrie

Die Radiometrie befasst sich mit der Übertragung von Energie in Form elektromagnetischer Strahlung und liefert das theoretische Gerüst zur Beschreibung und Messung dieser Strahlung und ihrer Interaktion mit Materie. Die Ursache elektromagnetischer Strahlung sind schwin-

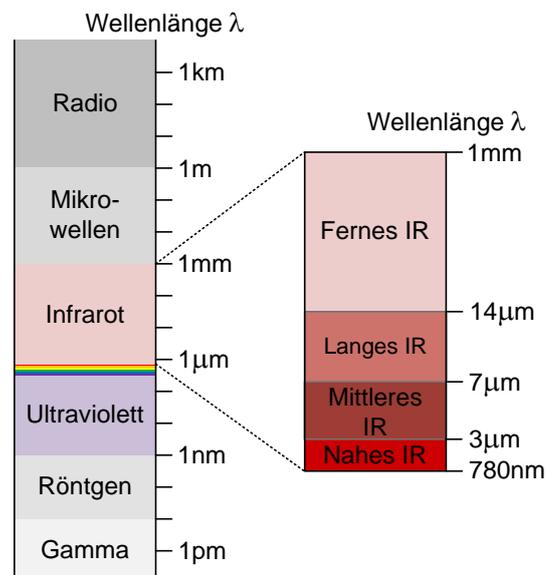


Abbildung 3.1.1.: Elektromagnetisches Strahlungsspektrum

gende elektrische Ladungen, die einen Teil ihrer Energie in Form eines elektromagnetischen Wechselfeldes an die Umgebung abgeben.

Das elektromagnetische Spektrum erstreckt sich von den niederfrequenten Radiowellen bis hin zur hochfrequenten Gammastrahlung und umfasst damit auch den Bereich des sichtbaren Lichts und der Infrarotstrahlung. Die Energie dieser Strahlung ist proportional zu ihrer Frequenz, wobei das Verhältnis von Frequenz  $\nu$  und Wellenlänge  $\lambda$  durch die Lichtgeschwindigkeit  $c$  gegeben ist.

$$c = \frac{\nu}{\lambda} \quad (3.1.1)$$

Das Spektrum der Infrarotstrahlung beinhaltet den Bereich von 780 nm bis 1 mm, wie Abbildung 3.1.1 verdeutlicht. Üblich ist außerdem eine weitere Unterteilung, für die sich aber in der Literatur keine eindeutige Definition findet. Die in dieser Arbeit verwendete und aus [87] übernommene Kategorisierung in nahes, mittleres, langwelliges und fernes Infrarot ist zweckmäßig, da so der für die Inhaus-Lokalisierung (siehe Abschnitt 3.1.2) und die Infrarotthermographie relevante Bereich von 7 – 14  $\mu\text{m}$  unter dem Begriff des *langwelliges Infrarot (LIR)* zusammengefasst wird (vgl. Abbildung 3.1.1).

#### 3.1.1. Strahlungsphysikalische Größen

Obwohl sich in der deutschsprachigen Literatur eindeutige Bezeichnungen für die verschiedenen radiometrischen Größen etabliert haben [34], werden die für diese Arbeit relevanten Bezeichnungen, die weitgehend dem deutschen Standard entsprechen [1], zum besseren Verständnis folgend kurz erläutert. Eine umfassende Beschreibung findet sich beispielsweise in [63].

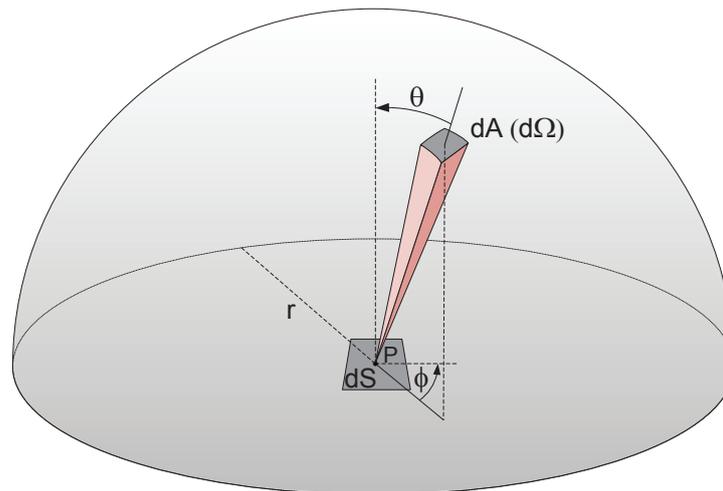


Abbildung 3.1.2.: Geometrischer Zusammenhang zwischen Strahlungsquelle  $dS$ , Empfängerfläche  $dA$  und dem Raumwinkel  $d\Omega$

- **Raumwinkel  $\Omega$**  (engl. solid angle)

$$\Omega = \frac{dA}{r^2} \quad \text{in} \quad [\text{sr}] \quad (3.1.2)$$

Der Raumwinkel  $\Omega$  ist der Winkelbereich des Sichtfeldes, den ein Objekt von einem Punkt  $P$  aus gesehen einnimmt. Er entspricht der Fläche  $dA$  der Projektion des Objekts auf eine um  $P$  aufgespannte Kugel, geteilt durch das Quadrat ihres Radius  $r$ . Geht man bei der in Abbildung 3.1.2 gezeigten Halbkugel von einem Radius von eins aus, so sind die Fläche  $dA$  und der dadurch aufgespannte und auf  $P$  bezogene Raumwinkel gleich.

- **Strahlungsfluss  $\Phi$**  (engl. radiant flux / power)

$$\Phi = \frac{dW}{dt} \quad \text{in} \quad [\text{W}] \quad (3.1.3)$$

Der Strahlungsfluss  $\Phi$  beschreibt die von einer Strahlungsquelle emittierte oder von einem Detektor empfangene Strahlungsenergie  $dW$  pro Zeiteinheit  $dt$ . Wird allgemein von Strahlung gesprochen, so ist immer der Strahlungsfluss als messbare Größe gemeint, der oft auch als Strahlungsleistung bezeichnet wird.

- **Spezifische Ausstrahlung  $M$**  (engl. radiant exitance)

$$M = \frac{d^2W}{dS \cdot dt} = \frac{d\Phi}{dS} \quad \text{in} \quad \left[ \frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right] \quad (3.1.4)$$

Die spezifische Ausstrahlung ist der Fluss, der von einem Flächenelement  $dS$  in die Hemisphäre, d. h. den Halbraum über der Fläche abgestrahlt wird. Entsprechend verteilt sich der abgegebene Fluss auf einen Raumwinkel von  $2\pi$ .

- **Strahlstärke  $I$**  (auch Strahlungsstärke oder Strahlintensität; engl. radiant intensity)

$$I = \frac{d^2W}{d\Omega \cdot dt} = \frac{d\Phi}{d\Omega} \quad \text{in} \quad \left[ \frac{\text{W}}{\text{sr}} \right] \quad (3.1.5)$$

Die Strahlstärke  $I$  bezeichnet den Teil des Strahlungsflusses, der in einen bestimmten Raumwinkel abgegeben wird. Die Winkelabhängigkeit von  $I$  ist für *Lambertsche Strahler* (siehe 3.1.5.1) durch das *Lambertsche Kosinusetz* gegeben.

- **Strahldichte  $L$**  (auch Strahlungsdichte; engl. steradiance, radiance)

$$L = \frac{d^2\Phi}{d\Omega dS \cos \Theta} = \frac{dI(\Theta)}{dS \cos \Theta} \quad \text{in} \quad \left[ \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{sr}} \right] \quad (3.1.6)$$

Die Strahlungsdichte bezeichnet den Fluss, der, bezogen auf die vom Detektor aus gesehene strahlende Fläche  $dA \cdot \cos \Theta$ , in das Raumwinkelement  $d\Omega$  (folgend auch teilweise als  $d\omega$  bezeichnet) in Richtung des Detektors emittiert wird. Dabei ist  $\Theta$  der Winkel zwischen der Flächennormalen der Quelle und des Richtungsvektors zum Detektor. Bei einem Lambertschen Strahler ist die Strahlungsdichte vom Emissionswinkel  $\Theta$  unabhängig. Es gilt:

$$L = \frac{E}{\pi} \quad (3.1.7)$$

- **Bestrahlungsstärke  $E$**  (auch Strahlungsflussdichte; engl. irradiance, flux density)

$$E = \frac{d\Phi}{dA} = \int_{\Omega} L(\theta(\omega), \phi(\omega)) \cdot \cos(\theta(\omega)) d\omega \quad \text{in} \quad \left[ \frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right] \quad (3.1.8)$$

Die Bestrahlungsstärke  $E$  ist im Gegensatz zu allen anderen Größen für den Detektor definiert und beschreibt – analog zur spezifischen Ausstrahlung – den gesamten auf eine Fläche  $dA$  auftreffenden Strahlungsfluss, der zur Größe dieser Fläche in Relation gesetzt wird. Dabei beschreibt  $d\omega$  das Raumwinkelelement und  $L$  die Strahldichte in Abhängigkeit vom Einfallswinkel. Die Strahlungsflussdichte ist zur Bestrahlungsstärke äquivalent, kennzeichnet aber den Strahlungsfluss, der ein Flächenelement durchquert.

### 3.1.2. Infrarotstrahlung

Wie beschrieben geben schwingende Ladungsträger Energie in Form elektromagnetischer Strahlung ab. Aus diesem Grund emittiert jedes Objekt mit einer Temperatur über dem *absoluten Nullpunkt* aufgrund seiner oszillierenden Atome und Moleküle Strahlung in einem großen Wellenlängenbereich. Die theoretischen Grundlagen zur Beschreibung dieses Verhaltens wurden von Planck im Jahre 1900 veröffentlicht.

Danach hängen der emittierte Strahlungsfluss und dessen spektrale Verteilung von der Oberflächentemperatur eines Objektes ab. Die Beziehung zwischen der Wellenlänge  $\lambda$ , der Temperatur  $T$ , und der spezifischen Ausstrahlung  $M_{\lambda}$  ist durch das Plancksche Gesetz

$$M_{\lambda} = \frac{C_1}{\lambda^5 (e^{C_2/\lambda T} - 1)} \quad (3.1.9)$$

mit den Konstanten  $C_1 = 3,74 \cdot 10^{-12} \text{ W cm}^2$  und  $C_2 = 1,44 \text{ cm K}$  gegeben. Dieses Gesetz gilt allerdings nur für einen perfekten Emittier, einen so genannten *Schwarzen Strahler*. Dieser Begriff wurde von Kirchhoff geprägt, der erkannte, dass ein guter Absorber ein ebenso guter Emittier ist. So absorbiert ein *Schwarzer Strahler* alle eingehende Strahlung, emittiert aber auch umgekehrt – abhängig von seiner Temperatur – maximal. Abbildung 3.1.3 verdeutlicht den Zusammenhang zwischen der spezifischen Ausstrahlung, der Objekttemperatur und der Wellenlänge. Der gesamte in einem bestimmten Wellenlängenbereich abgegebene Strahlungsfluss kann durch die Integration von Formel 3.1.9 über die Wellenlänge ermittelt werden. Allerdings lässt sich dieses Integral für einen beliebigen Wellenlängenbereich nicht analytisch, sondern nur numerisch lösen. Für den Spezialfall der Integration über den gesamten Spektralbereich allerdings ergibt sich der von Stefan und Boltzmann erkannte Zusammenhang, dass die von einem schwarzen Strahler emittierte Strahlungsleistung proportional zur vierten Potenz der Objekttemperatur ist. Diese Erkenntnis wird durch das nach ihnen benannte *Stefan-Boltzmann-Gesetz* beschrieben

$$\Phi = A \cdot \sigma \cdot T^4, \quad (3.1.10)$$

wobei  $A$  der strahlenden Objektfläche,  $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{K}^4}$  der *Stefan-Boltzmann-Konstante* und  $\Phi$  dem gesamten vom Objekt abgegebenen Strahlungsfluss entspricht.

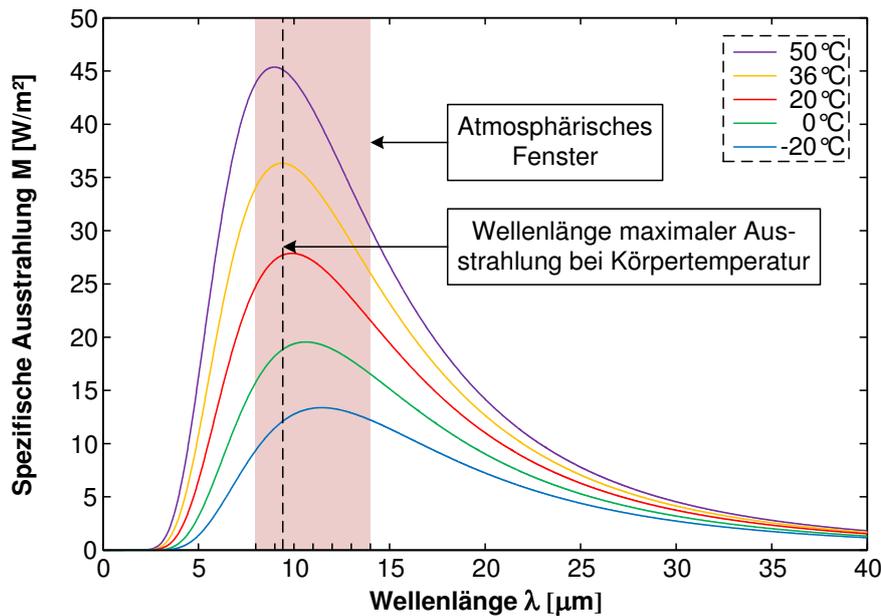


Abbildung 3.1.3.: Spezifische Ausstrahlung in Abhängigkeit von der Wellenlänge und der Objekttemperatur

Die Wellenlänge mit der höchsten Leistungsdichte wiederum ist durch das Wiensche Verschiebungsgesetz gegeben:

$$\lambda_m = \frac{2898 \mu\text{m K}}{T}. \quad (3.1.11)$$

Dabei entspricht  $T$  der absoluten Objekttemperatur in Kelvin. Das Gesetz besagt, dass je höher die Oberflächentemperatur eines strahlenden Objektes, desto kürzer ist die Wellenlänge der maximalen Leistungsdichte.

Die typischerweise beim Menschen auftretenden Temperaturen liegen im Bereich von ca. 24°C (Kleidung) bis 34°C (Gesicht). Entsprechend bewegt sich die Wellenlänge der maximalen Leistungsdichte in einem Intervall von 9,44  $\mu\text{m}$ - 9,75  $\mu\text{m}$ . Sensoren, die zur Detektion von Strahlung in diesem Wellenlängenbereich geeignet sind, werden in Abschnitt 3.2 vorgestellt. Die Beschränkung auf einen bestimmten Wellenlängenbereich erreicht man bei diesen Sensoren meistens durch die Verwendung bestimmter Linsenmaterialien wie Silizium oder Germanium sowie Linsenbeschichtungen (Coating). Im Rahmen der kontaktlosen Temperaturmessung ist ein Durchlassbereich von 8 - 14  $\mu\text{m}$  [39] gebräuchlich, in dem Luft eine sehr geringe Dämpfung aufweist, wie Abbildung 3.1.4 illustriert, die folglich im Inhausbereich bei Übertragungswegen von weniger als 20 m vernachlässigt werden kann.

### 3.1.3. Emissivität, Absorption und Reflektivität

Wie bereits im vorherigen Abschnitt erklärt, gelten die dort beschriebenen physikalischen Zusammenhänge zwischen Temperatur und abgegebener Strahlungsleistung nur für einen

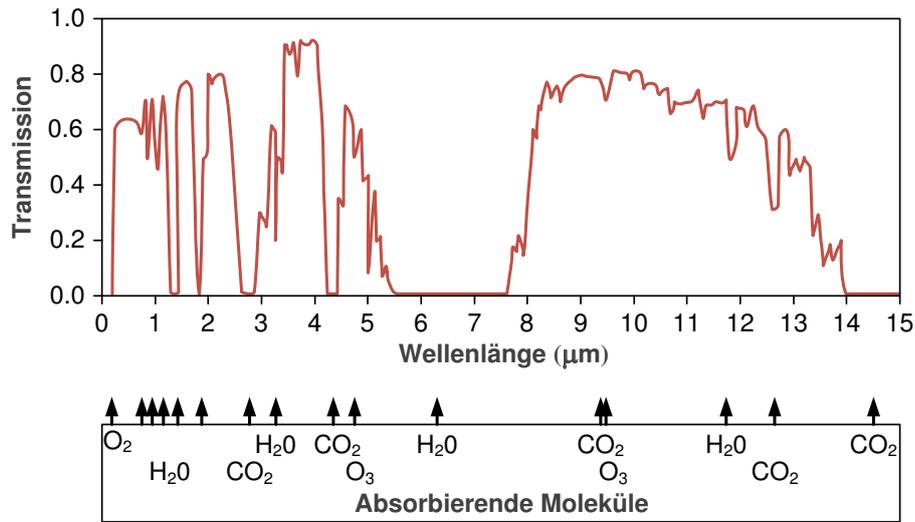


Abbildung 3.1.4.: Transmission von IR-Strahlung in Luft pro Seemeile (Adaptiert aus [41])

perfekten Strahler. Da aber alle in der Natur vorkommenden Materialien keine perfekten Strahlungseigenschaften aufweisen, müssen die Formeln 3.1.9 und 3.1.10 um einen von der Strahlungswellenlänge abhängigen Faktor  $\epsilon(\lambda)$  erweitert werden. Dieser Faktor wird Emissivität genannt und beschreibt das Vermögen eines Objektes, Infrarotstrahlung zu emittieren. Die Emissivität eines Materials ist abhängig von seiner dielektrischen Konstanten und gegebenenfalls von der Wellenlänge der emittierten Strahlung. Sie ergibt sich aus dem Verhältnis der Leistung, die von einem Objekt emittiert wird und der eines schwarzen Strahlers gleicher Temperatur

$$\epsilon(\lambda) = \frac{\Phi_{\text{Objekt}}(\lambda)}{\Phi_{\text{schw. Strahler}}(\lambda)}. \quad (3.1.12)$$

Infolgedessen liegt die Emissivität immer in einem Wertebereich von 0 bis 1. Weiterhin spricht man bei einem Wert kleiner 1 und gegebener Wellenlängenabhängigkeit von *selektiven Strahlern*. Ist die Emissivität eines Objektes hingegen nicht von der Wellenlänge abhängig, handelt es sich um einen *grauen Strahler*, der sich, abgesehen von einem konstanten Faktor (der Emissivität) wie ein *schwarzer Strahler* verhält.

In praktischen Anwendungen geht man fast immer davon aus, dass die betrachteten Objekte sich wie *graue Strahler* verhalten, was in den meisten Fällen auch zutrifft und insbesondere dann hinreichend genau ist, wenn der relevante Wellenlängenbereich stark eingeschränkt ist, also beispielsweise auf das Spektrum des LIR [21].

Die Emissivitäten typischer Werkstoffe können in Form von Emissivitätstabellen nachgeschlagen werden. Dabei erfolgt die Angabe meist für einen bestimmten Temperatur- und damit auch Wellenlängenbereich von beispielsweise 0 – 100°C [26]. So hat menschliche Haut eine Emissivität von 0,93 - 0,96 und ist damit ein nahezu perfekter Emittierer. Poliertes Aluminium hingegen hat einen Wert von ca. 0,05, sodass eine Aluminiumplatte ein Art Spiegel für Infrarotstrahlung darstellt. Die Emissivitätswerte einiger gebräuchlicher Materialien finden sich in Tabelle A.1.1 im Anhang A.1

Neben der Eigenschaft Strahlung zu emittieren, besitzen Objekte auch die Fähigkeit, Strahlung zu absorbieren, zu transmittieren und zu reflektieren. Dabei wird, genauso wie bei der Emissivität, in praktischen Anwendungen angenommen, dass der Grad der Absorption, Transmission und Reflektion von der Wellenlänge der Strahlung unabhängig ist. Weiterhin ist die Transmissivität der in häuslichen Umgebungen vorkommenden Materialien für den relevanten Wellenlängenbereich des LIR bei ausreichender Dicke der Objekte sehr gering und wird deshalb im weiteren Verlauf vernachlässigt.

Der Zusammenhang zwischen Absorptionsgrad  $\alpha$ , Transmissivität  $\tau$  und Reflektivität  $\rho$  ergibt sich dadurch, dass für den auf das Objekt auftreffenden Strahlungsfluss  $\Phi_{ges}$  das Gesetz der Energieerhaltung erfüllt sein und folglich die folgenden Gleichungen gelten müssen:

$$\Phi_{\alpha} + \Phi_{\tau} + \Phi_{\rho} = \Phi_{ges} \quad (3.1.13)$$

$$\alpha + \tau + \rho = 1 \quad (3.1.14)$$

Mit der von Kirchhoff im Jahre 1860 postulierten Erkenntnis, dass die Emissivität dem Absorptionsgrad entspricht und somit für den Fall des thermischen Gleichgewichts der empfangene dem ausgesendeten Strahlungsfluss entspricht und der zuvor gemachten Annahme, dass Objekte für den relevanten Wellenlängenbereich undurchlässig sind ( $\tau = 0$ ), folgt schließlich, dass der nicht reflektierte Teil der auf ein Objekt treffenden Strahlung vollständig absorbiert wird:

$$\rho = 1 - \alpha \quad \text{bzw.} \quad \rho = 1 - \epsilon. \quad (3.1.15)$$

### 3.1.4. Konvektion und Konduktion

Neben der Infrarotstrahlung gibt es zwei weitere Effekte, die zum Wärmeaustausch zwischen Objekten und ihrer Umgebung führen, solange sie sich nicht im thermischen Gleichgewicht befinden: Konvektion und Konduktion.

**Konduktion** beschreibt die Wärmeleitung in Feststoffen bzw. durch physikalischen Kontakt. Berühren sich beispielsweise zwei Objekte unterschiedlicher Temperatur, gibt das heißere Objekt so lange Wärme in Form kinetischer Energie an das kältere ab, bis ein Temperaturgleichgewicht eingetreten ist. Dieser Zusammenhang gilt auch für ein einzelnes Objekt, das einen internen Temperaturgradienten aufweist. Der thermische Fluss  $H$  wird durch den thermischen Widerstand  $R$  zwischen den Objekten, der Temperaturdifferenz  $T_1 - T_2$  und der Querschnittsfläche  $A$  des Übergangs bestimmt und lässt sich durch Formel 3.1.16 darstellen:

$$H = A \cdot \frac{T_1 - T_2}{R} \quad (3.1.16)$$

**Konvektion** beschreibt die Wärmeübertragung zwischen zwei Objekten über ein dazwischenliegendes Medium wie Gas oder Flüssigkeit. Die Höhe des Wärmeaustauschs ist wiederum von der Temperaturdifferenz  $T_1 - T_2$ , der Querschnittsfläche  $A$  und einem Konvektionskoeffizienten  $\alpha$ , der vom Medium und seiner Bewegungsgeschwindigkeit bestimmt

wird, abhängig und ist durch Formel 3.1.17 gegeben:

$$H = \alpha \cdot A \cdot (T_1 - T_2) \quad (3.1.17)$$

#### 3.1.5. Strahlungsaustausch

Für das Verständnis der Funktionsweise von Infrarotsensoren ist ein grundlegendes Wissen über die Abstrahlung und Ausbreitung von Infrarotstrahlung erforderlich. Deshalb werden die notwendigen Grundlagen folgenden kurz umrissen.

##### 3.1.5.1. Lambertsches Kosinusetz

Alle nichtmetallischen Materialien sind im Bereich des LIR gute diffuse Emitter [26], d. h. die Strahlungsdichte des von ihnen emittierten Flusses ist unabhängig von der Betrachtungsrichtung. Emitter mit solchen Eigenschaften werden auch *Lambertstrahler* genannt.

Allerdings ist die vom Empfänger aus gesehene effektiv strahlende Fläche abhängig vom Winkel zwischen der Flächennormalen und dem Richtungsvektors zwischen Sender und Empfänger, wie Abbildung 3.1.5 verdeutlicht. Dieser mathematische Zusammenhang wird durch

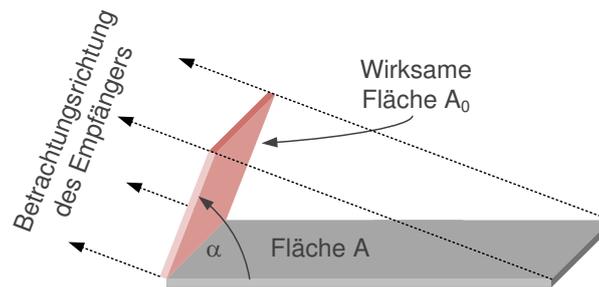


Abbildung 3.1.5.: Wirksame Fläche  $A_0$  in Abhängigkeit vom Betrachtungswinkel  $\alpha$

das *Lambertsche Kosinusetz* beschrieben

$$I(\alpha) = I_{max} \cdot \cos(\alpha). \quad (3.1.18)$$

und gilt selbstverständlich nicht nur für die Sender-, sondern auch für die Empfängerfläche, die weniger Strahlung empfängt, wenn sie nicht senkrecht zur eintreffenden Strahlung ausgerichtet ist, da auch in diesem Fall die wirksame Fläche kleiner ist.

Aus diesem Grund weisen alle optischen Sensoren mit planar aufgebauter Empfängerfläche eine richtungsabhängige Empfindlichkeit auf, die im weiteren Verlauf auch Charakteristik oder Sensorkennlinie genannt wird. Neben der Richtungsabhängigkeit eines Detektors, die sich durch das Lambertsche Kosinusetz ergibt, hat allerdings auch die verwendete Optik (z. B. die Linse) einen entscheidenden Einfluss auf die Sensorcharakteristik. Abbildung 3.1.6 zeigt den typischen Verlauf einer solchen Charakteristik, d. h. die relative Empfindlichkeit

einer Fotodiode in Abhängigkeit von der Ausrichtung zur Quelle. Die Diode hat einen so genannten Halbwinkel von ca.  $20^\circ$ , bei dem die Empfindlichkeit auf 50 % des Maximalwertes gesunken ist.

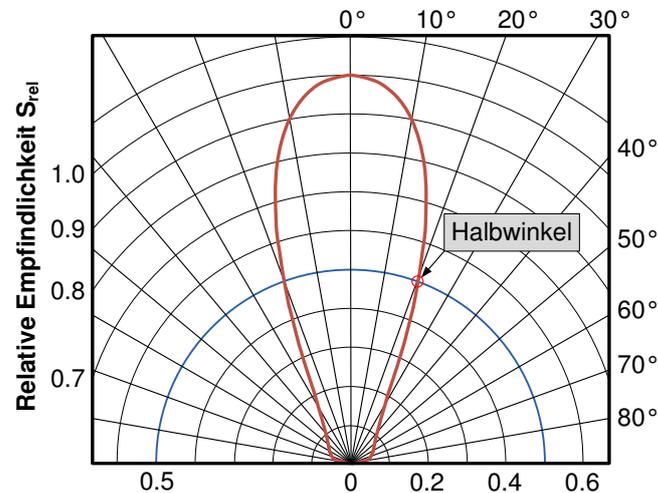


Abbildung 3.1.6.: Relative Empfindlichkeit einer Fotodiode von *Vishay* in Abhängigkeit von der Ausrichtung zur Quelle [89]

### 3.1.5.2. Wechselseitiger Strahlungsaustausch zwischen Objekten

Basierend auf dem im vorherigen Abschnitt erläuterten Lambertschen Kosinusgesetz lässt sich der wechselseitige Strahlungstransport zwischen Objekten beschreiben. Die dafür relevante physikalische Größe ist die Strahldichte  $L$  (vgl. Abschnitt 3.1.1), die die Abstrahlung pro Fläche und Raumwinkel darstellt. Abbildung 3.1.7 verdeutlicht die allgemeinen geometrischen Zusammenhänge beim Strahlungsaustausch im Fall zweier Flächen. So erreicht ein Teil des vom infinitesimalen Flächenelement  $dA_S$  abgegebenen Strahlungsflusses auch das Flächenelement  $dA_E$ . Geht man dabei im Falle von  $dA_S$  von einer diffus abstrahlenden Fläche aus, gilt für die empfangene Strahlungsleistung der folgende mathematische Zusammenhang:

$$d^2\Phi = L \cdot \frac{\overbrace{dA_S \cos(\gamma_1)}^{\text{Faktor 1}} \cdot \overbrace{dA_E \cos(\gamma_2)}^{\text{Faktor 2}}}{r^2} \quad (3.1.19)$$

Dabei beschreibt  $L$  die Strahldichte von  $dA_S$  und Faktor 1 und Faktor 2 entsprechen den wirksamen Flächen von  $dA_S$  und  $dA_E$ . Durch die Division mit  $r^2$  wiederum wird die Abstandsdämpfung der Strahlung berücksichtigt, da der vom Empfänger eingenommene und auf den Sender bezogen Raumwinkel  $d\Omega$  mit dem Kehrwert des Abstandsquadrates abnimmt:

$$d\Omega = \frac{dA_{E,eff}}{r^2} = \frac{dA_E \cos(\gamma_2)}{r^2} \quad (3.1.20)$$

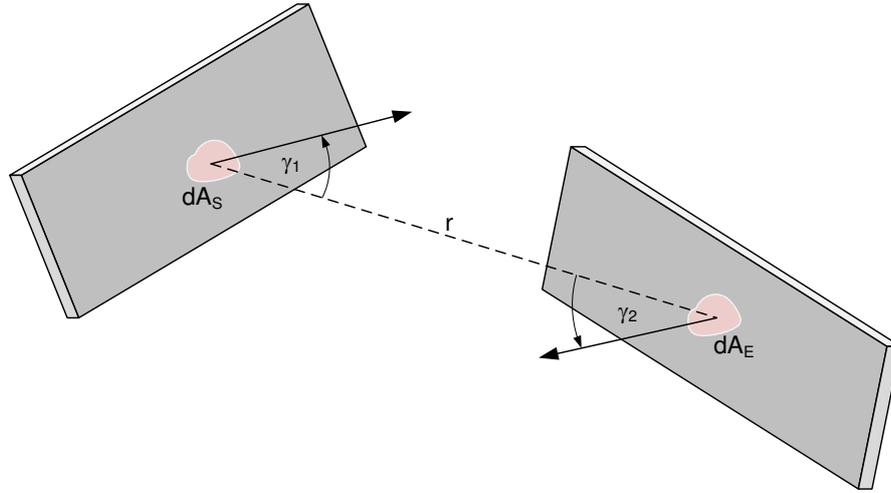


Abbildung 3.1.7.: Darstellung der geometrischen Verhältnisse zur Berechnung des Strahlungsaustausches zweier Flächen

Der gesamte ausgetauschte Strahlungsfluss berechnet sich schließlich durch die Integration über beide Flächen

$$\Phi = \int_{A_S} \int_{A_E} L \cdot \frac{dA_S \cos(\gamma_1) \cdot dA_E \cos(\gamma_2)}{r^2}, \quad (3.1.21)$$

wobei  $r$  in diesem Fall keine Konstante darstellt, sondern dem Abstand der jeweiligen Flächenstücke zueinander entspricht.

### 3.1.5.3. Effektiver thermischer Fluss (net thermal flux)

Bei der Erfassung thermischer Strahlung mit Infrarot-Sensoren muss berücksichtigt werden, dass das Sensorausgangssignal nicht vom absolut auftreffenden Strahlungsfluss  $\Phi_{b0}$ , sondern vom effektiven Strahlungsfluss  $\Phi_{eff}$  (engl. *net thermal flux*) abhängt [26]. Dieser effektive Fluss ergibt sich einerseits aus der Tatsache, dass Sensoren, wie andere Objekte auch, einen Absorptionsgrad kleiner eins haben und somit einen Teil der einfallenden Strahlung reflektieren und andererseits dadurch, dass auch der Sensor aufgrund seiner Temperatur in die entgegengesetzte Richtung Strahlung abgibt. Die absorbierte Strahlung  $\Phi_b$  ergibt sich dabei unter Verwendung von Gleichung 3.1.10 und durch Berücksichtigung der Emissivitäten der Quelle ( $\varepsilon_s$ ) und des Detektors ( $\varepsilon_e$ ) zu:

$$\Phi_b = A\varepsilon_s\varepsilon_e\sigma T_s^4 \quad (3.1.22)$$

Die vom Detektor in Richtung der Quelle abgestrahlte Energie wiederum entspricht

$$\Phi_e = -A\varepsilon_s\varepsilon_e\sigma T_e^4. \quad (3.1.23)$$

Dabei resultiert das negative Vorzeichen aus der umgekehrten Strahlungsrichtung. Durch die Kombination dieser beiden Flüsse ergibt sich schließlich  $\Phi_{eff}$  zu:

$$\Phi_{eff} = \Phi_b + \Phi_e = A\varepsilon_s\varepsilon_e\sigma(T_s^4 - T_e^4) \quad (3.1.24)$$

Diese Gleichung beschreibt den Zusammenhang zwischen der absoluten Temperatur des Detektors und der Strahlungsquelle und der vom Sensor absorbierten Leistung.

## 3.2. Infrarot-Sensoren

Zur Erfassung von Infrarotstrahlung existieren verschiedene Arten von Sensoren, die sich in zwei Gruppen unterteilen lassen, in Quantendetektoren und thermische Detektoren. Um eine Entscheidung treffen zu können, welcher Detektortyp für das angestrebte Lokalisierungssystem der geeignetste ist, wird ein kurzer Überblick über die Funktionsweise der einzelnen Sensoren gegeben. Zuerst erfolgt allerdings eine Beschreibung wichtiger Empfängerkenngößen.

### 3.2.1. Empfängerkenngößen

Zur Beschreibung der Leistungsfähigkeit von Detektoren dienen verschiedene Kenngrößen, die die Empfindlichkeit eines Sensors und sein Rausch- und Ansprechverhalten spezifizieren. Folgend werden die wichtigsten Kenngrößen kurz erläutert.

#### Empfindlichkeit (sensitivity)

Die Empfindlichkeit beschreibt den Zusammenhang zwischen der eintreffenden Strahlung und der Ausgangsgröße eines Sensors, d. h. wie die einfallende Leistung in eine Spannung  $\tilde{u}_s$  umgewandelt wird. Die Empfindlichkeit  $S$  lässt sich mit Hilfe von Gleichung 3.2.1 bestimmen:

$$S = \frac{\tilde{u}_s}{\tilde{\Phi}} = \frac{\tilde{u}_s}{\tilde{E} \cdot A_D} \quad \text{in} \quad \left[ \frac{\text{W}}{\text{V}} \right] \quad (3.2.1)$$

Dazu sei angemerkt, dass es sich bei  $\tilde{u}_s$  und  $\tilde{\Phi}$  um Effektivwerte handelt. Weiterhin bezeichnet  $\tilde{E}$  die Bestrahlungsstärke und  $A_D$  die Empfängerfläche.

Die Empfindlichkeit ist von verschiedenen Faktoren abhängig. So besteht aufgrund der verwendeten Materialien für die Strahlungswandlung und das Sensorfenster eine spektrale Abhängigkeit. Weiterhin ergibt sich durch die endlich schnelle Reaktionsgeschwindigkeit des Sensors eine zeitliche Abhängigkeit, und schließlich führt ein Steigen der Umgebungstemperatur zu einem höheren Eigenrauschen des Sensors.

### Detektivität (detectivity) und äquivalente Rauschleistung (NEP)

Neben der Empfindlichkeit eines Sensors ist die minimal detektierbare Strahlungsleistung eine weitere wichtige Eigenschaft. Dazu wurde der Begriff der *äquivalenten Rauschleistung* (*Noise Equivalent Power* - *NEP*) eingeführt, welche die Strahlungsleistung beschreibt, die notwendig ist, um ein Ausgangssignal zu erzeugen, das dem des thermischen Sensorrauschen bei einer Rauschbandbreite von 1 Hz entspricht. Die NEP ist folgendermaßen definiert:

$$NEP = \frac{\tilde{u}_{RN}}{\tilde{u}_S} \tilde{\Phi} \quad \text{in} \quad \left[ \frac{\text{W}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \quad (3.2.2)$$

$\tilde{u}_{RN}$  wiederum bezeichnet die normierte Rauschspannung, die sich als Quotient der gemessenen Rauschspannung  $\tilde{u}_R$  und der Wurzel der zugehörigen Rauschbandbreite  $B$  ergibt:

$$\tilde{u}_{RN} = \frac{\tilde{u}_R}{\sqrt{B}} \quad \text{in} \quad \left[ \frac{\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right] \quad (3.2.3)$$

Die Höhe der NEP ist abhängig von der Empfängerfläche  $A_D$ , der Wellenlänge  $\lambda$ , der Amplitudenänderungsfrequenz der einfallenden Strahlung und natürlich der Umgebungstemperatur.

Die Detektivität entspricht schließlich dem Kehrwert der NEP:

$$D = \frac{1}{NEP} \quad \text{in} \quad \left[ \frac{\sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}} \right] \quad (3.2.4)$$

Damit zeugt eine höhere Detektivität von einer ebenso höheren Leistungsfähigkeit eines Sensors.

In vielen Fällen ist die Detektivität umgekehrt proportional zur Wurzel der Detektorfläche [105]. Dieser Zusammenhang wird bei der *spezifischen Detektivität*  $D^*$  ausgenutzt, die die Detektivität bei einer Rauschbandbreite von 1 Hz und einer Sensorfläche von  $1 \text{ cm}^2$  angibt:

$$D^* = \frac{\sqrt{A_D}}{NEP} \quad \text{in} \quad \left[ \frac{\text{cm} \cdot \sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}} \right] \quad (3.2.5)$$

Folglich handelt es sich bei  $D^*$  um eine normalisierte, flächen- und bandbreitenunabhängige Größe, die es ermöglicht, verschiedene Detektoren bezüglich ihrer Leistungsfähigkeit zu vergleichen. Genauso wie die NEP ist auch die spezifische Detektivität abhängig von der Wellenlänge und der Modulationsfrequenz der einfallenden Strahlung. Dem wird Rechnung getragen, indem gleichzeitig zur spezifischen Detektivität die Messbedingungen in der Form  $D^*(T, f, \Delta f)$  angegeben werden. Dabei kennzeichnet  $T$  [K] die Temperatur der Messquelle,  $f$  [Hz] die Amplitudenänderungsfrequenz der Strahlung und  $\Delta f$  die Rauschbandbreite.

### Antwortzeit (Response time)

Neben der Abhängigkeit der NEP und der Empfindlichkeit von der Modulationsfrequenz der Strahlung ist insbesondere die *Antwortzeit* des Sensors auf Änderungen der Eingangsgröße von besonderer Bedeutung. Sie wird durch die Zeitkonstante  $\tau$  beschrieben, die angibt, wie lange das Ausgangssignal bei einer plötzlichen Änderung der Eingangsstrahlung benötigt, um eine Höhe von 63 % des Endsignals zu erreichen.

Unter der Zuhilfenahme von Gleichung 3.2.6 ist damit der Frequenzgang für die meisten Detektoren bestimmbar [105]

$$S = \frac{S_0}{(1 + 2\pi \cdot f \cdot \tau)^2}. \quad (3.2.6)$$

Hierbei beschreibt  $S_0$  die Empfindlichkeit bei einer Frequenz von 0 Hz.

### 3.2.2. Quantendetektoren

Quantendetektoren nutzen, wie herkömmliche Digitalkameras auch, den fotoelektrischen Effekt, d. h. die Erzeugung freier Ladungsträger durch einfallendes Licht zur Generierung eines Ausgangssignals. Dazu müssen die auftreffenden Photonen allerdings genügend Energie inne haben, damit die Elektronen die Bandlücke überwinden und vom Valenz- ins Leitungsband wechseln können. Folglich existiert abhängig vom verwendeten Halbleitermaterial eine obere Grenzwellenlänge  $\lambda_2$ , ab der die eintreffende Strahlung nicht mehr detektiert werden kann. Entsprechend weist sowohl die Empfindlichkeit als auch die Detektivität typischer Quantenempfänger eine starke Wellenlängenabhängigkeit auf.

Der Vorteil von Quantendetektoren im Vergleich zu thermischen Detektoren besteht in ihrer um den Faktor  $10^6$  höheren Sensitivität, einer Antwortzeit im Mikro- statt im Millisekundenbereich und einer weitaus höheren spezifischen Detektivität (vgl. Tabelle 3.2.1). Diese Eigenschaften werden allerdings nur bei extremer Kühlung der Detektoren auf beispielsweise 70 K erreicht, weswegen sie für den Einsatz im Inhaus-Bereich nicht geeignet sind.

### 3.2.3. Thermische Detektoren

Im Gegensatz zu Quantendetektoren wandeln thermische Detektoren die empfangene Strahlungsenergie mit Hilfe einer absorbierenden Fläche in Wärme um. Die resultierende Wärmeänderung  $\Delta T$  wird wiederum zur Erzeugung eines elektrischen Signals genutzt. Da die meisten thermischen Empfänger ohne Kühlung auskommen, können sie universell eingesetzt werden. Hauptsächlich werden sie allerdings für die kontaktlose Temperaturmessung genutzt.

Aufgrund ihres Wirkprinzips arbeiten thermische Detektoren prinzipiell wellenlängenunabhängig, sodass die Sensitivität und Detektivität im spektralen Arbeitsbereich als konstant angenommen werden können [87]. Eine spektrale Begrenzung erfolgt allerdings oft durch das verwendete Fenster- oder Linsenmaterial (vgl. Tabelle A.1.2).

Da die Temperaturänderung der absorbierenden Fläche im Vergleich zur direkten physikalischen Reaktion beim Photoeffekt sehr langsam ist, liegen die Zeitkonstanten typischer thermischer Empfänger im Millisekundenbereich. Den prinzipiellen Aufbau eines Detektors zeigt Abbildung 3.2.8. Er besteht aus einem strahlungsempfindlichen Element mit dem Absorptionsgrad  $\alpha$  und der Wärmekapazität  $H$ , das durch die auftreffende Strahlung auf die Temperatur  $T_D$  erwärmt wird. Dieses Element ist thermisch mit dem Leitwert  $G$  vom Gehäuse isoliert, das die gleiche Temperatur  $T_U$  wie die Umgebung aufweist und als Wärmesenke dient.

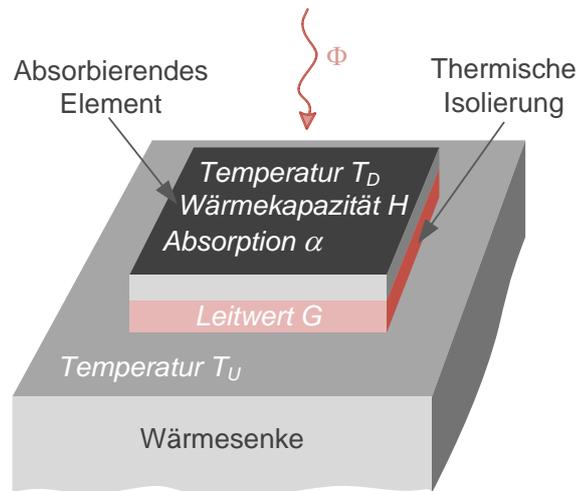


Abbildung 3.2.8.: Prinzipieller Aufbau eines thermischen Detektors

Ohne Bestrahlung ist die Temperatur des sensitiven Elementes gleich der Umgebungstemperatur ( $T_U = T_D$ ). Die Bestrahlung des Absorbers mit dem Strahlungsfluss  $\Phi_D(t)$  hingegen führt zu einer Temperaturänderung  $\Delta T(t)$ , die sich mit Gleichung 3.2.7 bestimmen lässt [105, S. 47ff.].

$$\alpha \cdot \Phi_D(t) = H \cdot \frac{d}{dt} \Delta T(t) + G \cdot \Delta T(t) \quad (3.2.7)$$

Zum Erreichen einer möglichst hohen Temperaturdifferenz  $\Delta T(t)$  zwischen Absorber und Umgebung bei gegebener Einstrahlung  $\Phi_D(t)$  muss die Wärmekapazität  $H$  des sensitiven Elementes möglichst gering und die thermische Isolation  $G^{-1}$  zum Gehäuse und der Absorptionsgrad  $\alpha$  möglichst hoch sein. Weiterhin wird im Allgemeinen ein geringe Antwortzeit angestrebt (vgl. 3.2.1), die durch die thermische Zeitkonstante  $\tau_t$  beschrieben wird. Diese Zeitkonstante ist proportional zur Wärmekapazität  $H$ , sodass deren Verringerung auch eine geringe Antwortzeit nach sich zieht. Eine Senkung des Isolationsleitwerts  $G$  führt hingegen zu einer Erhöhung der Zeitkonstanten  $\tau_t$ , da gilt [105, S. 47ff.]:

$$\tau_t = \frac{H}{G} \quad (3.2.8)$$

Entsprechend muss ein Kompromiss zwischen der thermischen Isolation bzw. der Sensitivität und dem Ansprechverhalten des Sensors gefunden werden.

Im Weiteren werden die wichtigsten thermischen Detektoren kurz erläutert, die zwar generell dem oben beschriebenen Prinzip folgen, aber Unterschiede in der Art der Erzeugung des Ausgangssignals aufweisen. Dabei wird gleichzeitig eine Bewertung der Eignung für die angestrebte Anwendung durchgeführt.

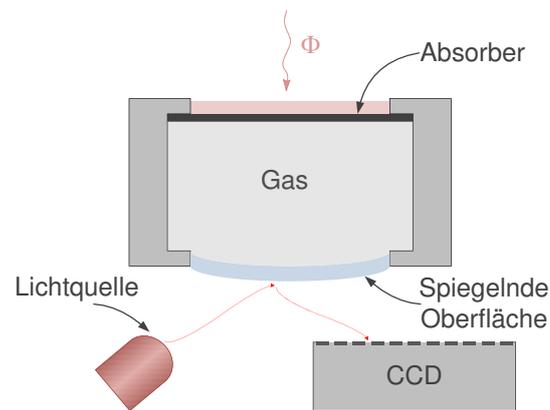


Abbildung 3.2.9.: Prinzipieller Aufbau einer Golay-Zelle

### 3.2.3.1. Golay-Zelle

Bei einer Golay-Zelle – auch pneumatischer Detektor genannt – erfolgt die Detektion der Infrarotstrahlung anhand der thermischen Ausdehnung eines Gases in einem Gehäuse. Golay-Zellen sind sehr breitbandige Detektoren, die die Strahlungserfassung im gesamten Infrarotbereich ermöglichen.

Den beispielhaften Aufbau einer solchen Zelle zeigt Abbildung 3.2.9. Die einfallende Strahlung wird dabei durch den Absorber aufgenommen, der sich und folglich auch das Gas erwärmt. Letzteres dehnt sich durch die Erwärmung aus und verformt dadurch die Membran, die auf der Außenseite spiegelnd beschichtet ist. Die spiegelnde Membran wiederum wird mit einer Lichtquelle beschienen und das reflektierte Licht von einem positionsempfindlichen Sensor erfasst. Abhängig von der Krümmung der Membran trifft die reflektierte Strahlung an verschiedenen Stellen des Sensors auf, woraus sich Rückschlüsse auf die Krümmung der Membran und damit auf die Stärke der einfallenden Strahlung ziehen lassen.

Mit einer spezifischen Detektivität  $D^*(300, 10, 1)$  von ca.  $1 \times 10^9 \frac{\text{cm} \cdot \sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}}$  sind Golay-Zellen zwar sehr empfindlich und mit Antwortzeiten von ca. 25 ms [65] auch ausreichend schnell. Allerdings sind sie sehr teuer und aufgrund ihrer Funktionsweise empfindlich gegenüber Vibrationen.

### 3.2.3.2. Thermopile

Thermopiles bestehen aus einer Serienschaltung von Thermoelementen und nutzen den *Seebeck-Effekt* zur Umwandlung der absorbierten Wärmeenergie in ein elektrisches Signal. Seebeck erkannte, dass zwischen zwei Punkten eines elektrischen Leiters eine Spannung auftritt, wenn sie unterschiedliche Temperaturen aufweisen. Eine direkte Messung dieses Effektes ist aber nicht möglich, da durch das Anschließen eines Messgerätes typischerweise in einer der Anschlussleitungen ein zusätzlicher Temperaturgradient entsteht, dessen Wirkung der des ersten Gradienten entgegenwirkt.

Zur Nutzbarmachung des thermoelektrischen Effektes ist deshalb eine Verbindung von zwei Leitern unterschiedlichen Materials notwendig, wie Abbildung 3.2.10(a) verdeutlicht, wobei in diesem Fall die Kontakt- und die Vergleichsstelle unterschiedliche Temperaturen aufweisen müssen. Die Reihenschaltung mehrerer Thermoelemente beim Thermopile dient der Erhö-

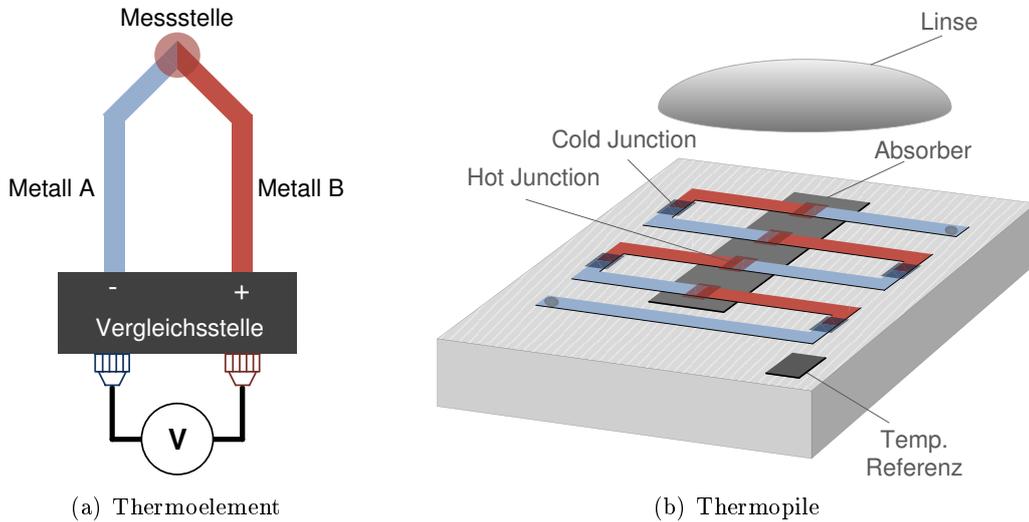


Abbildung 3.2.10.: Prinzipieller Aufbau von Thermoelement und Thermopile

hung der Ausgangsspannung. Dabei werden die Kontaktstellen in heiße und kalte Verbindungen (hot and cold junctions) unterteilt. Erstere befinden sich auf dem Absorber und sind der Strahlung ausgesetzt. Letztere hingegen sind mit dem Gehäuse verbunden und weisen folglich Umgebungstemperatur auf. Entsprechend ist die Ausgangsspannung eines Thermopiles abhängig von der Differenz zwischen der Umgebungsstrahlung und der einfallenden Strahlung. Praktisch ergibt sich sogar ein nahezu proportionaler Zusammenhang zwischen der absorbierten Energie und der Ausgangsspannung (vgl. z. B. [77]).

Das Eigenrauschen eines Thermopiles ist relativ gering und entspricht dem thermischen Rauschen eines äquivalenten Widerstandes (20–100 k $\Omega$ ), sodass Thermopiles eine relativ gute spezifische Detektivität  $D^*(300, 10, 1)$  von ca.  $6 \times 10^8 \frac{\text{cm} \cdot \sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}}$  aufweisen. Die Ansprechzeit wiederum bewegt sich abhängig vom Aufbau zwischen 20 – 50 ms.

### 3.2.3.3. Microbolometer

Microbolometer sind Arrays bestehend aus thermisch isolierten, temperaturabhängigen Widerständen (amorphes Silizium oder Vanadiumoxid), die als Bildsensor in den heute üblichen Infrarotkameras eingesetzt werden. Ähnlich wie beim Thermopile wird die einfallende Strahlung absorbiert und in Wärme umgewandelt, was wiederum zu einer messbaren Veränderung des Widerstandes führt.

Da Microbolometer bei Raumtemperatur betrieben werden, dominiert thermisches Rauschen ihr Rauschverhalten. Die spezifische Detektivität  $D^*(300, 10, 1)$  beträgt ungefähr  $2 \times$

$10^8 \frac{\text{cm} \cdot \sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}}$  und ist damit um den Faktor drei schlechter als die von Thermopiles. Die Zeitkonstante hingegen ist geringer und liegt bei ca. 10 ms.

Microbolometer sind derzeit mit einer Auflösung von  $80 \times 80^1$  bis  $1024 \times 720$  Pixeln erhältlich [113]. Leider sind solche Arrays sehr teuer und kosten schon bei niedriger Auflösung über 1000 €. Außerdem benötigen sie eine Temperaturstabilisierung, was die Benutzung deutlich erschwert.

Abbildung 3.2.11 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Microbolometer-Pixels. Der Anschluss der Sensorfläche erfolgt über verjüngte Anschlussbeine, um eine möglichst hohe thermische Isolation zu erreichen. Eine zusätzliche Verbesserung wird durch den Betrieb im Vakuum erreicht.

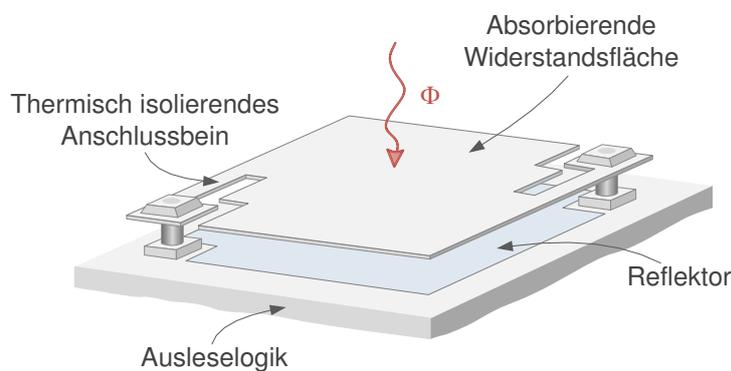


Abbildung 3.2.11.: Aufbau des Pixels eines Microbolometers

#### 3.2.3.4. Pyroelektrischer Sensor

Pyroelektrische Sensoren nutzen den mit dem piezoelektrischen Effekt verwandten pyroelektrischen Effekt zur Detektion von Wärmestrahlung. Dieser Effekt tritt bei den sogenannten ferroelektrischen Kristallen wie Lithiumtantalat auf. Ein solches Kristall reagiert auf Temperaturänderung mit einer Änderung seiner Polarisierung. Bei gleichmäßiger Erwärmung des gesamten Kristalls ist diese Polarisierung jedoch nicht messbar, da die entstehenden Oberflächenspannungen durch freie Elektronen neutralisiert werden.

Zur Ausnutzung des pyroelektrischen Effektes wird bei einem solchen Sensor ein pyroelektrisches Material zwischen zwei Elektroden angebracht, wobei eine der Elektroden zusätzlich mit einer wärmeabsorbierenden Schicht versehen wird, wie Abbildung 3.2.12 verdeutlicht. Trifft nun Strahlung auf diese Schicht, wird das kristalline Material einseitig erwärmt, sodass es auch nur einseitig zu einer Ladungsverschiebung kommt, die messtechnisch erfassbar ist. Aufgrund der sich durch den Kristall ausbreitenden Wärme und der in der Umgebung des Sensors existierenden freien Ladungsträger findet allerdings nach kurzer Zeit ein Ausgleichsvorgang statt. Folglich sind im Gegensatz zum Thermopile nur Änderungen des Strahlungsflusses

<sup>1</sup><http://www.flirthermography.de>

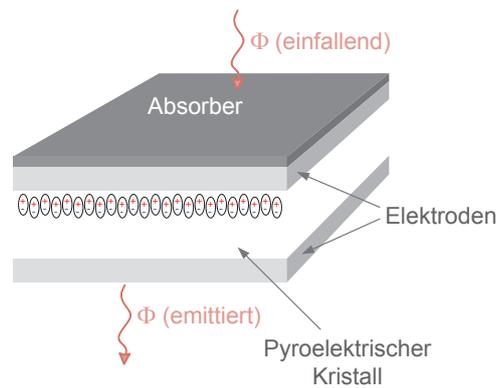


Abbildung 3.2.12.: Prinzipieller Aufbau eines pyroelektrischen Sensors

detektierbar. Aufgrund ihrer Funktionsweise eignen sich pyroelektrische Sensoren allerdings zur Erfassung höherfrequenter Signale. Mit einem  $D^*(300, 10, 1)$  von  $1.8 \times 10^8 \frac{\text{cm} \cdot \sqrt{\text{Hz}}}{\text{W}}$  weisen sie jedoch eine um den Faktor drei niedrigere spezifische Detektivität als Thermopiles auf.

Weite Verbreitung haben pyroelektrische Sensoren durch die Nutzung in Bewegungsmeldern erfahren, weil mit ihnen ein sehr einfacher und günstiger Aufbau der nachfolgenden Verstärkerstufe möglich ist, bei der mit Hilfe eines Feldeffekt-Transistors einfach eine Spannungsverstärkung durchgeführt wird.

#### 3.2.4. Sensorauswahl

Nachdem die derzeit gebräuchlichsten Sensoren zur Detektion infraroter Strahlung vorgestellt wurden, erfolgt nun eine abschließende Bewertung und darauf basierend die Auswahl einer geeigneten Sensortechnologie für die angestrebte Anwendung. Hierbei werden insbesondere die auf Seite 2 dargestellten Anforderungen an das zu entwickelnde Lokalisierungssystem wie die niedrigen Systemkosten berücksichtigt.

So kommen Quantendetektoren, wie schon erwähnt, trotz ihrer hervorragenden Detektioneigenschaften aufgrund der benötigten aufwändigen Kühlung und dem damit verbundenen hohen Aufwand (Installation, Kosten) nicht in Frage.

Bei den thermischen Detektoren, deren wichtigste Eigenschaften nochmals in Tabelle 3.2.1 gegenübergestellt werden, scheidet die Golay-Zelle trotz ihrer hohen Detektivität aufgrund ihres Preises und der Empfindlichkeit gegenüber Vibrationen für den Aufbau eines Lokalisierungssystems aus. Pyroelektrische Sensoren wiederum können nur Strahlungsflussänderungen erfassen, sodass stehende Personen nur detektiert werden können, wenn die Sensoren, wie von Yoshiike u. a. [114] umgesetzt, um eine zusätzliche Shuttermechanik erweitert werden. Neben den entstehenden Kosten spräche aber die mögliche Geräusentwicklung sowie die Fehleranfälligkeit mechanischer Komponenten gegen diese Option.

Bolometer wiederum sind heutzutage nur noch in Form von Arrays, den bereits beschriebenen Microbolometern erhältlich. Neben dem hohen Preis und der notwendigen Temperatur-

stabilisierung spricht auch der Aspekt der Privatsphäre gegen ihre Verwendung, da aufgrund der hohen Auflösung die gleichen Gegenargumente wie bei herkömmlichen Kameras angeführt werden können.

Thermopiles hingegen haben gegenüber Bolometern und pyroelektrischen Sensoren den Vorteil der um den Faktor drei höheren spezifischen Detektivität. Weiterhin können sie auch statische Strahlung detektieren, sind günstig und kommen ohne Maßnahmen zur Temperaturstabilisierung aus. Schließlich sind sie mit Antwortzeiten zwischen 20 – 50 ms schnell genug, um die Bewegung eines Menschen verfolgen zu können. Nachteilig ist einzig, dass ihr Ausgangssignal von der Differenz der Umgebungs- und Objekttemperatur abhängt, weswegen bei einer Raumtemperatur von ca. 36°C ein Mensch von seiner Umgebung kaum noch zu unterscheiden wäre. Da solche Raumtemperaturen aber eher untypisch sind, ergibt sich daraus kein grundsätzliches Problem, das gegen die Verwendung von Thermopiles spräche. Deshalb erscheinen Thermopiles für die weitere Entwicklung als die geeignetste Technologie.

Typ	$D^*(300, 10, 1)$	Antwortzeit $\tau$	Anmerkung
Golay-Zelle	$1.0 \times 10^9$	ca. 25 ms	vibrationsempfindlich, teuer
Thermopile	$6.0 \times 10^8$	20 - 50 ms	differenzielle Detektion
Microbolometer	$2,0 \times 10^8$	ca. 10 ms	erfordert thermische Stabilisierung
Pyro. Sensor	$1,8 \times 10^8$	< 10 ms	reagiert nur auf Flussänderungen

Tabelle 3.2.1.: Gegenüberstellung der Eigenschaften verschiedener thermischer Detektoren

Aufgrund des verbreiteten Einsatzes von Thermopiles zur kontaktlosen Temperaturmessung sind eine Vielzahl verschiedener Typen unterschiedlicher Anbieter verfügbar. Das beinhaltet sowohl Einzelsensoren verschiedener Bauformen als auch Linien- und Arraysensoren mit einer niedrigen Pixelanzahl, wobei jedes Pixel durch ein einzelnes Thermopile realisiert wird.

Linienensoren sind beispielsweise mit acht Pixeln erhältlich, wie der *TPL08A* von Perkin Elmer<sup>2</sup>. Es sind jedoch auch Varianten mit bis zu 64 Pixeln verfügbar wie der *TPL64Xe* von Micro-Hybrid<sup>3</sup>. Arrays gibt es ebenso in unterschiedlichen Ausführungen mit bis zu  $32 \times 32$  Pixeln, wie das SA32×32 von Dexter Research<sup>4</sup>. Allerdings gilt hier ähnlich wie für Microbolometer, dass der Preis mit der Anzahl der Pixel meist proportional steigt.

Welcher dieser Thermopiletypen letztlich zur Realisierung des angestrebten Systems am geeignetsten ist, lässt sich an dieser Stelle noch nicht abschließend beantworten und ist Thema des folgenden Kapitels.

<sup>2</sup><http://www.perkinelmer.com>

<sup>3</sup><http://www.micro-hybrid.de>

<sup>4</sup><http://www.dexterresearch.com>

## 4. Passive Infrarot-Lokalisierung: Systemkonzept und Herausforderungen

Nachdem die Grundlagen der Detektion infraroter Strahlung diskutiert und eine geeignete Sensortechnologie ausgewählt wurde, erfolgt in diesem Kapitel die Beschreibung einiger grundlegender konzeptioneller Überlegungen zur technischen Umsetzung eines passiven Infrarot-Lokalisierungssystems und eine Diskussion der Aufgaben, die dazu bearbeitet werden müssen [50].

### 4.1. Auswahl des Lokalisierungsverfahrens und der Systemstruktur

Bei der Entwicklung eines Lokalisierungssystems müssen zu Beginn einige konzeptionelle Entscheidungen getroffen werden. Dazu gehört die Auswahl der zu verwendenden Technologie und des zu nutzenden Lokalisierungsverfahrens sowie die Festlegung der Systemstruktur. Letztere beinhaltet die Anzahl der verwendeten Sensoren sowie deren Platzierung im Raum. Mit der Entscheidung, die Lokalisierung basierend auf der Erfassung menschlicher Körperwärmestrahlung zu realisieren und dabei auf Thermopiles zurückzugreifen, ist die Technologiefrage bereits beantwortet. Die gewählte Lokalisierungsmethode wiederum ist abhängig von der Art der genutzten Sensoren und den damit zur Verfügung stehenden Möglichkeiten. Außerdem spielen – wie im weiteren Verlauf noch erläutert wird – die Eigenschaften der Quelle eine entscheidende Rolle. Und natürlich muss auch den Anforderungen an das System bezüglich der Genauigkeit und der Kosten Rechnung getragen werden, wobei insbesondere die Systemstruktur daraufhin optimiert werden sollte.

Betrachtet man zuerst die strukturellen Möglichkeiten, so zeigt sich, dass aufgrund der Vielzahl der zur Verfügung stehenden Sensoren (vgl. Abschnitt 3.2.4) verschiedene geometrische Konfigurationen möglich sind. Grundsätzlich können drei Varianten unterschieden werden.

1. Bei der ersten Variante werden sehr viele Einzelsensoren im Raum verteilt (z. B. an den Wänden) und basierend auf den Ausgangssignalen der einzelnen Sensoren erfolgt mit Hilfe spezieller Algorithmen und unter Ausnutzung der Sensor-Charakteristik eine Berechnung der Objektposition. Der Vorteil dieser Variante liegt in den niedrigen Kosten pro Sensor von ca. einem Euro. Demgegenüber ergibt sich allerdings der Nachteil einer wahrscheinlich sehr hohen Sensoranzahl und eines extrem hohen Aufwands zur Umsetzung der Infrastruktur (Verkabelung und Sensorplatinen).

2. Andererseits resultiert die Verwendung einiger hochauflösender Sensoren in einem stark verminderten Verkabelungsaufwand. Dafür sind allerdings die Sensorkosten deutlich höher. Ginge man beispielsweise von der Verwendung des TPL64Xe-Sensors<sup>1</sup> aus, der laut Herstellerangaben ca. 500 € kostet (Stand 5/2010) und nähme man des Weiteren an, dass man bei der Lokalisierung mit Hilfe von Angulation nur zwei Sensoren zur Positionsbestimmung benötigte, so wäre das System wahrscheinlich schon aufgrund der Hardwarekosten für den Privatgebrauch zu teuer.
3. Die dritte Variante stellt einen Kompromiss aus dem ersten und dem zweiten Vorschlag dar und beinhaltet die Verwendung mehrerer Sensoren mit niedriger Pixelanzahl. Der Vorteil dieser Realisierung liegt in dem, im Vergleich zur Einzelsensorvariante, deutlich geringeren Verkabelungsaufwand. So müssten zwar mehr Sensoren installiert werden als bei der zweiten Variante, aber dafür wären die Sensorstückkosten mit Preisen um 10 €<sup>2</sup> deutlich geringer.

Von den in Abschnitt 2.1 vorgestellten Lokalisierungsmethoden lassen sich wiederum verschiedene Varianten abhängig von der Sensorkonfiguration anwenden. Bei der Einzelsensorvariante beispielsweise wäre ein auf Szenenanalyse basierender Ansatz denkbar, der die Ausgangssignale der einzelnen Sensoren in Abhängigkeit von der Position einer Person modelliert, womit sich bei gegebenen Messwerten die wahrscheinlichste Position abschätzen ließe.

Auch die Anwendung von Trilateration wäre denkbar, wenn ein Weg existierte, die Entfernungen der Quelle zu den Sensoren zu bestimmen. Eine Laufzeitmessung schiefe für diesen Fall allerdings aus, da Körperwärmestrahlung weder zeitlich begrenzt noch moduliert ist und somit dafür die Voraussetzungen fehlten. Ähnlich wie beim ersten Ansatz müsste die Lokalisierung basierend auf der Signalstärke erfolgen. Zur Abstandsschätzung müsste jedoch sowohl die Dämpfung des Signals zwischen Sender und Empfänger als auch die Strahlungsdichte der Quelle bekannt sein. Auf die letzte Bedingung könnte aber bei der Benutzung mehrerer verteilter Empfänger verzichtet werden, wenn die Quelle ihre Strahlung in alle Richtungen gleichstark emittierte, da dann basierend auf dem Verhältnis der Bestrahlungsstärken an den einzelnen Empfängern zueinander auf die Position der Quelle geschlossen werden könnte. Im Falle der Lokalisierung eines Menschen ist aber aus verschiedenen Gründen weder die eine, noch die andere Voraussetzung geben. So ist die aktiv strahlende Fläche einer Person von der Seite kleiner als von vorn und die Abstrahlung insgesamt stark von der getragenen Kleidung und der Körpertemperatur abhängig. Aus diesem Grund und unter zusätzlicher Berücksichtigung des infrastrukturellen Aufwands erscheinen beide Verfahren als ungeeignet.

Der Einsatz hochauflösender Mehrfachsensoren wiederum, mit denen man bildnehmende Verfahren realisieren könnte, kommt aufgrund der hohen Sensorkosten und der erwähnten Verletzung der Privatsphäre nicht in Frage.

Niedrig auflösende Sensoren mit wenigen Pixeln wiederum sind typischerweise so aufgebaut, dass die einzelnen Pixel aufgrund der vorgesetzten Optik leicht unterschiedliche Blickrichtung aufweisen. Wie in Abschnitt 2.1.2 beschrieben, lässt sich mit Hilfe solcher im Raum verteilter Sensoren der Winkel erfassen, unter dem ein Objekt gesehen wird, sodass bei der Verwendung

---

<sup>1</sup>Dabei handelt es sich um einen Liniensensor der Firma *Micro Hybrid* mit 64 Pixeln

<sup>2</sup>Perkin Elmer TPL08A 3.9

mehrerer Sensoren Triangulation zur Positionsbestimmung eingesetzt werden kann. Das Problem der nicht konstanten Strahlungsdichte beim Menschen ist in diesem Fall nicht relevant, da die Winkelberechnung für jeden Sensor einzeln erfolgt.

Folglich erscheint die Lokalisierung mit Hilfe von Triangulation unter Verwendung mehrerer niedrig auflösender Sensoren als die vielversprechendste Variante, weswegen sie bei der später beschriebenen Realisierung eines Prototypensystems Anwendung findet. Abbildung 4.1.1 illustriert einen möglichen Systemaufbau und die unterschiedliche Ausrichtung der einzelnen Sensorpixel, wobei die rötlich markierten Erfassungsbereiche die ermittelte Richtung der Einstrahlung bzw. das Pixel mit dem höchsten Ausgangswert kennzeichnen. Die Sensoren sind in den Ecken des Raumes auf Brusthöhe angebracht und decken einen horizontalen Sichtbereich von  $90^\circ$  ab. Natürlich wäre auch eine Anbringung der Sensoren unter der Decke denkbar

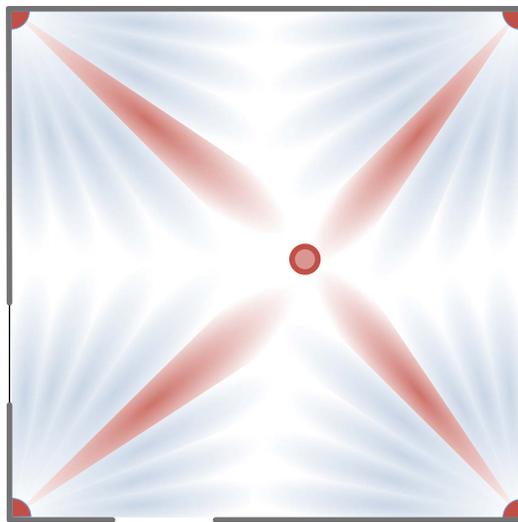


Abbildung 4.1.1.: Möglicher Aufbau eines Lokalisierungssystems mit Liniensensoren

und möglich. Die gewählte Variante erscheint jedoch vorteilhaft, da die Platzierung unter der Decke eine höhere Zahl von Sensoren erfordern würde.

## 4.2. Triangulation mit Hilfe niedrig auflösender Sensoren

Bis zu diesem Zeitpunkt wurde die Möglichkeit der Bestimmung des Winkels, unter dem ein strahlendes Objekt von einem Sensorarray aus gesehen wird – im weiteren Verlauf *Angle of Arrival* (AoA) genannt – bereits mehrfach erwähnt. Allerdings sind Sensormodule, die diese Funktionalität bieten, nicht verfügbar, sondern nur Thermopilearrays, mit denen die Entwicklung eines solchen Moduls möglich wäre.

Aus diesem Grund wurde am Institut für Roboterforschung in Zusammenarbeit mit der Firma *Ambiplex* ein Sensormodul entwickelt, das basierend auf einem Liniensensor und unter Nutzung spezieller Algorithmen eine Winkelbestimmung ermöglicht. Die Entwicklung dieser

Algorithmen ist allerdings nicht Inhalt dieser Arbeit. Trotzdem sollen die prinzipielle Funktionsweise und die Eigenschaften des entstandenen Moduls kurz beschrieben werden, da sie für das weitere Verständnis notwendig sind:

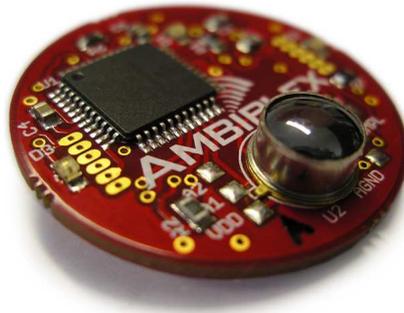


Abbildung 4.2.2.: Zur Lokalisierung entwickeltes Modul mit einem Liniensensor

Abbildung 4.2.2 zeigt das entwickelte Modul. Der Hauptbestandteil ist ein Mikrocontroller, der das Auslesen der Sensordaten übernimmt und die Kommunikation mit einem PC durchführt. Neben der Möglichkeit, einen Sensor direkt auf der Platine zu integrieren ist auch ein Betrieb mit zwei Sensoren vorgesehen, die dann auf zwei kleinen Zusatzplatinen angebracht und über entsprechende Steckverbinder angeschlossen werden können.

Die Auswahl des Sensortyps erfolgte im Hinblick auf die Anforderungen an das zu entwickelnde Lokalisierungssystem. So sollte der genutzte Sensor möglichst kostengünstig sein, aber trotzdem exakt genug, um eine Lokalisierungsgenauigkeit im Submeterbereich zu erlauben. Dabei wird im Folgenden davon ausgegangen, dass diese der horizontalen Ausdehnung einer stehenden Person entsprechen soll und damit bei ca.  $\pm 30$  cm liegt. Geht man dabei von einer typischen Raumgröße von  $5 \times 5$  m<sup>2</sup> aus, dann ergibt sich ein maximal möglicher Abstand zwischen Objekt und Empfänger von ca. 7 m. Damit wäre grob geschätzt eine Auflösung oder genauer gesagt eine Winkelgenauigkeit von ca.  $2^\circ$  notwendig, um die angestrebte Positionsgenauigkeit erreichen zu können<sup>3</sup>. Die Wahl fiel deshalb auf einen Liniensensor (*TPL08A\_3.9*) der Firma *Perkin Elmer*, der mit acht auf einer Linie angeordneten Pixeln leicht unterschiedlicher Blickwinkel einen horizontalen Sichtbereich von  $56^\circ$  und einen vertikalen Sichtbereich von  $8^\circ$  abdeckt, wie die Abbildungen 4.2.3(a) und 4.2.3(b) illustrieren.

In Bezug auf den horizontalen Sichtbereich von  $56^\circ$  und die Anzahl der Pixel wird allerdings deutlich, dass die Auflösung der Sensoren mit ca.  $3,5^\circ$  relativ gering ist, wenn man davon ausgeht, dass die Orientierung des Pixels mit dem höchsten Ausgangswert auch die Richtung anzeigt, unter dem das strahlende Objekt gesehen wird. Durch eine geeignete Quellen- und Sensormodellierung lässt sich allerdings eine weitaus höhere Auflösung erreichen, indem nicht nur das Pixel mit dem höchsten Ausgangssignal zur AoA-Bestimmung herangezogen wird, sondern alle Pixel und zusätzlich der Einfluss der Sensorcharakteristik Berücksichtigung findet. Ein entsprechendes Verfahren wurde im Form der bereits genannten Algorithmen umgesetzt.

---

<sup>3</sup>Zur Berechnung wurde vereinfachend der Tangens herangezogen.

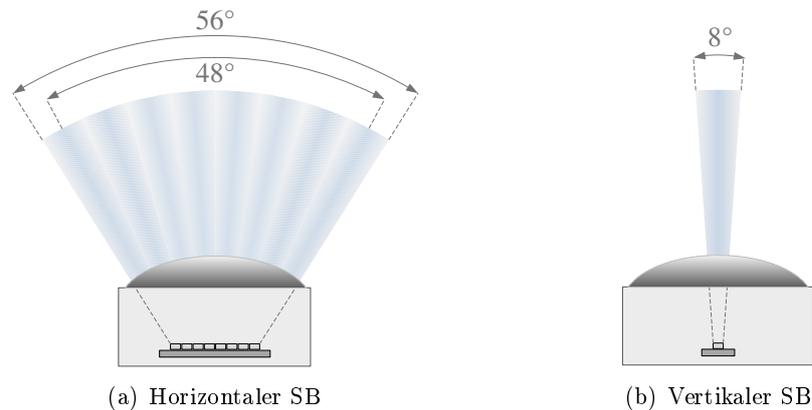


Abbildung 4.2.3.: Sichtbereich des *TPL08A\_3.9* von *Perkin Elmer*

Neben den eigentlichen Thermopiles sind in das Gehäuse des Sensors zusätzlich ein Verstärker und ein Multiplexer zum Ansprechen der einzelnen Pixel integriert. Die Pixel-Verstärker-Kombination weist allerdings ein relativ hohes Rauschen auf. Da der Sensor jedoch mit einer Frequenz von ca. 100 Hz ausgelesen werden kann, bietet sich eine Verminderung des Rauschens durch die Mittelung über mehrere Messwerte an, da eine solch hohe Updaterate für die Lokalisierung nicht notwendig ist.

Schlussendlich kommt das entwickelte Sensormodul auf eine theoretische, quantisierungsbedingte Auflösung von ca.  $0,2^4$ . In der Praxis sind die Messwerte allerdings bedingt durch thermisches Rauschen und Bauteiltoleranzen fehlerbehaftet und weisen einen Standardfehler von ca.  $1,5^\circ$  auf<sup>5</sup>. Die Angabe des Winkels erfolgt bezogen auf die Orientierung des Sensors, die einem Winkel von  $0^\circ$  entspricht, sodass sich letztlich ein Erfassungsbereich von  $[-24^\circ..24^\circ]$  bzw.  $48^\circ$  ergibt. Der Grund dafür, dass dieser Bereich um  $12^\circ$  geringer ist als der Sichtbereich des Sensors selbst, liegt daran, dass die Genauigkeit der Winkelberechnung aufgrund des verwendeten Verfahrens im Randbereich abnimmt und deshalb eine Beschränkung des Sichtfeldes vorgenommen wurde.

Neben dem *AoA* liefert das Modul ein Gütemaß für den ermittelten Winkel, den so genannten *Score*, der mit geringer werdendem Abstand zwischen Objekt und Sensor exponentiell ansteigt. Außerdem wird noch eine Schätzung der Quellgröße, d. h. des Winkelbereichs, den ein Objekt im Sichtbereich des Sensors einnimmt, durchgeführt. Die Reichweite des Moduls liegt bei einer Umgebungstemperatur von  $20^\circ\text{C}$  bis  $25^\circ\text{C}$  bei ca. 10 Metern.

Bei der vorgestellten Modulversion erfolgt der Anschluss an einen PC über USB. Dieser Weg der Verkabelung ist aber für das spätere System aufgrund einiger Einschränkungen von USB wie der maximalen Kabellänge keine zufriedenstellende Lösung. Deswegen wird im Rahmen dieser Arbeit auch eine alternative Systeminfrastruktur vorgestellt werden.

<sup>4</sup>Die Kennlinie der Sensorpixel über den horizontalen Sichtbereich von  $56^\circ$  wird mit Hilfe von 256 *Abtastwerten* dargestellt.

<sup>5</sup>Diese Wert wurde messtechnisch ermittelt und ist deutlich geringer, als die zuvor genannten  $3,5^\circ$ .

### 4.3. Herausforderungen der Infrarotlokalisierung mit Thermopiles

Von den in Kapitel 3 dargestellten Grundlagen der Infrarotstrahlung sind einige Aspekte von besonderer Bedeutung, da sie weitreichende Konsequenzen für die passive Infrarotlokalisierung haben. Deshalb erfolgt an dieser Stelle zuerst eine kurze Wiederholung dieser Aspekte und danach eine ausführliche Diskussion der daraus resultierenden Herausforderungen.

1. Jedes Objekt mit einer Temperatur über dem absoluten Nullpunkt emittiert thermische Strahlung in einem großen Wellenlängenbereich. Besteht eine Temperaturdifferenz zwischen dem Objekt und der Umgebung und befindet sich das Objekt im Sichtfeld des Sensors, hat es folglich einen Einfluss auf das Sensorsignal. Der Teil der auf den Sensor einfallenden Strahlung, der nicht menschlichen Ursprungs ist, wird im folgenden Stör- oder Hintergrundstrahlung genannt, da er das Lokalisierungsergebnis verfälschen kann.
2. Infrarotstrahlung wird genauso wie sichtbares Licht teilweise an Oberflächen reflektiert.
3. Abgesehen von Luft und speziellen optischen Materialien geht die Transmissivität der meisten Objekte gegen null.
4. Körperwärmestrahlung ist weder moduliert noch zeitlich begrenzt, sodass die Strahlung verschiedener Quellen am Empfänger nicht unterschieden werden kann. Das stellt sowohl im Hinblick auf die Hintergrundstrahlung ein Problem dar, als auch bei der Detektion mehrerer Personen.

#### Hintergrundstrahlung

Da grundsätzlich alle Objekte Infrarotstrahlung emittieren und eine Feststellung des Ursprungs dieser Strahlung auf direktem Wege nicht möglich ist, kann eine Objektdetektion nur über die Intensität der Strahlung erfolgen, d. h. dass die Richtung der stärksten Einstrahlung mit der Richtung, in der sich das Objekt vom Sensor aus gesehen befindet, gleichgesetzt wird. Daraus ergeben sich jedoch zwei Probleme. Einerseits wird angenommen, dass der Mensch der stärkste Strahler im Sichtfeld ist und andererseits wird der Einfluss der Hintergrundstrahlung auf die Winkelberechnung nicht berücksichtigt.

Verdeutlicht wird diese Problematik durch Abbildung 4.3.4, die einen Mann vor einer Wand zeigt. Links von ihm befindet sich ein Waschbecken mit Durchlauferhitzer und rechts auf dem Boden ein Radiator. Es ist erkennbar, dass sich die Person zwar deutlich von der sich dahinter befindenden Wand abhebt, aber weitaus weniger Strahlung abgibt, als der Radiator auf dem Boden. Stünden also beide im Blickfeld des Sensors, so würde der ermittelte AoA wahrscheinlich auf die Heizung zeigen und der Mensch somit an der falschen Stelle vermutet. Weiterhin können auch nicht so heiße Quellen wie der Durchlauferhitzer bei ausreichender Nähe zur Person den gemessenen Winkel verfälschen. Dadurch wird deutlich, dass die Auswirkungen der Hintergrundstrahlung bei der Winkelbestimmung eine nicht zu vernachlässigende Rolle spielen und deshalb der von ihr verursachte Teil des Sensorsignals herausgefiltert werden muss. Um jedoch effiziente Filtermechanismen entwickeln zu können, ist es notwendig, das

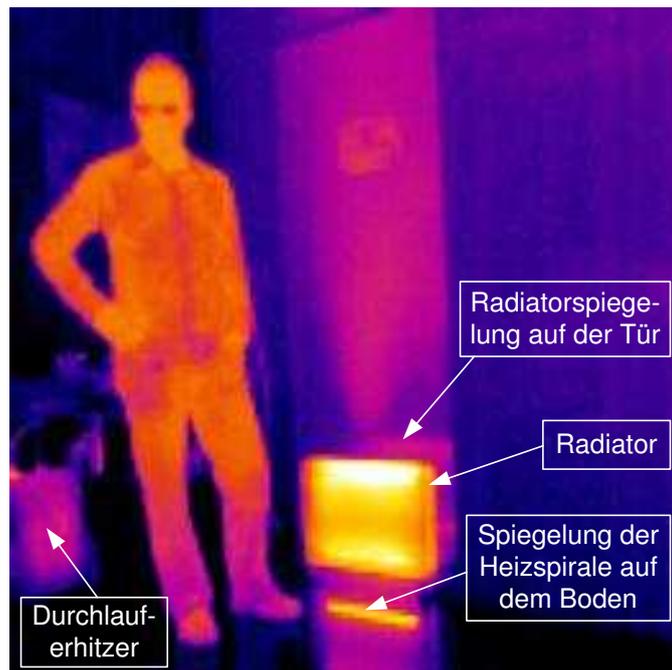


Abbildung 4.3.4.: Infrarotbild mit einer Person und mehreren Wärmequellen

zeitliche und örtliche Verhalten der Strahlung zu berücksichtigen. Deshalb erfolgt an dieser Stelle eine genauere Betrachtung dieser Strahlung.

Grundsätzlich ist eine Unterteilung der Hintergrundstrahlung in einen statischen und einen dynamischen Anteil möglich. Unter den Begriff *statische Strahlung* fällt dabei der Teil des Sensorsignals, der sich nur sehr langsam oder gar nicht ändert. Er wird durch die Abstrahlung von Objekten hervorgerufen, die eine andere Temperatur als die Umgebung aufweisen, aber über die Zeit gesehen in ihrer Temperatur relativ konstant sind. Ein Beispiel dafür wäre eine bereits seit längerer Zeit eingeschaltete Lampe oder eine volle Kaffeetasse, die sich nur sehr langsam abkühlt. Das Entfernen dieses Anteils aus dem Sensorsignal ist relativ einfach möglich, indem er bei einer Messung ohne Personen im Sichtfeld bestimmt und im weiteren Verlauf vom Signal durch eine einfache Differenzbildung abgezogen wird. Da aber auch langsame Änderungen wie das Abkühlen eines heißen Gefäßes oder die Änderung der Umgebungstemperatur – die aufgrund der Funktionsweise von Thermopiles direkten Einfluss auf das Ausgangssignal hat – erfasst werden müssen, ist eine Anpassung dieses Anteils über die Zeit notwendig. Folglich benötigt ein entsprechendes Filter für den statischen Signalanteil eine adaptive Komponente, die zu bestimmten Zeiten eine Rekalibrierung durchführt. Dabei ist aber insbesondere darauf zu achten, dass die Strahlung stillstehender Personen auf keinen Fall zum statischen Anteil der Hintergrundstrahlung hinzu addiert wird, da deren Detektion dann natürlich nicht mehr möglich wäre.

Im Gegensatz zum statischen ändert sich der dynamische Anteil der Hintergrundstrahlung sehr schnell. Er kann sowohl durch sich schnell erwärmende Objekte, also beispielsweise gerade eingeschaltete Geräte wie Lampen oder Monitore hervorgerufen werden, als auch durch sich

bewegende warme Objekte. Dazu gehören zum Beispiel Staubsauger, Haustiere oder durch das Fenster eindringende, starke Sonnenstrahlen, die einen Teil des Bodens oder der Wände erwärmen. Das Problem dieses Strahlungsanteils ist, dass sein Effekt auf das Sensorsignal mit dem durch einen sich bewegenden Menschen verursachten Effekt verwechselt werden und damit zu völlig falschen Lokalisierungsergebnissen führen kann. Entsprechend gilt dem dynamischen Anteil der Störstrahlung besondere Aufmerksamkeit, da Wege gefunden werden müssen, seinen Einfluss auf das Lokalisierungsergebnis zu minimieren.

Eine Möglichkeit, die Auswirkungen von Störquellen schon im Vorhinein zu minimieren, besteht in der geeigneten Platzierung der Sensoren. So kann das Auftreten von Störquellen im Sichtfeld zwar nicht vermieden, aber durch eine geeignete Beschränkung verringert werden. Beispielsweise ermöglicht die Anbringung von Liniensensoren auf Brusthöhe die Realisierung einer annähernd horizontalen Sichtebeine, die bodennahe Bereiche ausspart. Entsprechend sind Haustiere größtenteils nicht mehr sichtbar und auch der Einfluss von Heizkörpern wird vermindert. Ebenso werden Lampen, die sich unter der Decke befinden, aus dem Sichtfeld ausgeschlossen.

Weiterhin ermöglicht die Erkennung typischer Strahlungsmuster ein Herausfiltern eben dieser Muster, insbesondere, wenn es sich dabei um stationäre Objekte handelt, die zwar in ihrer Temperatur, nicht jedoch in ihrer Position veränderlich sind. Lampen beispielsweise sind meistens fest installiert und heizen nach dem Einschalten sehr schnell auf. Im Betrieb behalten sie dann ihre Temperatur relativ konstant bei, bis sie wieder ausgeschaltet werden. Gleiches gilt für elektrische Geräte wie Monitore, auch wenn diese aufgrund der höheren Masse ein trägeres Zeitverhalten aufweisen. Heizgeräte, auf der anderen Seite, besitzen durch die oft verwendete Zweipunkt-Regelung meist ein Hysterese-ähnliches Verhalten.

#### **Reflektionen**

Ähnlich wie sichtbares Licht wird natürlich auch Infrarotstrahlung an Oberflächen mehr oder weniger stark reflektiert. Dabei muss man sich allerdings vor Augen halten, dass Materialien im Infrarotbereich oft ein ganz anderes Reflektionsverhalten aufweisen, als man es vom optischen Bereich gewohnt ist. Aufgrund der Feststellung in Abschnitt 3.1.3, dass der Transmissionsgrad typischer Materialien für den relevanten Wellenlängenbereich vernachlässigbar ist, kann man allgemein folgern, dass Werkstoffe mit einer niedrigen Emissivität gute Reflektoren sind. Daraus folgt aber auch, dass herkömmliche Spiegel, die aus einer hinter einer Glasscheibe liegenden, reflektierenden Schicht bestehen, im Infrarotbereich schlechte Reflektoren sind, da Glas bei Raumtemperatur eine Emissivität von über 0.9 aufweist. Metall hingegen ist, wie schon erwähnt, insbesondere bei polierter Oberfläche ein ausgezeichneter Reflektor.

Der Grund, warum Reflektionen berücksichtigt werden müssen, liegt darin begründet, dass sie, genauso wie andere Strahlungsanteile auch, der Hintergrundstrahlung zuzuordnen sind und entsprechend Einfluss auf das Sensorsignal nehmen. Da sie aber letztlich nur Abbilder realer Objekte sind, greifen natürlich die gleichen Gegenmaßnahmen wie beim ursprünglichen Objekt auch. Weiterhin sind die Auswirkungen der reflektierten Strahlung aufgrund der Dämpfung bei der Reflektion deutlich geringer, insbesondere dann, wenn es sich um eine diffuse Reflektion handelt, die den Strahlungsfluss über den kompletten Halbraum verteilt.

Kritisch ist hingegen die Reflektion eines Menschen an einer stark spiegelnden Oberfläche, da der Sensor nicht zwischen direkt eintreffender und reflektierter Strahlung unterscheiden kann. Das Erkennen einer solchen Reflektion und das Finden einer geeigneten Gegenmaßnahme gehört zu den größten Herausforderungen bei der Behandlung der Hintergrundstrahlung.

#### **Verdeckung**

Durch die Eigenschaft typischer Materialien, undurchlässig für Wärmestrahlung zu sein, ergeben sich zwei Probleme: die mögliche Abschattung von Sensoren und die Verdeckung von Personen und warmen Objekten. Die Gefahr der Abschattung kann allerdings schon während der Installation des Lokalisierungssystems minimiert werden, indem eine geeignete Platzierung und Ausrichtung der Sensoren gewählt wird. So ist es dann beispielsweise unmöglich, dass eine geöffnete Tür und – bei Anbringung des Sensors in ausreichender Höhe – Sofas, Tische oder vergleichbare Gegenstände das Sichtfeld des Thermopiles beeinträchtigen können. Der Effekt der Verdeckung lässt sich allerdings nicht gänzlich vermeiden, da insbesondere die beiden folgenden Fälle auftreten können. Zum einen kann eine Person eine andere verdecken, wodurch das Lokalisierungsergebnis jedoch nur geringfügig beeinflusst wird, da durch die Abschattung gegeben ist, dass sich beide Personen vom Sensor aus gesehen in ungefähr der gleichen Blickrichtung befinden. Zum anderen kann eine Person aber auch die Strahlung einer wärmeren Quelle abschatten, was zu einer sehr starken Veränderung des Sensorsignals oder genauer gesagt zu einem sinkenden Sensorsignal führen kann, obwohl sich eine Person im Blickfeld befindet. Unter der Annahme jedoch, dass die Strahlung der warmen Quelle als statischer Anteil der Hintergrundstrahlung erkannt und entsprechend herausgefiltert wurde, lässt sich dieses Problem relativ einfach behandeln, indem die Änderung des Sensorsignals nur absolut, d. h. ohne Vorzeichen betrachtet wird. So ergibt sich dann bei Eintritt einer Person ins Sichtfeld trotz der Verdeckung des warmen Hintergrundes ein ähnlicher Änderungseffekt, so als wäre der Hintergrund strahlungsneutral.

#### **Änderung der Umgebungstemperatur**

Ein weiterer Aspekt, der nicht vernachlässigt werden kann, ist die Änderung der Umgebungstemperatur. Da das Ausgangssignal eines Thermopiles von der Differenz zwischen der einfallenden Strahlung und der "Umgebungsstrahlung" abhängt, führt eine Änderung der Umgebungstemperatur zu einer Veränderung der Einflüsse aller Strahlungsanteile. Diese Änderung wird jedoch letztlich durch die anderen Gegenmaßnahmen implizit behandelt, da es sich dabei um kein völlig neuartiges Verhalten, sondern nur um Amplitudenveränderungen von bereits berücksichtigten Effekten handelt.

#### **Unterscheidung mehrerer Quellen**

Generell muss ein Lokalisierungssystem für den Inhaus-Bereich in der Lage sein, mehrere Personen zu lokalisieren. Wie aber bereits angedeutet wurde, ist die Unterscheidung verschiedener Objekte anhand ihrer Infrarotstrahlung jedoch nicht möglich, was als einer der größten Nachteile der Infrarotlokalisierung anzusehen ist. Die einzige Möglichkeit der Differenzierung von zwei Personen liegt in deren räumlichen Abstand im Sensorblickfeld, d. h. nur wenn zwei Personen sich so weit voneinander entfernt aufhalten, dass sie von zwei nicht benachbarten

Pixeln gesehen werden und damit zwei Maxima in der virtuellen Sensorkennlinie zu erkennen sind, ist eine Unterscheidung möglich. Damit sollte sofort klar sein, dass nur eine begrenzte Anzahl von Personen gleichzeitig von einem solchen System lokalisiert werden kann.

Der Nachteil, der aus dieser Einschränkung entsteht, ist aber nicht so eklatant, wie es im ersten Moment scheint. Die Gründe dafür sind die folgenden:

- Eine Eigenschaft des Systems ist, dass es die Anonymität der Benutzer wahrt. Daraus folgt, dass die entscheidende Information bei der Lokalisierung nicht darin besteht, wer oder wie viele Personen sich an einer Stelle aufhalten, sondern dass sich dort überhaupt eine Person befindet. Es stellt also kein Problem dar, wenn zwei Personen, die sehr nah zusammen stehen, nicht mehr voneinander unterschieden werden können. Weiterhin kann diese Information auch aus dem Verlauf heraus generiert werden. Damit ist gemeint, dass zwei Personen, die zusammenstehen, irgendwann einmal aufeinander zugegangen sind, sodass die Information darüber, ob sich eine oder mehrere Personen an einem Ort aufhalten, im System verfügbar ist.
- Das typische Inhaus-Szenario besteht nicht darin, dass in einem Raum viele einzelne Personen lokalisiert werden müssen, sondern nur einige wenige. Das heißt, dass es normalerweise völlig ausreichend ist, wenn ein entsprechendes System maximal zwei oder drei Personen pro Raum unterscheiden kann. Genau diese Anforderung wird aber durch das hier vorgestellte System erfüllt, wie in Abschnitt 6 deutlich werden wird.

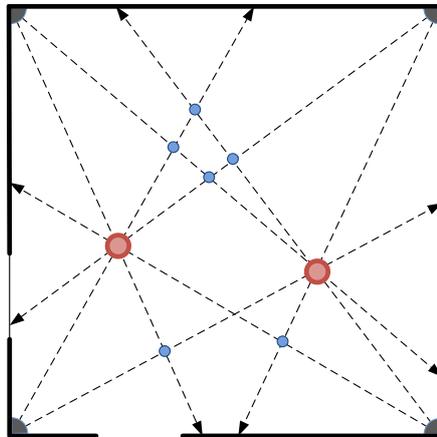


Abbildung 4.3.5.: Mehrdeutigkeit bei Winkelmessungen

Ein schwerwiegenderes Problem resultiert hingegen aus der Anonymität der Messungen, die nicht nur den positiven Effekt hat, dass Personen nicht identifiziert werden können, sondern auch, dass sich die verschiedenen Winkelmessungen der einzelnen Sensoren nicht eindeutig einer Person zuordnen lassen. So können sich beispielsweise bei zwei zu lokalisierenden Personen und unter Vernachlässigung von Messfehlern bis zu neun AoA-Schnittpunkte ergeben (vgl. Abbildung 4.3.5), wovon allerdings nur zwei Schnittpunkte wirklich von Winkelmessungen aller Sensoren geschnitten werden.

Diese Eindeutigkeit geht in der Realität jedoch leider aufgrund der fehlerbehafteten Mes-

sungen mehr oder weniger verloren, weswegen die Lokalisierung bei mehreren Quellen deutlich komplexer wird. Hinzu kommt, dass zusätzlich die Anzahl der Objekte unbekannt ist und ebenso geschätzt werden muss.

### **Realisierung einer einfachen Inbetriebnahme**

Neben den Herausforderungen, die sich aus der Art der verwendeten Technologie ergeben, ist der Aspekt der einfachen Installation und Inbetriebnahme ausschlaggebend für die Akzeptanz der angestrebten Realisierung. Einem System, das nur sehr aufwändig und damit zeit- und kostenintensiv zu installieren ist, wird der Markterfolg in letzter Konsequenz verwehrt bleiben. Deswegen ist neben der technischen Realisierung des Systems ein ganz besonderes Augenmerk auf den Installationsprozess zu legen oder genauer gesagt: es muss ein Weg gefunden werden, diesen Prozess möglichst einfach zu gestalten.

## **4.4. Arbeitspakete der vorliegenden Arbeit**

Nachdem die grundlegende Systemstruktur festgelegt und die bei der Entwicklung eines passiven Infrarot-Lokalisierungssystems aufkommenden Herausforderungen dargestellt wurden, erfolgt an dieser Stelle eine kurze Beschreibung der resultierenden Aufgabenpakete.

Vorher muss jedoch noch ein Aspekt betrachtet werden, der bis jetzt nicht berücksichtigt wurde. So ist es typischerweise sehr aufwändig, die Entwicklung eines Systems ausschließlich mit realen Testaufbauten durchzuführen, insbesondere bei einer komplexen Problematik wie in diesem Fall, bei der verschiedene Inhaus-Szenarien mit unterschiedlichen Störquellen nachgebildet werden müssten, um die benötigten Algorithmen möglichst komfortabel entwickeln und testen zu können.

Aus diesem Grund wurde zu Beginn die Entscheidung getroffen, einen Simulator zu entwickeln, mit dem verschiedenste Inhaus-Szenarien und zeitliche Abläufe komfortabel nachgebildet und die daraus resultierenden Sensorsignale genügend genau simuliert werden können. Folglich ergeben sich zur Realisierung des Lokalisierungssystems folgende Aufgabenpakete:

1. Erstellen einer Simulationsumgebung zur Nachbildung dynamischer Inhaus-Szenarien
2. Entwicklung von Methoden zur Reduzierung des Einflusses veränderlicher Störquellen
3. Entwicklung von Algorithmen zur Lokalisierung mehrerer Objekte
4. Entwicklung einer komfortablen Inbetriebnahmeprozedur
5. Entwicklung einer geeigneten Systeminfrastruktur

Die Gesamtheit dieser Aufgaben ist Inhalt eines DFG-Projekts. Im Rahmen dieser Arbeit erfolgt jedoch nur eine Teilbearbeitung, die die Realisierung des eigentlichen Simulationskerns zur Nachbildung von Infrarotsensoren (vgl. Kapitel 5) sowie die Entwicklung der Lokisierungsalgorithmen (vgl. Kapitel 6), der Inbetriebnahmeprozedur (vgl. Kapitel 7) und einer geeigneten Infrastruktur (vgl. Kapitel 8) beinhaltet.

## 5. Infrarot-Simulationsumgebung

Wie im vorherigen Kapitel bereits erläutert, erscheint die Entwicklung einer Software zur Nachbildung typischer Inhaus-Umgebungen und zur Simulation von Infrarot-Sensoren bzw. deren Ausgangssignalen zweckmäßig, da der Aufbau verschiedenster realer Testumgebungen sehr zeit- und kostenintensiv wäre. Ein Simulator hingegen erlaubt bei entsprechendem Funktionsumfang eine komfortable Erstellung und Reproduzierbarkeit verschiedenster Tests und vereinfacht damit die Systementwicklung. Weiterhin eröffnet eine Simulation die Möglichkeit, verschiedene Effekte völlig getrennt voneinander untersuchen zu können und erlaubt so eine schrittweise Entwicklung der Algorithmen.

Aus dieser Motivation heraus ist die Entwicklung einer geeigneten Infrarotsimulationsumgebung, im weiteren Verlauf auch *IRSim* oder Simulator genannt, ein wichtiger Bestandteil dieser Arbeit. Dieser Simulator muss die einfache Modellierung von Räumen, des dazugehörigen Mobiliars und natürlich der sich darin befindenden Menschen erlauben und die Simulation des dynamischen Strahlungsverhaltens von Objekten in örtlicher und zeitlicher Ausprägung und der daraus resultierenden und auf die Sensoren treffenden Infrarotstrahlung ermöglichen.

Der generelle Ablauf der Simulation, den Abbildung 5.0.1 zeigt, ist folgendermaßen: Basie-

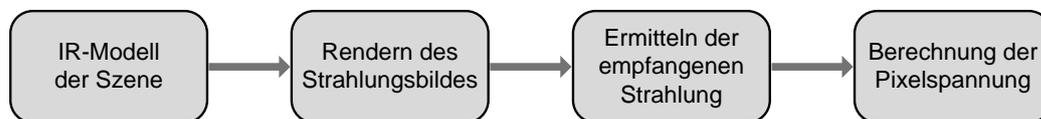


Abbildung 5.0.1.: Genereller Ablauf der Simulation

rend auf dem Modell der Szene, das für jedes Objekt die zur Simulationen notwendigen Parameter wie Emissivität, Temperatur und Reflektivität verwaltet, erfolgt das Rendern des IR-Strahlungsbildes mit Hilfe einer OpenGL-Kamera. Diese Kamera dient der Sensoremulation, indem sie sein Blickfeld und seine Position nachbildet. Unter Nutzung des berechneten Strahlungsbildes und der Sensorcharakteristik wird nun der Strahlungsfluss bestimmt, der effektiv auf die sensitive Fläche des Sensors trifft. Dieser Fluss dient schließlich der Ermittlung der Pixelausgangswerte in Form digitalisierter Spannungspegel, die auch der reale Sensor liefert.

Im weiteren Verlauf werden zuerst die sich an den Simulator ergebenden Anforderungen aufgezeigt. Danach erfolgt die Vorstellung verwandter Arbeiten und anschließend die Auswahl des Simulationsansatzes, bevor schließlich das Konzept des Simulators beschrieben wird. Seinen Abschluss findet dieses Kapitel schließlich in einer kurzen Evaluierung des Simulationskerns, die die Genauigkeit des Simulators im Vergleich zu realen Sensoren und zu einem Raytracer aufzeigt.

## 5.1. Anforderungen an die Simulationsumgebung

Da die Nachbildung komplexer Szenen und der zeitlichen Veränderung ihrer Infrarotabstrahlung das angestrebte Ziel der Entwicklung des Simulators ist, sollte er folgenden Anforderungen genügen:

1. Eine Szenenerstellung mit verschiedenen Objekten sollte einfach möglich sein. Die Art der Objekte umfasst dabei gewöhnliches Mobiliar wie Tische und Schränke oder elektrische Geräte, die selbst Abwärme produzieren und damit potentielle Störquellen sind. Außerdem muss natürlich auch ein Mensch nachgebildet werden können.
2. Um den Einfluss dynamischer Strahlungsveränderungen untersuchen zu können, sollte der Simulator die Möglichkeit bieten, zeitliche Abläufe zu simulieren. Das beinhaltet sowohl Temperaturveränderungen ortsfester als auch beweglicher Objekte sowie deren Bewegung selbst.
3. Der Simulator sollte die Nachbildung verschiedener Sensortypen und eine gleichzeitige Simulation mehrerer Sensoren erlauben, sodass die komplette Systemstruktur direkt nachgebildet und die virtuellen Messwerte umgehend zur Lokalisierung verarbeitet werden können. In diesem Zusammenhang ist eine Kommunikationsschnittstelle erforderlich, die der des realen Systems entspricht, sodass die nachfolgende Software ohne weitere Anpassungen Messdaten vom Simulator oder dem realen System entgegen nehmen kann.
4. Um die spätere Entwicklung der Lokisierungsalgorithmen möglichst flexibel und effizient gestalten zu können, ist ein echtzeitfähiger Simulator wünschenswert. So können beispielsweise die Auswirkungen der Veränderung einer Szene oder bestimmter Objektparameter auf das Lokalisierungsergebnis direkt ermittelt werden, ohne erst lange auf die Simulationsergebnisse warten zu müssen. Aus diesem Grund sind Performanz-Aspekte bei der Entwicklung von besonderer Wichtigkeit.

Auf die beschriebenen Anforderungen wird im Rahmen der Konzeption noch näher eingegangen werden. Der letzte Punkt ist allerdings von entscheidender Relevanz für die Auswahl des Simulationsverfahrens, die im Anschluss an einen Überblick verwandter Arbeiten getroffen wird.

## 5.2. Verwandte Arbeiten

Grundsätzlich existieren verschiedene Verfahren, um die Ausbreitung von Strahlung zu simulieren. Die zwei wichtigsten sind in diesem Zusammenhang Raytracing und Radiosity. Der beim Raytracing verwendete Ansatz basiert auf der Aussendung von Strahlen, deren Weg durch die Szene nachvollzogen wird, um so die Sichtbarkeit oder Verdeckung von Objekten zu bestimmen. Die Simulation erfolgt dabei typischerweise von der Kameraposition aus. Im Gegensatz dazu ist das beim Radiosity-Verfahren ermittelte Ergebnis nicht von der Position des Betrachters abhängig, d. h. die Ausbreitung der Strahlung wird für die gesam-

te Szene berechnet. Dazu werden die Oberflächen in kleine Stücke (Patches) unterteilt und deren gegenseitiger Strahlungsaustausch berechnet. Dabei geht man von der Annahme diffuser strahlender Flächen aus (Lambert-Strahler). Der Vorteil des Radiosity-Verfahrens liegt in der Unterstützung diffuser Lichtreflektionen. Es hat allerdings einen hohen Rechen- und Speicherplatzbedarf, der mit der Anzahl der Flächenstücke steigt. Raytracing hingegen eignet sich eher für spiegelnde Reflektionen und transparente Materialien, auch wenn die Nachbildung diffuser Reflektionen möglich ist. Dies steigert den Rechenaufwand allerdings enorm, weswegen derzeit echtzeitfähiges Raytracing im Allgemeinen noch nicht umgesetzt werden kann. Es gibt allerdings Bestrebungen, diese Echtzeitfähigkeit durch einen hohen Grad an Parallelisierung zu erreichen [86]. Ein ähnliches Interesse verfolgt beispielsweise auch die Firma *Intel*, die eine Multicore-GPU<sup>1</sup> unter dem Codename Larrabee entwickelt, die zukünftig echtzeitfähiges Raytracing ermöglichen soll.

Zur Simulation von Licht oder Strahlung in Gebäuden wurden in den letzten Jahren bereits mehrere Arbeiten vorgestellt, von denen einige hier exemplarisch Erwähnung finden. So entwickelten Iske u. a. einen inversen Raytracer [43] mit dem die Nachbildung verschiedener Sensoren im optischen und akustischen Bereich möglich ist. Der Simulator erlaubt eine Szenenerstellung basierend auf einfachen Primitiven wie Kugeln oder Quadern und bestimmt die Impulsantwort, das heißt den exakten zeitlichen Verlauf eines Signals am Empfänger. Weiterhin bietet er die Möglichkeit der Auswertungen mehrerer Empfängerbauteile mit unterschiedlichen Charakteristiken in einem Simulationsvorgang. Die Voraussetzung dafür ist allerdings, dass die Empfänger ortsgleich sind. Die Komplexität der Laufzeit des Raytracers wird von der Anzahl der Objekte  $o$ , der punktförmigen Signalquellen  $q$ , der Anzahl der in die Szene gesendeten Strahlen  $a$ , der Anzahl der bei einer Reflektion erzeugten Strahlen  $n$  und der Rekursionstiefe  $t$  bestimmt und beträgt  $O(aoqtn^t)$  [43].

Einen Simulator zur Bestimmung der Impulsantwort einer optischen Übertragungsstrecke entwickelten auch Barry u. a. [11]. Die dabei verwendete Methode entspricht dem Radiosity-Verfahren, da alle Oberflächen zunächst in kleine Stücke unterteilt werden und basierend darauf dann die Berechnung des gegenseitigen Strahlungsaustauschs erfolgt. Weiterhin wird von ausschließlich diffuser Abstrahlung ausgegangen. Die Komplexität der Laufzeit des Simulators ist in diesem Fall abhängig von der Anzahl der Reflektionen  $k$  und Flächenstücke  $N$  und beträgt  $O(N^k)$  [11]. Gemein ist beiden Realisierungen, dass sie nur für statische, also unveränderliche Szenen gedacht sind.

Im Gegensatz dazu beschreibt A. Brandon Smith einen echtzeitfähigen Virtual-Reality-Simulator, der nicht nur Wärmestrahlung, sondern auch Wärmeleitung nachbildet [95]. Hierin wird zur Nachbildung der Wärmestrahlung ein Radiosity-Ansatz verwendet. Die Beschreibung der Konduktion und Konvektion hingegen geschieht mit Hilfe einer einfachen Differentialgleichung. Weithin ist es dem Benutzer möglich, durch die Szene zu wandeln und einzelne Objekte an- und auszuschalten. Die Echtzeitfähigkeit des Systems wird für Szenen mit bis zu 20000 Dreiecken bei einer Bildrate von 25 Hz angegeben, wofür allerdings ein spezielles Multi-Prozessor-Grafiksystem notwendig ist.

Eine weitere Realisierung wurde von Linzmeyer u. a. vorgestellt [55]. Sie beschreiben die

---

<sup>1</sup>Graphics Processing Unit

Simulation von Infrarotsensoren im Rahmen der Entwicklung von Verfahren zur Passantendetektion im Automobilbereich mit Hilfe von Raycasting<sup>2</sup>. Dazu erfolgt eine Schätzung der Detektorparameter mit Hilfe von *Simulated-Annealing*. Die Autoren erwähnen nicht, ob der vorgestellte Ansatz echtzeitfähig ist.

### 5.3. Auswahl des Simulationsverfahrens

Vergleicht man die vorgestellten Verfahren, so erscheinen insbesondere die letzten beiden Ansätze erfolgversprechend, da die anderen Realisierungen nicht echtzeitfähig sind und auch nur Nachbildungen statischer Szenen erlauben. Die Echtzeitfähigkeit im Verfahren von Smith wird jedoch nur durch den Einsatz spezieller Hardware erreicht. Ein ähnlicher Ansatz soll deshalb auch hier verfolgt werden. So existiert in Form von Echtzeit-Rendering, das insbesondere bei Computerspielen Anwendung findet, eine weitere Möglichkeit, eine Szenensimulation durchzuführen, wie auch schon von Linzmeyer u. a. beschrieben. Der Vorteil einer solchen Realisierung liegt darin, dass für diese Art der Simulation sehr leistungsfähige Grafikkarten existieren, mit denen eine stark beschleunigte Berechnung möglich ist. Allerdings ergeben sich aus dieser Art der Simulation auch einige Nachteile. So werden beispielsweise diffuse Reflektionen nicht unterstützt, die jedoch im Hinblick auf die verwendeten Sensoren auch vernachlässigt werden können, wie Abschnitt 5.8 zeigt.

Zur Nutzung der Grafikkhardware stehen zwei verschiedene Schnittstellen zur Verfügung, die plattformunabhängige und im professionellen und wissenschaftlichen Bereich eingesetzte OpenGL-Bibliothek und die von Microsoft für ihr Betriebssystem Windows konzipierte Programmierschnittstelle DirectX, die den Bereich der Spielprogrammierung adressiert. Aufgrund der Tatsache, dass OpenGL ein offener, plattformunabhängiger Standard ist und zu Beginn der Simulatorentwicklung beide Varianten einen vergleichbaren Funktionsumfang aufwiesen, fiel die Entscheidung zugunsten von OpenGL aus. Eine kurze Einführung in OpenGL, die die wichtigsten Grundlagen im Hinblick auf diese Arbeit erläutert, erfolgt im nächsten Abschnitt.

### 5.4. OpenGL-Grundlagen

Die *Open Graphics Library*, kurz OpenGL, ist eine offene und plattformunabhängige Schnittstellen-Spezifikation zur Erstellung von 3D-Grafik und erlaubt den direkten Zugriff auf die Ressourcen der Grafikkarte und damit eine hardwarebeschleunigte Erzeugung zwei- und dreidimensionaler Bildinhalte in Echtzeit (Rendering). Die Darstellung dieser Inhalte erfolgt mit Hilfe einfacher geometrischer Primitive wie Dreiecke oder Polygone.

Ursprünglich entwickelt wurde OpenGL durch den Grafikspezialisten *Silicon Graphics Inc.* (SGI), damals allerdings noch unter dem Namen *Iris GL*. Mit der Zeit nutzten allerdings auch andere Hersteller wie *ATI* oder *NVIDIA* diese Schnittstelle für ihre Grafikkhardware, sodass

---

<sup>2</sup>Raycasting ist eine einfache Form des Raytracing, die weder Reflektionen noch Lichtbrechung berücksichtigt.

OpenGL schließlich in einem Industriestandard aufging. Dessen Standardisierung erfolgte von 1992 bis 2006 durch das *Architecture Review Board* (ARB), einem Zusammenschluss verschiedener Firmen wie *AMD/ATI*, *NVIDIA*, *IBM* und *Apple*. Im Jahre 2006 wurde die Zuständigkeit aufgrund von Problemen bei der Weiterentwicklung an die *Khronos Group* übergeben, die auch für die Standardisierung des später noch beschriebenen XML-Austauschformats *Collada* verantwortlich ist.

### 5.4.1. Rendering-Pipeline

Der Prozess der Bildgenerierung erfolgt bei OpenGL in mehreren Stufen mit festgelegter Reihenfolge – weshalb in diesem Zusammenhang auch von einer *Rendering-Pipeline* gesprochen wird – bei dem die durch eine Applikation erzeugten zwei- oder dreidimensionalen Geometrie- und Bilddaten in ein zweidimensionales Bild transformiert werden, um es auf einem Bildschirm anzeigen zu können. Dazu nutzt OpenGL verschiedene Koordinatensysteme und entsprechende Transformationsmatrizen, die während des Renderings angewendet werden, wie Abbildung 5.4.2 verdeutlicht. So erfolgt zuerst die *Modelltransformation*, die die

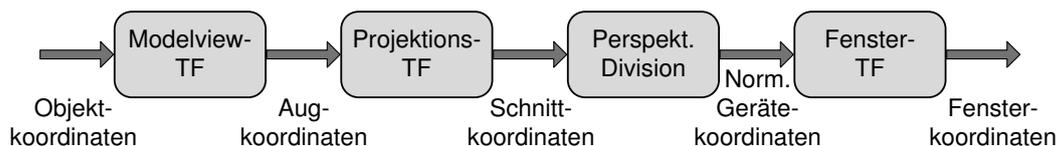


Abbildung 5.4.2.: Koordinatensysteme und Transformationen in OpenGL

Überführung der Objekt- in Weltkoordinaten beschreibt und der Positionierung der Objekte im Raum dient. Darauf folgt die *Perspektivische Transformation* (Viewing Transformation), die die Beobachtungsperspektive festlegt. Beide Berechnungen zusammen ergeben die sogenannte *Modelview-Transformation*, deren Resultat Aug-Koordinaten sind. Anschließend erfolgt die Auswahl des Betrachtungs- oder Schnittbereichs mit Hilfe der *Projektionstransformation*, bei der alle nicht im Sichtbereich liegende Primitive abgeschnitten werden. Danach wird eine Normalisierung des Sichtbereichs durchgeführt, *Perspektivische Division* genannt, bei der die Koordinaten auf ein Intervall von  $[-1..1]$  skaliert werden. Die finale Transformation schließlich dient der Umsetzung der Koordinaten auf das Anzeigefenster, den so genannten Viewport, und wird deswegen auch als *Fenstertransformation* bezeichnet. Veranschaulicht wird dieser Vorgang nochmals anhand eines einfachen Beispiels durch Abbildung 5.4.3. Zur Vereinfachung erfolgt dabei ein Verzicht auf die Darstellung der Normalisierung.

Die Umsetzung der Transformationen auf Hardwareebene geschieht bis zur Version 1.5 von OpenGL mit Hilfe einer *Fixed-Function-Pipeline*, bei der die zugrunde liegende Funktionalität und die Reihenfolge der Ausführung festgelegt sind. Eine Beeinflussung von außen ist hierbei nur über einige Parameter möglich. Eine abstrahierte Darstellung dieser Pipeline zeigt Abbildung 5.4.4 [84, 111]. Die beschriebenen Transformationen werden in Form von so genannten Vertex-Operationen realisiert. Ein Vertex<sup>3</sup> beschreibt in diesem Zusammenhang eine

<sup>3</sup>Eckpunkt eines Primitivs

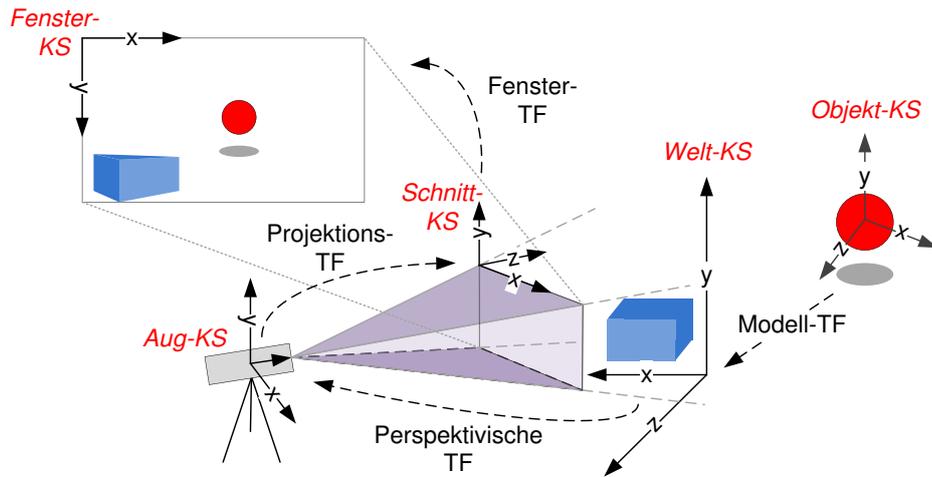


Abbildung 5.4.3.: Darstellung der verschiedenen Transformationen anhand eines Beispiels

Raumkoordinate mit zusätzlichen Attributen wie Farbe oder Normale, die durch zusätzliche Berechnungen ebenfalls transformiert werden können.

Anschließend werden basierend auf den Geometriedaten Primitive erzeugt, die zusammen mit den Bilddaten, auch Texturen genannt, gerastert und dabei in viele kleine Würfel unterteilt werden, die so genannten Fragmente. Während des Rasterns wird das Bild im Framebuffer<sup>4</sup> erzeugt, indem für jedes einzelne Fragment ein Tiefentest durchgeführt wird, sodass nur die sichtbaren Fragmente zum resultierenden Bildpunkt beitragen. Die Verknüpfung mit den Bilddaten wiederum erlaubt es, die gerasterten Oberflächen mit einem beliebigen Muster zu überziehen, um ihnen ein objekttypisches Aussehen zu verleihen.

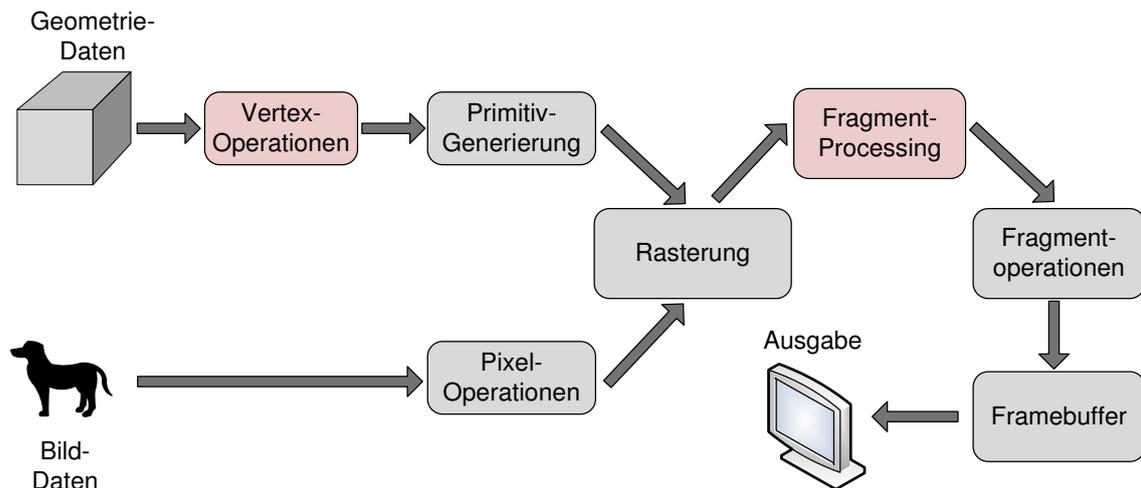


Abbildung 5.4.4.: Schematische Darstellung der Rendering-Pipeline

<sup>4</sup>Speicher der Grafikkarte, der das gerenderte und anzuzeigende Bild enthält

Mit Einführung von OpenGL 2.0 wurden an der Rendering-Pipeline unter anderem zwei entscheidende Modifikationen vorgenommen, die in Abbildung 5.4.4 farbig markiert sind. Diese Modifikationen umfassen die Ersetzung der Vertex-Operationen durch einen Vertex-Prozessor und des Fragment-Processing durch einen Fragment-Prozessor, wodurch an diesen beiden Stellen eine Programmierung durch den Benutzer ermöglicht wird. Dazu wird eine spezielle auf Grafikprogrammierung ausgerichtete Hochsprache eingesetzt. Im Fall von OpenGL heißt diese Sprache *OpenGL Shading Language* oder kurz *GLSL*. Der damit erstellte und auf den Prozessoren ausgeführte Code nennt sich Shader. Die Bezeichnung rührt daher, dass Shader zu Anfang für die Schattenberechnung (engl. Shading) eingesetzt wurden. Abhängig vom Ort der Ausführung erfolgt eine Unterteilung in Vertex- und Fragment-Shader. Sprachlich ist die *GLSL* an C angelehnt, unterstützt aber nativ Matrizen, Vektoren und viele Grafik-Algorithmen, die zur effizienten Programmierung der Grafikhardware notwendig sind. Mit der Einführung programmierbarer Prozessoren ergeben sich deutlich mehr Freiheiten bei der Grafikgenerierung, da die darauf durchgeführten Berechnungen sehr frei gestaltet werden können, wovon in dieser Arbeit Gebrauch gemacht wird. Dabei arbeitet der Vertex-Prozessor weiterhin auf den Eckpunkten und der Fragment-Prozessor entsprechend auf den gerasterten Fragmenten und den dazugehörigen Daten. Für weiterführende Informationen zur OpenGL sei an dieser Stelle auf [64, 84, 111, 112] verwiesen.

### 5.4.2. Perspektivische Projektion in OpenGL

Nachdem die Rendering-Pipeline und die verschiedenen von OpenGL zur Bildschirmdarstellung durchgeführten Transformationen dargestellt wurden, erfolgt an dieser Stelle eine genauere Betrachtung der Projektionsmatrix, die festlegt, welcher Teil der modellierten Szene sichtbar ist.

Obwohl mit OpenGL alle Transformationen möglich sind, die sich durch eine  $4 \times 4$  Matrix und eine perspektivische Division darstellen lassen [64], sind die beiden gebräuchlichsten die orthogonale und die perspektivische Projektion. Erstere beschreibt eine Darstellung ohne Tiefenwirkung, bei der ein Objekt unabhängig vom Abstand zum Betrachter immer gleich groß ist. Im Gegensatz dazu ähnelt die perspektivische Projektion eher der realen Wahrnehmung, bei der weit entfernte Objekte kleiner erscheinen als nah gelegene, weswegen sie im Simulator genutzt wird. Der Sichtbereich dieser Projektion, der durch die Projektionsmatrix  $P$  festgelegt wird, ist durch einen zum Betrachter gekippten Pyramidenstumpf gegeben, wie Abbildung 5.4.5 verdeutlicht. Dieser Pyramidenstumpf ist durch zwei orthogonal zur Blickrichtung stehende Ebenen definiert. Das sind die *Near Plane*, die dem Betrachter zugewandt ist und die *Far Plane*, die von ihm weg zeigt. Alle Objekt bzw. Teilobjekte, die sich in diesem Kegelstumpf befinden, sind sichtbar, alle andere werden aus der Darstellung entfernt bzw. abgeschnitten.

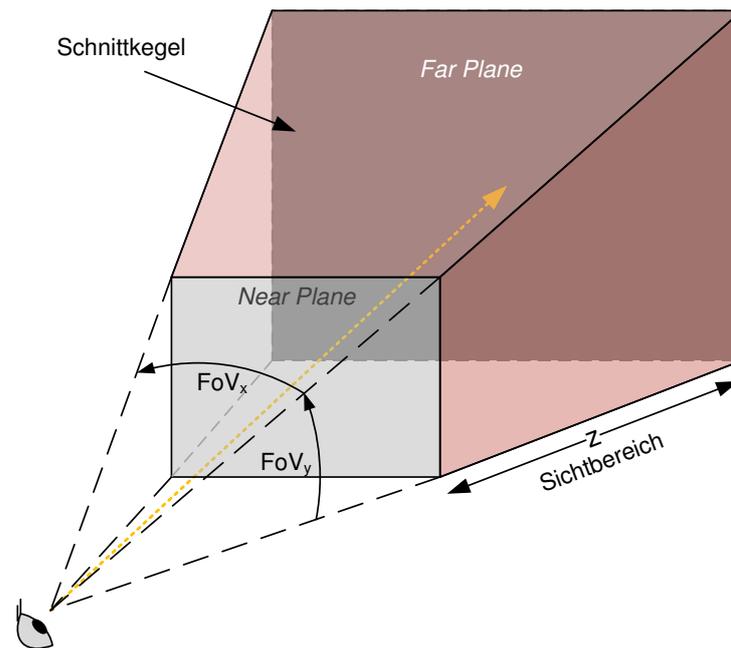


Abbildung 5.4.5.: Perspektivische Projektion in OpenGL

## 5.5. Konzeption des Simulators

Nachdem die groben Anforderungen an die Simulationsumgebung bereits in Abschnitt 5.1 spezifiziert wurden, wird an dieser Stelle das daraus resultierende Konzept des Simulators dargestellt. Abbildung 5.5.6 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Systems, dessen Komponenten im Folgenden einzeln erklärt werden.

### Benutzeroberfläche

Die grafische Benutzeroberfläche ermöglicht den direkten Zugriff auf alle Komponenten, die an der Szenenkomposition und der Ausführung der Simulation beteiligt sind. Bei der Steuerung wurde dabei auf größtmöglichen Komfort geachtet, d. h. Objekte können beispielsweise mit der Maus angewählt und frei im Raum verschoben bzw. platziert werden. Gleichzeitig erfolgt eine Anzeige der Objekteigenschaften, die über eine Eingabemaske direkt verändert werden können.

### Objekt- und Sensorbibliothek

Der Anforderung einer komfortablen Szenenerstellung ist die beschriebene Möglichkeit der Maussteuerung zwar zuträglich, aber sie ist bei weitem nicht ausreichend. Wichtig ist vor allem, dass zur Generierung einer Umgebung eine umfassende Auswahl an Objekten zur Verfügung steht und Modelle im Simulator nicht jedes Mal neu erstellt werden müssen. Zu diesem Zweck ist eine Objekt- und Sensordatenbank vorgesehen, die Modelle typischer Gegenstände wie Tische, Lampen oder auch Menschen enthält, welche nur noch in die Szene eingefügt und entsprechend parametrisiert werden müssen. Parametrierung meint in diesem Zusammenhang die Positionierung und Skalierung des

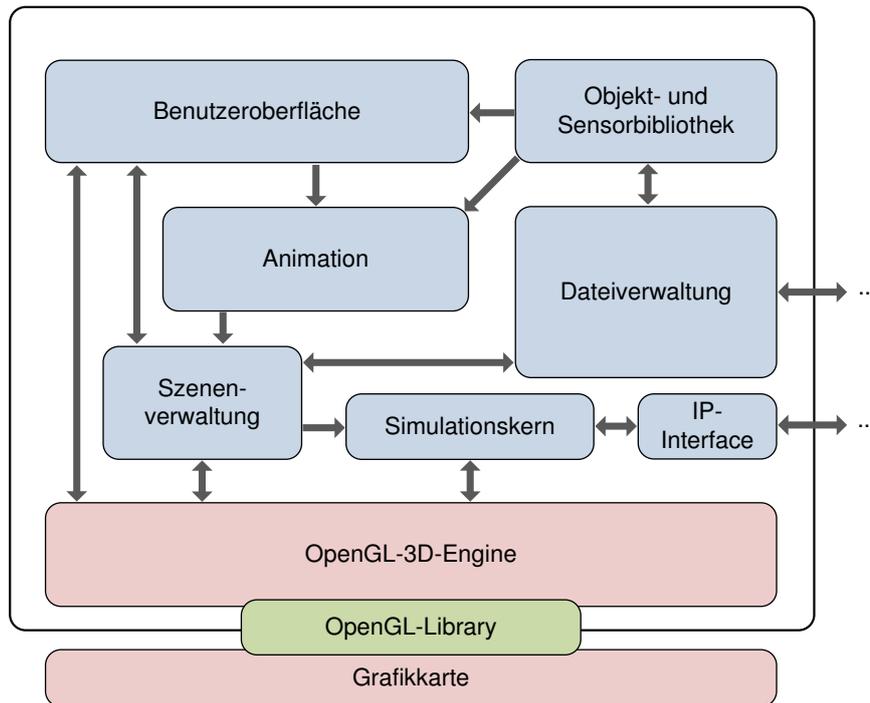


Abbildung 5.5.6.: Konzept des Infrarot-Simulators

Objekts sowie die endgültige Festlegung des örtlichen und zeitlichen Verhaltens, das allerdings in seinen Grundzügen bereits in der Objektbeschreibung enthalten ist. So ist beispielsweise der Verlauf der Aufwärmkurve eines Monitors schon festgelegt, die Endtemperatur und die Aufwärmzeit sind jedoch noch veränderbar. Bei Sensoren wiederum können Eigenschaften wie die Charakteristik oder der Verstärkungsfaktor der Ausgangsstufe im Simulator verändert werden.

### Dateiverwaltung

Die Dateiverwaltung erfüllt zweierlei Aufgaben. Einerseits dient sie zum Abspeichern und erneuten Einlesen erstellter Szenen, um eine spätere Wiederverwendung zu ermöglichen. Andererseits ermöglicht sie das Einlesen von Objektmodellen. Die Modellierung einzelner Objekte im Simulator ist hingegen nicht vorgesehen, da ein proprietäres Modellierungswerkzeug einen enormen Implementierungsaufwand nach sich ziehen würde. Die Verwendung einer externen Software scheint insbesondere deswegen sinnvoll, da in diesem Bereich professionelle Anwendungen wie *Blender*<sup>5</sup> oder *3D Studio Max*<sup>6</sup> zur Verfügung stehen, deren Funktionsumfang den einer Eigenentwicklung bei weitem überbietet. Das Abspeichern von Szenen, genauso wie der Austausch von 3D-Modellen erfordert allerdings ein geeignetes Austausch- und Speicherformat, das zur Modellbeschreibung genutzt werden kann, aber darüber hinaus auch in der Lage ist, animations- bzw. simulationsspezifische Daten zu kodieren. Entsprechend ist dieses Dateiformat eine

<sup>5</sup><http://www.blender.org>

<sup>6</sup><http://www.autodesk.de>

weitere Schlüsselkomponente im Konzept des Simulator und bedarf einer gesonderten Beschreibung, die in Abschnitt 5.6 erfolgt.

### **Animation**

Die Animationskomponente trägt der Anforderung Rechnung, dynamische Veränderungen der Objekte in Form von Temperatur- und / oder Ortsänderungen simulieren zu können. Folglich ist diese Komponente für die zeitlich bedingten Veränderungen in der Szene zuständig. Dazu verwaltet sie die gegebenen Animationsdaten und führt eine zeitabhängige Anpassung der Szene mit Hilfe der Szenenverwaltung durch.

### **Szenenverwaltung**

Die Szenenverwaltung dient der rechnerinternen Darstellung und Administration der Szene, sodass eine direkte Verarbeitung durch die darunterliegende 3D-Engine möglich ist. Dazu wird ein hierarchischer Szenengraph genutzt, der in seinen Knoten Datenverknüpfungen speichert, also beispielsweise ein Modell mit den dazugehörigen Eigenschaften wie Transformationen (Skalierung, Verschiebung usw.) oder Temperatur. Weiterhin bietet er eine Schnittstelle, um ein direktes Editieren der Szene durch den Benutzer und die Animation zu ermöglichen.

### **Simulationskern**

Der Simulationskern ist die für diese Arbeit wichtigste Komponente und dient der Erzeugung eines Infrarotbildes aus der erstellten Szene, wofür er die 3D-Engine nutzt. Dazu werden die Position und Orientierung des Sensors berücksichtigt, die in Form von Transformationen durch den Szenengraphen gegeben sind. Das Bild dient schließlich der Berechnung der Ausgangswerte des Sensors. Um der Echtzeitfähigkeit Rechnung zu tragen, wird dabei insbesondere auf die Performanz geachtet. Die dafür ergriffenen Maßnahmen sowie die Beschreibung des Verfahrens zur Bestimmung der Sensorwerte erfolgt in Abschnitt 5.7.

### **IP-Schnittstelle**

Der Zweck der IP-Schnittstelle liegt darin, die ermittelten Sensordaten an eine auswertende Software weiterzuleiten. Hiermit wird dem Wunsch nach Transparenz Rechnung getragen, da so Simulator und Sensoren auf ähnliche Weise an die auswertende Instanz angebunden werden können.

### **3D-Engine**

Die Anbindung an die Grafikkarte erfährt der Simulator über die OpenGL-Bibliothek, die typischerweise in Form eines Treibers mit der Grafikkarte mitgeliefert wird und nicht Teil der Simulationsumgebung ist. Da OpenGL aber letztlich nur Grundfunktionen zum Zugriff auf die Ressourcen der Grafikkarte bietet, wird in vielen Fällen eine abstrahierende Zwischenebene, eine so genannte 3D-Engine genutzt, die einen komfortableren Zugriff auf die Grafikschnittstelle erlaubt und dabei häufig benötigte, grafikspezifische Methoden implementiert und kapselt. Aufgrund der speziellen Anforderungen des Simulators wurde im Rahmen dieses Projektes eine eigene 3D-Engine entwickelt, auf die jedoch an dieser Stelle nicht näher eingegangen werden soll.

## 5.6. Datenaustauschformat

Nachdem im vorherigen Abschnitt auf die Wichtigkeit eines Speicherformats für Objekt- und Szenendaten hingewiesen wurde, dient dieser Abschnitt der Vorstellung verschiedener Dateiformate und der anschließenden Auswahl einer geeigneten Variante. Zuerst wird allerdings genauer spezifiziert, welchen Anforderungen das genutzte Format genügen sollte.

So muss es, wie bereits erwähnt, sowohl die Nutzung extern erstellter Objektmodelle als auch das Abspeichern kompletter Szenen ermöglichen. Das heißt, dass neben den geometrischen Daten und Oberflächeneigenschaften der Objekte auch Informationen über zeitliche Abläufe und die Infrarotsimulation betreffende Daten kodiert werden können müssen. Dabei ergibt sich allerdings das Problem, dass ein Modellierungswerkzeug zumindest die infrarot-spezifischen Eigenschaften nicht kennt und folglich nicht interpretieren oder verändern kann. Sinnvoll ist deswegen ein Format, das neben den Geometriedaten und optisch-visuellen Eigenschaften auch selbst definierte Zusatzinformationen kodieren kann und zwar derart, dass ein Objekt auch nach Hinzufügen dieser Daten weiterhin durch die Modellierungssoftware editierfähig bleibt, ohne dass bei der erneuten Bearbeitung Informationen verloren gehen. Eine Nutzung der optischen Standard-Attribute (Farbe, Helligkeit) zum Abspeichern der Infraroteigenschaften ist in diesem Fall nicht möglich, da zum komfortablen Aufbau einer Szene eine korrekte visuelle Darstellung der Objekte notwendig ist, die sinnvoller Werte für diese Attribute bedarf.

Generell erscheint die Verwendung eines textkodierten Formats sinnvoller, da die Implementierung des Import-/Exportfilters damit weniger aufwändig ist und außerdem manuelle Veränderungen an den Dateien möglich sind, was insbesondere während der Entwicklungsphase des Simulators sinnvoll ist. Um außerdem möglicherweise notwendige Erweiterungen zu erleichtern, ist ein offenes Format zu bevorzugen. Und schließlich muss ein geeignetes Modellierungswerkzeug mit einem entsprechenden Import-/Export-Filter verfügbar sein.

Berücksichtigt man alle hier aufgezählten Anforderungen, so existieren derzeit nur zwei in Frage kommende Formate, die folgend kurz vorgestellt werden und beide auf XML basieren.

### X3D

*X3D (eXtensible 3D)* und ist ein offenes vom W3C (World Wide Web Consortium)<sup>7</sup> standardisiertes Dateiformat zur Beschreibung von 3D-Szenen und ermöglicht den Austausch dreidimensionaler Bildinhalte zwischen Applikationen. Dazu unterstützt *X3D* zwei- und dreidimensionale Objekte, programmierbare Shader, Animationen, Scripting und benutzerdefinierte Objekte und bietet den Applikationen zusätzlich ein Laufzeitmodell zur Anzeige oder Navigation.

*X3D* ist modular aufgebaut und erlaubt die Nutzung verschiedener Profile unterschiedlichen Umfangs, sodass abhängig von der Anwendung und den zur Verfügung stehenden Ressourcen nicht die vollständige Spezifikation implementiert werden muss. Außerdem sind individuelle Erweiterungen möglich, um eine hohe Flexibilität des Formats zu gewährleisten.

---

<sup>7</sup><http://www.web3d.org>

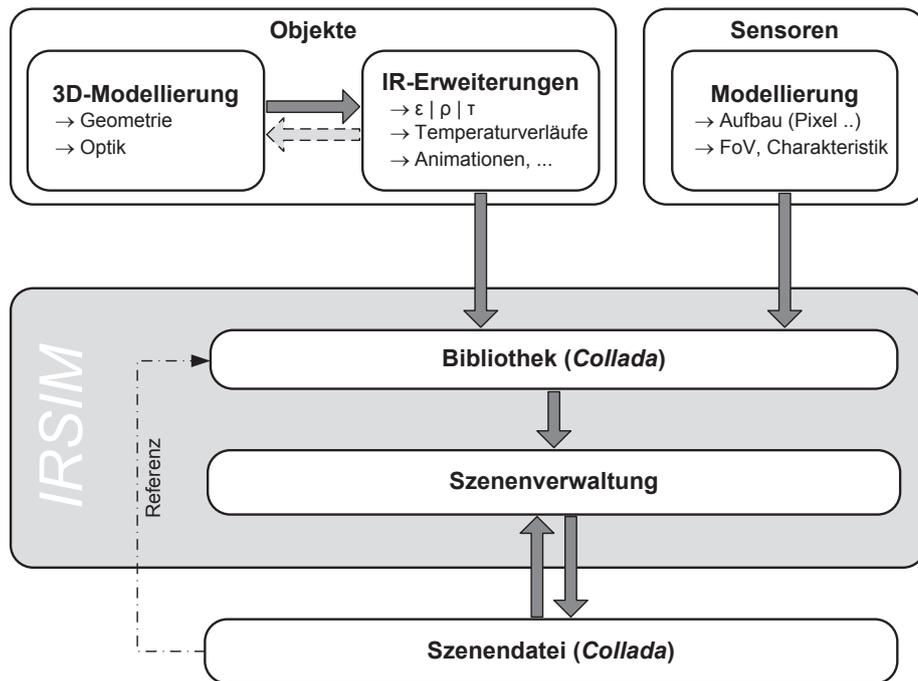
### Collada

*COLLADA* steht für *COLLABorative Design Activity* und ist im Gegensatz zu *X3D* eine Schemadefinition. Genauso wie *X3D* stellt es ein Austauschformat für 3D-Daten dar, das allerdings einen verlustlosen Transfer zwischen Applikationen ermöglicht. *COLLADA* wurde ursprünglich von Sony entwickelt, die Standardisierung, an der viele Firmen aus dem Bereich der Grafik- und Spieleindustrie partizipieren, hat aber mittlerweile die *Khronos Group* übernommen.

*COLLADA* bietet alle notwendigen Funktionen zur Darstellung von 3D-Szenen. Dazu gehören ebenso wie bei *X3D* programmierbare Shader, verschiedene Primitive, Licht, Kameras, Materialeigenschaften und Animationen. Ebenso werden aber auch physikalische Simulationen unterstützt. Zusätzlich bietet *COLLADA* die Möglichkeit des Referenzierens, das heißt, mehrfach genutzte Eigenschaften wie die Oberflächenbeschaffenheit von Objekten oder Animationen müssen nur einmal definiert und können dann von verschiedenen Stellen aus referenziert werden. Schließlich erlaubt *COLLADA* auch Schemaerweiterungen durch den Benutzer, sodass eine Anpassung an die eigenen Bedürfnisse möglich ist [4].

Die Beschreibung beider Formate verdeutlicht ihre Ähnlichkeit, was die Entscheidung für oder gegen eines der Formate deutlich erschwert. Abhilfe schafft an dieser Stelle ein Vergleich, der von Arnaud und Parisi [5] angestellt wurde, die aktiv an der Entwicklung von *Collada* (Arnaud) und *X3D* (Parisi) mitarbeiten. Danach ist *Collada* als verlustloses Zwischenformat konzipiert und ermöglicht damit den Aufbau einer Verarbeitungskette aus verschiedenen Anwendungen zur Generierung von 3D-Inhalten (*Digital Content Creation*, kurz *DCC*). *X3D* auf der anderen Seite ist eher zur Veröffentlichung von Inhalten – meist über das Internet – gedacht, da es neben den eigentlichen Grafikinhalten ein Laufzeitmodell, Anzeigemöglichkeiten und Scripting bietet.

Da im Fall des Simulators aber gerade ein Dateiformat notwendig ist, welches zum Austausch zwischen verschiedenen Anwendungen dienen soll, fällt die Entscheidung zugunsten von *Collada*. Insbesondere die Möglichkeit des Referenzierens erweist sich hierbei für die Speicherung von Szenen aber auch beim Aufbau der Sensor- und Objektbibliothek als äußerst nützlich, da beispielsweise auf die Modelle in der Datenbank verwiesen werden kann und so nur szenenspezifische Eigenschaften wie die Position der Objekte oder Animationen abgespeichert werden müssen. Damit ergibt sich schließlich der in Abbildung 5.6.7 gezeigte Zusammenhang zwischen der Modellerstellung, dem Simulator und der Speicherung von Szenen. Dabei kennzeichnen die dicken, dunkelgrauen Pfeile einen Datenaustausch über *Collada*. Der dicke hellgraue Pfeil wiederum verdeutlicht, dass die um die Infraroteigenschaften erweiterten Modelle weiterhin mit einem Modellierungswerkzeug bearbeitet werden können. Außerdem ist ersichtlich, dass die Speicherung der nicht parametrisierten Objekte und Sensoren innerhalb der Bibliothek ebenfalls mit *Collada* erfolgt.

Abbildung 5.6.7.: Datenaustausch mit *Collada*

## 5.7. Simulation von Infrarotszenen

Nach der Darlegung des grundlegenden Konzepts des Simulators erfolgt nun die Beschreibung des Simulationskerns, der in Bezug auf diese Arbeit die wichtigste Komponente darstellt. Dazu werden eingangs die Eigenschaften realer Sensoren aufgezeigt und gleichzeitig relevante Aspekte für die Simulation herausgearbeitet. Anschließend werden die mathematischen Grundlagen zur Sensorsimulation und eine entsprechende Umsetzung in OpenGL dargestellt. Aufgrund des Einflusses spiegelnder Reflektion auf das Simulationsergebnis erfolgt außerdem eine Betrachtung geeigneter Methoden zur Nachbildung, gefolgt von der Beschreibung einer effizienten Berechnung der Sensorwerte durch die Grafikkarte.

### 5.7.1. Eigenschaften realer Sensoren

Die in diesem Abschnitt durchgeführte Betrachtung der verwendeten Sensoren unter den Gesichtspunkten des Rauschens und der Empfangscharakteristik dient im weiteren Verlauf dazu, einige vereinfachende Annahmen bezüglich der Simulation aufstellen zu können. Es sei an dieser Stelle angemerkt, dass die Ergebnisse trotz der Beschränkung auf die in Abschnitt 4.2 beschriebenen Sensoren Rückschlüsse auf das grundsätzliche Verhalten von Thermopile-Sensoren zulassen.

Wie bereits erwähnt, weist der *TPL08A\_3.9* von *Perkin Elmer* einen horizontalen Sichtbereich von  $56^\circ$  und einen vertikalen Sichtbereich von  $8^\circ$  auf. Der horizontale Kennlinienverlauf

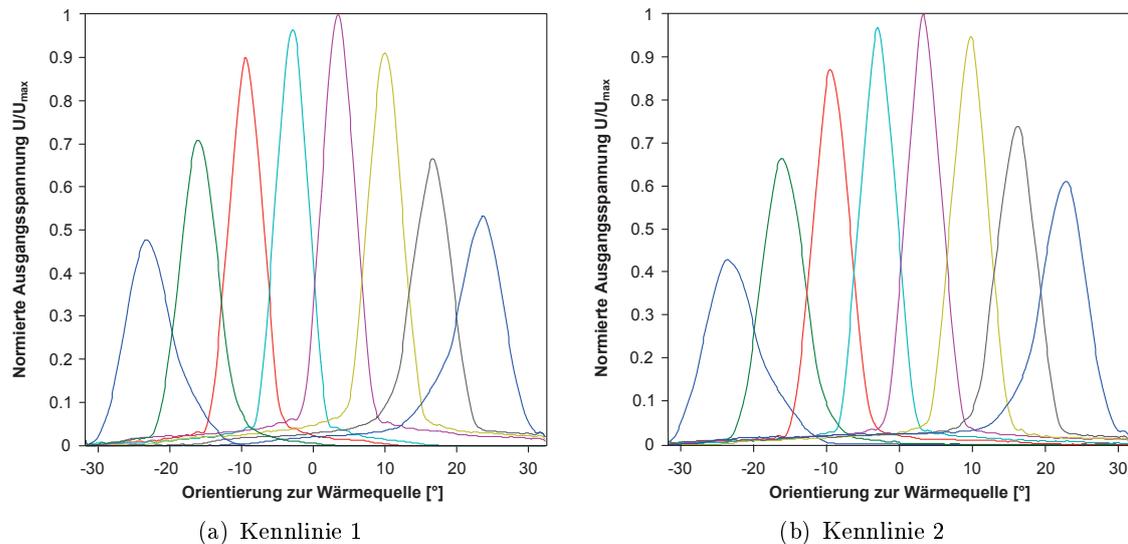


Abbildung 5.7.8.: Vergleich zweier Sensorkennlinien zur Verdeutlichung der Bauteiltoleranz

zweier Sensoren wird in Abbildung 5.7.8(a) und 5.7.8(b) anhand der normierten Ausgangsspannung  $U/U_{max}$  in Abhängigkeit von der Richtung der eintreffenden Strahlung gezeigt.<sup>8</sup>

Beim Vergleich dieser Kennlinien werden mehrere Dinge deutlich:

**1. Die Sensitivität der Pixel nimmt nach außen hin ab.**

Dieser Effekt wird zum Teil dadurch verursacht, dass die aktive Fläche des Sensors bei seitlicher Bestrahlung analog zum Lambertschen Gesetz abnimmt. Einen weitaus größeren Einfluss hat jedoch die verwendete Optik, die die Dämpfung zu den Randbereichen hin weiter verstärkt.

**2. Die Kennlinie ist bezogen auf die optische Achse nicht symmetrisch.**

Aufgrund von Herstellungstoleranzen kann es passieren, dass der Reihenmittelpunkt der Pixel – in horizontaler und vertikaler Richtung – nicht exakt auf der optischen Achse der Linse liegt. Das wiederum führt dazu, dass die Sensitivität der vergleichbaren Pixel – beispielsweise 1 und 8 – unterschiedlich ist.

**3. Die Kennlinien der beiden Sensoren weisen deutliche Unterschiede auf.**

Überträgt man die Erkenntnis des vorherigen Punktes auf den Vergleich zweier Sensoren, so wird deutlich, dass sich auch die Kennlinien zweier Sensoren aufgrund der Bauteiltoleranzen deutlich unterscheiden können. So weisen beispielsweise die jeweils rechten Pixelkennlinien in ihrer maximalen Amplitude einen Unterschied von nahezu 0.1 auf, was bezogen auf den Maximalwert einem Fehler von über 10 % entspricht.

Weitere Abweichungen zwischen den Sensoren entstehen aufgrund von Toleranzen der Verstärkerstufen, der Optik und der sensitiven Elemente.

<sup>8</sup>Die Kennlinien wurden mit Hilfe einer in vertikaler Richtung schlitzförmigen Wärmequelle aufgenommen, vor der der Sensor in einem Abstand von ca. 30 cm rotiert wurde.

Ein wichtiger Faktor im Hinblick auf die Leistungsfähigkeit, aber auch in Bezug auf die Simulation ist das Rauschverhalten der Sensoren, das, wie schon in Abschnitt 3.2.3.2 beschrieben, durch thermisches Rauschen und durch das Verstärkerrauschen beeinflusst wird. Laut Datenblatt [75] weist der Sensor ein Rauschverhalten von  $U_{SS} = 19 \text{ mV}$  (Spitze-Spitze-Spannung) auf. Allerdings wurden zur Überprüfung dieser Werte einige Messungen durchgeführt. Dazu wurde eine Sequenz von 10000 Messwerten pro Pixel mit einem in den Raum ausgerichteten Sensor aufgenommen und Wärmequellen im Hintergrund vermieden. Tabelle 5.7.1 zeigt die Rauschspannung der einzelnen Pixel in Form der Standardabweichung, die ca.  $17 \text{ mV}$  beträgt und anhand des maximalen Spitze-Spitze-Wertes der im Bereich von  $122 - 137 \text{ mV}$  liegt und damit deutlich höher als die Angabe im Datenblatt ist.

	Pixel	1	2	3	4	5	6	7	8
$U_{STD}$	[mV]	17.3	16.8	16.8	16.2	16.6	16.2	15.6	16.5
$U_{SS,max}$	[mV]	132	132	127	122	127	127	117	137

Tabelle 5.7.1.: Rauschverhalten des *TPL08A\_3.9*

### 5.7.2. OpenGL-Simulation: Restriktionen und Vereinfachungen

Wie bereits mehrfach deutlich gemacht wurde, erlaubt der gewählte Simulationsansatz keine physikalisch exakte Nachbildung der Strahlungsausbreitung, da Effekte wie diffuse Reflektionen nicht umgesetzt werden können. Allerdings ist eine exakte Simulation auch aus mehreren Gründen nicht erforderlich. So weisen die Sensoren aufgrund von Bauteiltoleranzen zum Teil große Unterschiede hinsichtlich ihrer Charakteristik auf und rauschen noch dazu sehr stark. Entsprechend sind geringe Abweichungen bei der Simulation durchaus erlaubt. Weiterhin besteht das Ziel der Simulation natürlich nicht darin, Algorithmen für ausgewählte Sensoren einer Serie zu entwickeln. Vielmehr geht es darum, dass die resultierenden Verfahren mit jedem Sensor eines Typs funktionieren. Außerdem toleriert das später beschriebene Lokalisierungsverfahren geringfügig fehlerhafte Werte und schließlich wird auch keine exakte Lokalisierung erwartet.

Hinzu kommt, dass die Auswirkungen diffuser Reflektionen auf das Simulationsergebnis aufgrund des hohen Absorptionsverhalten der meisten Materialien und der damit verbundenen Signaldämpfung (siehe Tabelle A.1.1) sowie des diffusen Abstrahlverhaltens [26, Seite 108] und insbesondere mit Hinblick auf die Lokalisierung eher gering sind. Deshalb können diffuse Reflektionen letztlich vernachlässigt werden. Messungen, die diese Annahme belegen, werden in Abschnitt 5.8 vorgestellt. Wie allerdings in Kapitel 4.3 auch erwähnt wurde, können spiegelnde Reflektionen an metallischen Oberflächen aufgrund ihres der Quelle ähnlichen Charakters nicht vernachlässigt werden und sind im Simulator zu berücksichtigen. Verfahren zur Nachbildung solcher Reflektionen werden in Abschnitt 5.7.4 vorgestellt.

Weiterhin erlaubt der nicht so hohe Anspruch an die Genauigkeit der Simulationsergebnisse noch weitere Vereinfachungen, die nachfolgend kurz Erwähnung finden:

### Annahme einer konstanten Emissivität

Wie in den Grundlagen in Abschnitt 3.1.3 bereits beschrieben wurde, ist die Emissivität von der Wellenlänge der Infrarotstrahlung abhängig. Genauso fand aber auch Erwähnung, dass bei einer Beschränkung des relevanten Wellenlängenbereichs die Annahme einer konstanten Emissivität durchaus zulässig ist. Da im Fall der Lokalisierung von Menschen – durch die Verwendung entsprechender Linsenmaterialien, aber auch implizit durch das atmosphärische Fenster – eine Beschränkung auf den Bereich des LIR erfolgt, ist die Annahme einer konstanten Emissivität im Rahmen dieser Arbeit zulässig und sinnvoll. Der Durchlassbereich einiger optischer Materialien findet sich in Tabelle A.1.2 im Anhang. Der verwendete TPL08A-Sensor wiederum besitzt laut Datenblatt [75] einen Durchlassbereich von 5.5 – 13.5  $\mu\text{m}$ .

### Vernachlässigbarkeit des nicht diffusen Strahlungsanteils von Objekten

Laut Fraden [26] können alle Materialien – abgesehen von Metallen – im Bereich des LIR als gute diffuse Strahler angesehen werden. Deswegen kann im Simulator auf die Modellierung des nicht diffusen Strahlungsanteils verzichtet werden.

### Vernachlässigbarkeit des Transmissionsverhaltens von Objekten

Feststoffe sind – abgesehen von speziellen optische Materialien wie Gallium-Arsenid oder Germanium – ab einer bestimmten Dicke für Infrarotstrahlung des LIR nahezu undurchlässig. Deswegen wird die Transmissivität von Materialien im Simulator nicht berücksichtigt.

### Verwendbarkeit eines idealisierten TPL08A-Sensors

In Abschnitt 5.7.1 wurden die Bauteiltoleranzen von Infrarotsensoren anhand des Vergleichs zweier Kennlinien aufgezeigt. Da aber bei der Simulation nicht das Verhalten eines speziellen Sensors, sondern eher das generelle Verhalten eines Sensortyps untersucht werden soll, erscheint es durchaus sinnvoll, Sensoren mit einer idealisierten Kennlinien zu verwenden, auch wenn zusätzlich die Benutzung real gemessener Kennlinien möglich sein soll. Die Nachbildung von Sensorkennlinien erfolgt oft mit Hilfe einer normierten Kosinusfunktionen [43], die durch Formel 5.7.1 gegeben ist

$$C(\theta) = q \cdot \cos^b(\theta) \tag{5.7.1}$$

Der Exponent  $b$  dient dabei der Festlegung des Halbwinkels  $\theta_{hw}$  der Kennlinie und lässt sich folgendermaßen berechnen:

$$b = \lg(0.5) / \lg(\cos(\theta_{hw})) \tag{5.7.2}$$

Der Normierungsfaktor schließlich dient der Skalierung der Fläche unter der Kennlinie auf *eins* und ermöglicht die Vergleichbarkeit verschiedener Kennlinien. Folglich entspricht er dem Kehrwert des Integrals der Kennlinie [43]:

$$q = \frac{1}{2\pi \int_0^{\pi/2} \cos^b(\theta) \sin(\theta) d\theta} = \frac{b+1}{2\pi} \tag{5.7.3}$$

Abbildung 5.7.9 zeigt eine idealisierte Kennlinie des TPL08A im Vergleich zu einer

realen Kennlinie und verdeutlicht die Unterschiede, die bei Entwicklung der Lokalisierungsalgorithmen aber vernachlässigbar sind.

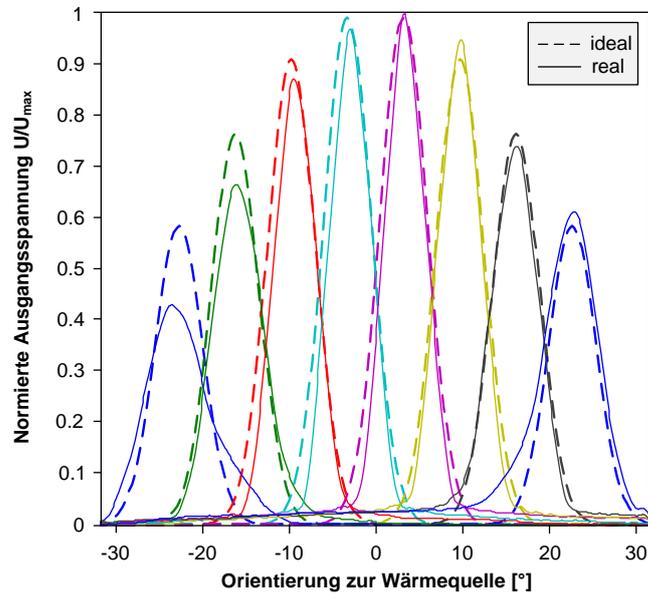


Abbildung 5.7.9.: Nachgebildete, idealisierte Kennlinie eines TPL08A im Vergleich zu einer realen Kennlinie

### Vernachlässigung von Konduktion und Konvektion

Die neben der Infrarotstrahlung wirkenden Effekte des Wärmeaustausches, die Konvektion und die Konduktion, werden aus mehreren Gründen nicht berücksichtigt. So sind beide für die Strahlungserfassung mit Infrarotsensoren nur von indirekter Bedeutung, nämlich dann wenn sie zu einer sichtbaren Erwärmung der Umgebung des Objektes führen. Allerdings ist diese Erwärmung meist relativ gering. Weiterhin ist der Wärmetransport durch Konvektion und Konduktion deutlich langsamer als durch Strahlung und hat deswegen einen weitaus geringeren Einfluss auf das dynamische Verhalten einer Szene. Im Falle messbarer Auswirkungen warmer Objekte auf ihre Umgebung, wie bei Heizkörpern, die die umliegende Wand erwärmen, ist jedoch eine Modellierung der angrenzenden Umgebung mit dem Objekt möglich.

### Vernachlässigung von Fehlern der optischen Abbildung

Da Sensoren nicht über einen einstellbaren Fokus verfügen, ist der Aufbau typischerweise so, dass die Detektorfläche im Brennpunkt der Linse platziert und damit der Fokus auf unendlich gesetzt ist. Das bedeutet, dass ein weit entferntes Objekt, dessen Strahlen nahezu parallel auf die Linse treffen, relativ scharf auf der Detektoroberfläche abgebildet wird, wohingegen nahe Objekte unscharf erscheinen. Das spielt jedoch im Falle eines Infrarotsensors eine eher untergeordnete Rolle, da er letztlich kein bildnehmendes System darstellt. Berücksichtigt man außerdem, dass ein Sensor relativ klein ist und typischerweise mit Objektständen zum Sensor von mehr als einem Meter gerechnet werden kann, ist dieser Effekt vernachlässigbar. Weiterhin werden typische

Abbildungsfehler wie sphärische Aberration oder Astigmatismus nicht berücksichtigt, soweit sie nicht bereits implizit in den gemessenen Kennlinien enthalten sind.

**Rauschmodellierung** Das Rauschen des simulierten Signal setzt sich aus mehreren Komponenten zusammen. Dazu gehören thermisches Rauschen, das Schrotrauschen und das  $1/f$ -Rauschen. Da diese Rauschformen aber alle weiß und gaußverteilt sind, können sie entsprechend einfach modelliert werden. Im Simulator selbst ist eine Rauschmodellierung nicht unbedingt notwendig. Sinnvoller erscheint, der simulierten Signalfolge im Nachhinein Rauschen hinzu zu addieren, da sich so beispielsweise eine einmal aufgezeichnete Simulation mehrfach mit unterschiedlich starkem Rauschen nutzen lässt.

### 5.7.3. Infrarotsimulation mit OpenGL

Nachdem im vorherigen Abschnitt die Einschränkungen von OpenGL im Hinblick auf die Simulation und die bei der Entwicklung des Simulators genutzten Vereinfachungen näher betrachtet wurden, erfolgt nun eine genaue Beschreibung des eigentlichen Simulationskerns. Das beinhaltet die allgemeine Darstellung der Simulationskomponente gefolgt von den mathematischen Grundlagen zur Nachbildung der Sensoren. Anschließend werden Methoden zur Nachbildung spiegelnder Reflektionen dargestellt und bewertet und der Einsatz von Shadern zur effizienten Berechnung der Sensorwerte beschrieben. Abschließend erfolgt eine Evaluierung, die zeigt, inwieweit die entstandene Simulationskomponente den gestellten Anforderungen gerecht wird.

#### 5.7.3.1. Der Simulationskern: Allgemeiner Überblick

Der grobe Ablauf der Erzeugung eines IR-Strahlungsbildes und der anschließenden Generierung der Sensordaten gestaltet sich folgendermaßen: Zuerst bezieht der Simulationskern die Raum-, Objekt- und Sensordaten von der Szenenverwaltung und nutzt anschließend die 3D-Engine zur Generierung eines IR-Strahlungsbildes. Dabei werden insbesondere die Infrarot-Eigenschaften und die Position des Sensors berücksichtigt. Basierend auf diesem Bild errechnet der Simulationskern schließlich die Pixelwerte des Sensors, indem er es mit der Sensorcharakteristik und einer Projektionskorrektur gewichtet. Abbildung 5.7.10 verdeutlicht diesen Prozess. Das Rendern der Szene unterscheidet sich im Vergleich zur Berechnung einer normalen 3D-Szene nicht – wenn man davon absieht, dass nun die Abstrahlung der Objekte im Infrarotbereich zur Berechnung herangezogen wird – und bedarf deswegen keiner näheren Betrachtung. Die anschließende Berechnung der Pixelwerte aus dem Strahlungsbild jedoch ist essentiell für die Simulation und wird deswegen nachfolgend genauer beschrieben.

#### 5.7.3.2. Nachbildung von Infrarotsensoren in OpenGL

Folgend werden zuerst die grundsätzlichen mathematischen Zusammenhänge hergeleitet, die notwendig sind, um Infrarotsensoren mit Hilfe eines Kamerabildes zu emulieren. Anschlie-

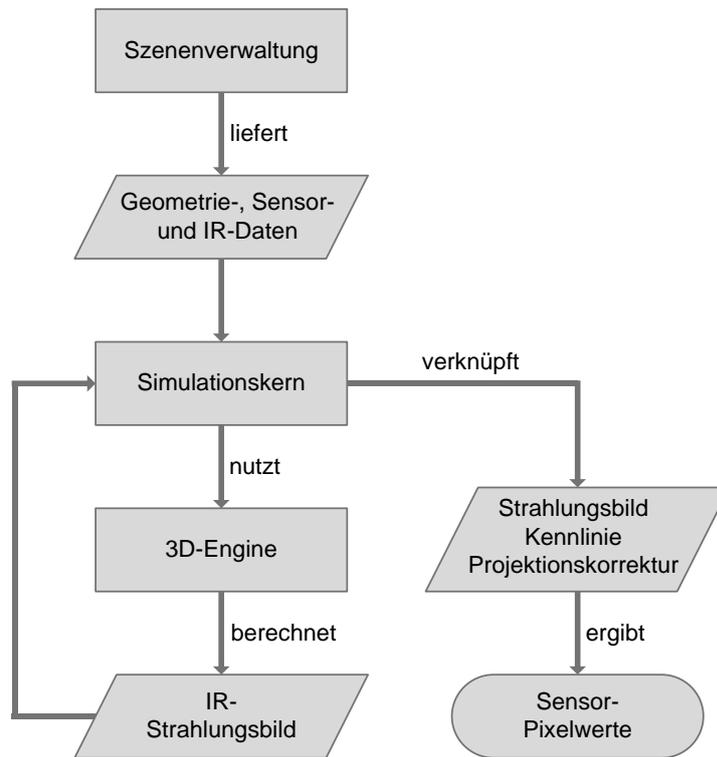


Abbildung 5.7.10.: Prozessablauf der Simulation

ßend werden die resultierenden Formeln in Bezug auf die Sensoren und OpenGL zweckmäßig erweitert und angepasst.

### Mathematische Grundlagen

Grundsätzlich lässt sich die Funktionsweise eines Sensors folgendermaßen umreißen: Die aus dem Sichtbereich des Sensors auftreffende Strahlung wird mit Hilfe einer Linse gesammelt und auf die Detektorfläche umgelenkt. Dabei ist der Einfluss eines Objektes auf das Sensorsignal nicht über den ganzen Sichtbereich konstant, sondern aufgrund der beschriebenen Charakteristik sehr stark von der Richtung zwischen Sensor und Objekt abhängig.

Mathematisch lässt sich dieser Vorgang als Integral über die Strahlungsdichte  $L$  jedes infinitesimalen Raumwinkelelements unter Berücksichtigung der normierten Charakteristik

$$C_{norm}(\phi, \theta) = \frac{C(\phi, \theta)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} C(\phi, \theta) d\theta d\phi} \quad (5.7.4)$$

beschreiben, deren Volumen analog zu Formel 5.7.1 und 5.7.3 auf 1 normiert ist. Das Ergebnis dieser Integration entspricht der Bestrahlungsstärke  $E_{rcv}$  als gewichtetes Mittel über den gesamten Sichtbereich, der wiederum durch den Raumwinkel  $\Omega$  definiert ist:

$$E_{rcv} = \int_{\Omega} L(\phi(\omega), \theta(\omega)) \cdot C_{norm}(\phi(\omega), \theta(\omega)) d\omega \quad (5.7.5)$$

Dabei definieren  $\phi$  und  $\theta$  die horizontale und vertikale Auslenkung zur optischen Achse des Sensors im Sichtbereich (FoV<sup>9</sup>) der Kamera, der durch den Öffnungswinkel  $\alpha_{fov}$  gegeben und quadratisch ist. Das heißt:

$$-\frac{\alpha_{fov}}{2} \leq \phi, \theta \leq \frac{\alpha_{fov}}{2} \quad (5.7.6)$$

Die gesamte empfangene Leistung ergibt sich schließlich durch die Multiplikation der Bestrahlungsstärke  $E_{rcv}$  mit der Empfängerfläche  $A_E$ .

Im Gegensatz zu einem Sensor mit nur einem Pixel verfügt eine Kamera nicht nur über ein empfangendes Element, sondern entsprechend der Anzahl der Pixel über sehr viele. Dabei korrespondiert jeder Pixel aufgrund der "scharfen" Abbildung des optischen Systems mit genau einem Raumwinkelelement  $\Delta\omega$  der Strahlungsdichte  $L(\phi, \theta)$ , wobei  $\phi$  und  $\theta$  typischerweise für die Pixelmitte angegeben werden. Zur Nachbildung eines Sensor mit Hilfe eines solchen Kamerabildes muss das Integral aus Formel 5.7.5 – unter der Voraussetzung, dass das Kamerabild und der Sensor den gleichen Sichtbereich abdecken – durch eine Summation der einzelnen gewichteten Pixelwerte ersetzt werden und entspricht folglich nur einer approximativen Näherung der wirklichen Bestrahlungsstärke:

$$E_{rcv} \approx \frac{\sum_{\Phi} \sum_{\Theta} L(\phi, \theta) \cdot C(\phi, \theta)}{\sum_{\Phi} \sum_{\Theta} C(\phi, \theta)} \cdot \Delta\omega \quad (5.7.7)$$

$\Phi$  und  $\Theta$  beschreiben wiederum die Blickrichtung in vertikaler und horizontaler Richtung. Weiterhin dient die Division durch  $\sum_{\Phi} \sum_{\Theta} C(\phi, \theta)$  der Normierung der diskreten Kennlinie. Entsprechend bildet diese Summe das Äquivalent zu Formel 5.7.3. Die gewählte Notation von Formel 5.7.7 mit  $\phi$  und  $\theta$  dient der besseren Vergleichbarkeit des Integrals und der Summe, ist aber für die Simulation eher ungeeignet, da dabei typischerweise nicht mit Winkeln, sondern mit Indizes gearbeitet wird, weil die Speicherung der Bilddaten in einem zweidimensionalen Array erfolgt.

Geht man nun davon aus, dass  $x$  der horizontale und  $y$  der vertikale Pixelindex und  $L(x, y)$  der Wert der Strahlungsdichte eines Pixels ist, so ergibt sich

$$E_{rcv} = \frac{\sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N L(x, y) \cdot W(x, y)}{\sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N W(x, y)} \cdot \Delta\omega(x, y) \quad (5.7.8)$$

Dabei entspricht  $W(x, y)$  der diskreten Projektion von  $C$  auf das Bild an den durch die Pixelmitte gegebenen Winkelpositionen  $\phi(y)$  und  $\theta(x)$  und wird folgend Gewichtungsmaske genannt.  $N$  wiederum ist die Anzahl der Pixel in horizontaler und vertikaler Richtung. Die Berechnung der Gewichtungsmaske, die in Abbildung 5.7.11 anschaulich illustriert wird, ist relativ einfach möglich, da der Sensor mit einer Pixelfläche von  $0,16 \text{ mm}^2$  im Gegensatz zur Projektionsfläche im Abstand  $d$  zum Sensor sehr klein ist und deshalb näherungsweise als

---

<sup>9</sup>Field-of-View

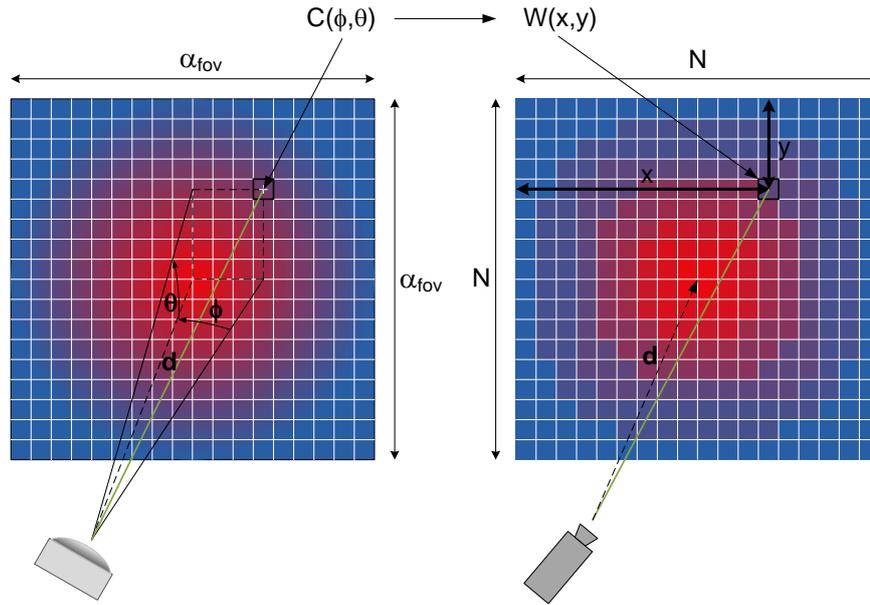


Abbildung 5.7.11.: Grafische Darstellung der Ermittlung der diskreten Gewichtungsmaske aus der Sensor-Charakteristik

punktförmig angenommen werden kann. Geht man davon aus, dass die optische Achse genau durch die Bildmitte führt und der Abstand zwischen Projektionsebene und Sensor 1 beträgt, so ergibt sich die folgende Möglichkeit, die Charakteristik  $C(\theta, \phi)$  in  $W(x,y)$  zu überführen:

Sei  $\alpha_{fov}$  der Öffnungswinkel der Kamera und  $d = 1$  der Abstand des Sensor zur Projektionsebene, so errechnen sich die Breite  $b$  und Höhe  $h$  der quadratischen Projektionsebene zu:

$$b = 2 \cdot \arctan\left(\frac{\alpha_{fov}}{2}\right) \cdot d = 2 \cdot \arctan\left(\frac{\alpha_{fov}}{2}\right) \quad (5.7.9)$$

Folglich entspricht die Seitenlänge  $l$  eines quadratischen Pixels:

$$l = \frac{b}{N} \quad (5.7.10)$$

Mit Hilfe von  $l$  können nun  $\phi$  und  $\theta$  ermittelt werden:

$$\phi(x) = \arctan\left[\left(x - \frac{N+1}{2}\right) \cdot l\right] \quad (5.7.11)$$

$$\theta(y) = \arctan\left[\left(y - \frac{N+1}{2}\right) \cdot l\right] \quad (5.7.12)$$

Damit lässt sich die diskrete Gewichtungsmaske schließlich folgendermaßen bestimmen:

$$W(x, y) = C[\phi(x), \theta(y)] \quad (5.7.13)$$

### Modellierung eines realen Sensors

Bei der grundlegenden mathematischen Sensormodellierung wurden einige Aspekte des realen Sensors noch nicht berücksichtigt. So liefert ein Sensor am Ausgang keinen Wert für die gemessene Bestrahlungsstärke, sondern typischerweise eine Spannung, die Rückschlüsse auf die einfallende Strahlung zulässt. Des Weiteren misst ein Thermopile nicht den gesamten eintreffenden Strahlungsfluss, sondern erfasst aufgrund seines physikalischen Wirkprinzips nur die Differenz zwischen der eintreffenden und der durch die Temperatur des Sensors wirksamen Strahlung auf die passiven Verbindungen.

Folglich ist Formel 5.7.8 in ihrer derzeitigen Form nicht nutzbar und bedarf einer Erweiterung. Dazu erfolgt an dieser Stelle eine kurze Betrachtung der Signalverarbeitungskette beim TPL08A, die aber bei anderen Thermopiles mit integrierter Verstärkung ähnlich ist. Abbildung 5.7.12 zeigt einen vereinfachten Schaltplan des TPL08A, der sich auf das Thermopile und die zugehörige Signalverstärkung beschränkt. Eine vollständige Version findet sich im Anhang A.4.4. Das Schaltbild verdeutlicht, dass die von den Pixeln des Thermopi-

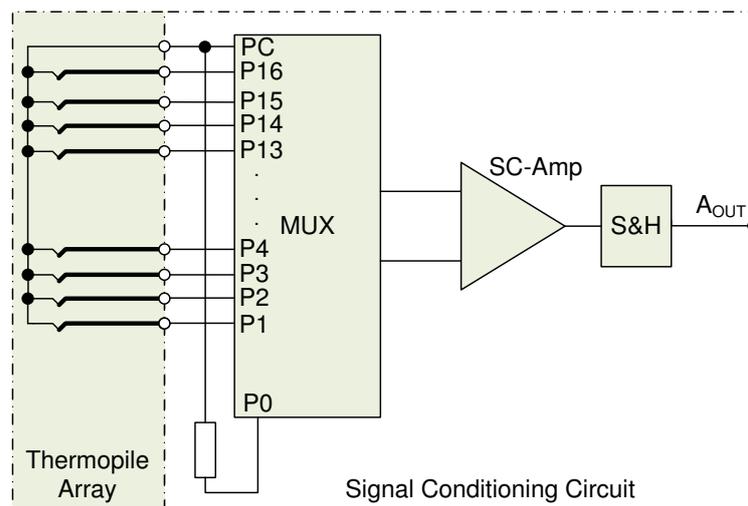


Abbildung 5.7.12.: Vereinfachter Schaltplan des TPL08A [75, 76]

les erzeugten Signale auf einen Multiplexer geführt werden, die sie wiederum abwechselnd dem Signalverstärker zuführt. Darauf folgt schließlich eine Sample-and-Hold-Schaltung, die das Ausgangssignal über einen gewissen Zeitraum konstant hält. Folglich sind an der Wandlung der einfallenden Strahlung hin zu einer analogen Spannung mit dem Thermopile und dem Signalverstärker nur zwei Stufen beteiligt, da der Multiplexer und die Sample-and-Hold-Schaltung auf die Höhe des Ausgangssignals keinen direkten Einfluss haben. Daraus folgt, dass die verstärkte Ausgangsspannung  $U_i$  eines Pixels  $i$  unter Berücksichtigung von Formel 3.2.1 letztlich nur von vier Größen abhängt: der effektiv wirksamen Bestrahlungsstärke  $E_{eff}$ , die den Einfluss der Umgebungstemperatur berücksichtigt, der Pixelfläche  $A_i$ , der Pixelsensitivität  $S_i$  und dem Verstärkungsfaktor  $V_{Amp}$  der nachgeschalteten Stufe. Dieser Zusammenhang

wird nochmals durch Formel 5.7.14 beschrieben:

$$\begin{aligned}
 U_i &= E_{eff} \cdot \underbrace{A_i \cdot S_i \cdot V_{Amp}}_{KF_i} \\
 &= E_{eff} \cdot KF_i
 \end{aligned}
 \tag{5.7.14}$$

Dabei können die letzten drei Elemente zu einem Konversionsfaktor  $KF_i$  mit der Einheit  $[\frac{V \cdot m^2}{W}]$  zusammengefasst werden.

Der Simulator arbeitet allerdings nur mit einem Konversionsfaktor  $KF_{max} = KF$ , der dem des Pixels mit der maximalen Sensitivität bei senkrechtem Strahlungseinfall entspricht. Alle anderen Faktoren werden durch das Produkt von  $KF$  und einen Dämpfungsfaktor  $a_i = \frac{KF_i}{KF}$  beschrieben, der implizit in der auf eins normierten Gesamtkennlinie des Thermopile-Arrays enthalten ist und dem Maximum der einzelnen Pixelkennlinien entspricht, wie die normierte und idealisierte Sensorkennlinie in Abbildung 5.7.13 verdeutlicht.  $KF$  wiederum lässt sich

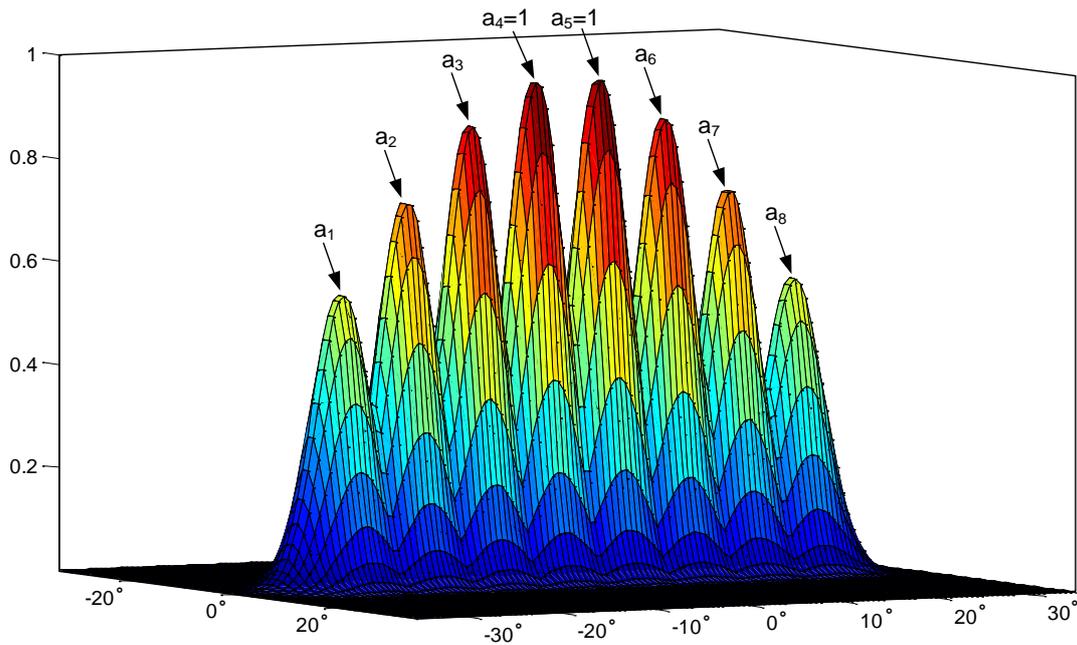


Abbildung 5.7.13.: Dreidimensionale Abbildung der normierten und idealisierten Kennlinie eines TPL08A

entweder messtechnisch bestimmen oder dem Datenblatt des Sensors entnehmen.

Berücksichtigt man schließlich, dass die effektiv wirksame Bestrahlungsstärke  $E_{eff}$  der Differenz zwischen der am Sensor auftretenden Bestrahlungsstärke  $E_{rcv}$  und der zur Umgebungstemperatur äquivalenten Bestrahlungsstärke  $E_{amb}$  entspricht, so lässt sich die Pixelspannung

$U_i$  unter Anwendung von Formel 5.7.8 folgendermaßen berechnen:

$$\begin{aligned}
 U_i &= KF \cdot a_i \left[ \frac{\sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N E_{rcv}(x, y) \cdot W_i(x, y)}{\sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N W_i(x, y)} - E_{amb} \right] \\
 &= KF \cdot a_i \cdot \frac{\sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N (E_{rcv}(x, y) - E_{amb}) \cdot W_i(x, y)}{\sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N W_i(x, y)} \quad (5.7.15)
 \end{aligned}$$

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass Strahlungsverluste durch die Emissivität des Sensors oder die begrenzte Transmittanz der Linse nicht berücksichtigt werden müssen, da sie im Konversionsfaktor bereits implizit enthalten sind.

### Herleitung der Gewichtungskorrektur für das genutzte Kameramodell

Im vorherigen Abschnitt wurde dargestellt, wie ein Sensor mit Hilfe eines Kamerabildes emuliert werden kann. Diese Art der Emulation ist allerdings nur dann gültig, wenn die geometrische Abbildung, die von der Kamera vorgenommen wird, der des Sensors entspricht. In OpenGL wird typischerweise – wie auch im Fall des Simulators – ein Kameramodell genutzt, das dem einer idealen Lochkamera entspricht. Abbildung 5.7.14 verdeutlicht die prinzipielle Abbildungseigenschaft einer solchen Kamera, die mit Hilfe des Strahlensatzes mathematisch beschrieben werden kann. Danach ergeben sich folgende Zusammenhänge:

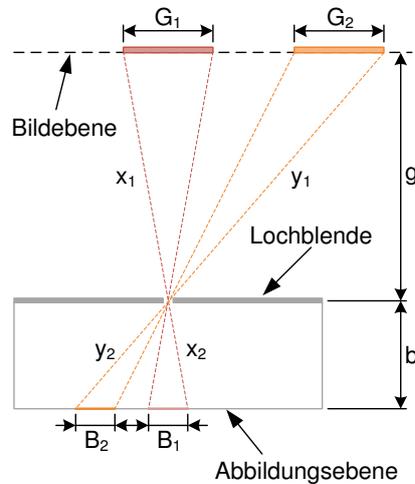


Abbildung 5.7.14.: Abbildungsverhältnisse einer Lochkamera

$$\frac{g}{b} = \frac{x_1}{x_2} = \frac{y_1}{y_2} \quad \text{und} \quad \frac{x_1}{x_2} = \frac{G_1}{B_1} \quad \text{bzw.} \quad \frac{y_1}{y_2} = \frac{G_2}{B_2}$$

Es folgt:

$$\frac{G_1}{B_1} = \frac{G_2}{B_2} \quad (5.7.16)$$

Daraus wird ersichtlich, dass ein Objekt unabhängig von der horizontalen und vertikalen Position auf der Abbildungsebene die gleiche Größe aufweist, solange der Abstand  $g$  zur Lochmaske konstant bleibt. Das bedeutet wiederum, dass die Bildgröße eines Objektes auf der Abbildungsebene nur durch den Abstand  $g$  des Objektes zur Lochmaske beeinflusst wird.

Leider beinhaltet diese Art der Abbildung die geometrischen Abhängigkeiten, die beim Strahlungsaustausch berücksichtigt werden müssen, nur teilweise. Zur Veranschaulichung dieses Problems wird an dieser Stelle ein Vergleich mit der in Abschnitt 3.1.5.2 durch Gleichung 3.1.21 bereits eingeführten, allgemeinen Formel zum Strahlungsaustausch durchgeführt

$$\Phi = \int_{A_S} \int_{A_E} L \cdot \frac{dA_S \cos(\gamma_1) \cdot dA_E \cos(\gamma_2)}{r^2},$$

die allerdings aufgrund der Tatsache, dass die optische Achse des virtuellen Sensors und die Flächennormale des von OpenGL erzeugten Bildes parallel sind und zusätzlich von einem Punktsensor ausgegangen wird, deutlich vereinfacht werden kann. So folgt aus der Parallelität der Bild- und der Abbildungsebene einerseits (siehe Abbildung 5.7.14) die Gleichheit von  $\gamma_1$  und  $\gamma_2$ . Andererseits ist eine Integration über die Empfängerfläche aufgrund der Annahme eines Punktsensors nicht notwendig, sodass für den empfangenen Strahlungsfluss folgendes gilt:

$$\Phi = A_E \cdot \int_{A_S} L \cdot \frac{\cos^2(\gamma)}{r^2} dA_S, \quad (5.7.17)$$

Dabei berücksichtigt  $\cos^2(\gamma)$  die Verminderung der aktiven Fläche von Quelle und Empfänger in Abhängigkeit von der Ausrichtung zueinander und  $r^2$  beschreibt den Abstand zwischen einem Flächenstück der Quelle und des Empfängers.

Im Hinblick auf OpenGL und das gegebene Kameramodell folgt daraus, dass für jedes Pixel eine zusätzlich Gewichtung berechnet werden muss, die sich aus der Abstandsdämpfung von  $1/r^2$  und dem Lambertischen Kosinusetz ergibt ( $\cos^2(\gamma)$ ). Dabei muss allerdings beachtet werden, dass die Winkelabhängigkeit der Empfängerempfindlichkeit und damit ein  $\cos(\gamma)$  bereits in der Kennlinie enthalten ist. Berechnet man analog zu den Gleichungen 5.7.11 und 5.7.12 sowie Abbildung 5.7.11 den Winkel, unter dem ein Pixel vom virtuellen Sensor aus gesehen wird

$$\gamma(x, y) = \arctan \left[ l \sqrt{\left(x - \frac{N+1}{2}\right)^2 + \left(y - \frac{N+1}{2}\right)^2} \right] \quad (5.7.18)$$

und zusätzlich das Abstandsquadrat  $r^2$  in Abhängigkeit von  $\gamma$  unter der Annahme, dass der Abstand zwischen Sensor und Bildebene eins ist

$$r^2 = \frac{1}{\cos^2(\gamma(x, y))}, \quad (5.7.19)$$

so ergibt sich der Gewichtungsfaktor  $GF(x, y)$  schließlich zu:

$$GF(x, y) = \underbrace{\cos^2(\gamma(x, y))}_{\text{Abstandsämpfung}} \cdot \underbrace{\cos(\gamma(x, y))}_{\text{Lambert (Quelle)}} \quad (5.7.20)$$

Hierbei beschreibt  $l$  wiederum die Seitenlänge eines Bildpixels.

Unter Berücksichtigung von  $GF(x, y)$  ergibt sich schließlich die endgültige Formel zur Bestimmung Pixelspannung zu:

$$U_i = KF \cdot a_i \cdot \frac{\sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N (E_{rcv}(x, y) - E_{amb}) \cdot W_i(x, y) \cdot GF(x, y)}{\sum_{x=1}^N \sum_{y=1}^N W_i(x, y) \cdot GF(x, y)} \quad (5.7.21)$$

### Ermittlung der Bestrahlungsstärke am Empfänger

Wie in den vorherigen Abschnitten deutlich gemacht wurde, muss die am Sensor effektiv wirksame Bestrahlungsstärke bekannt sein, um die resultierende Ausgangsspannung des Sensors bestimmen zu können. Die Ermittlung dieser Bestrahlungsstärke  $E_{rcv}(x, y)$  für einen Bildpunkt ist in OpenGL relativ einfach umsetzbar und hängt schlussendlich nur von der Strahlung des durch das Pixel abgebildeten Teils eines Objektes ab. Aufgrund der Annahme, dass Objekte ausschließlich diffus strahlen, bietet es sich an, den Strahlungsfluss durch die spezifische Abstrahlung  $M$  zu beschreiben, die die Abstrahlung eines Objektes in den Halbraum in  $\frac{W}{m^2}$  angibt und damit die gleiche Einheit wie die Bestrahlungsstärke besitzt. Aufgrund der Vernachlässigbarkeit der Transmission von Objekten setzt sich  $M$  aus zwei Komponenten zusammen, dem Strahlungsanteil  $M_o(x, y)$ , der durch das Objekt selbst bzw. seine Temperatur verursacht wird und dem durch Strahlungsreflektionen am Objekt hervorgerufenen Anteil  $M_r(x, y)$ :

$$E_{rcv}(x, y) = \underbrace{\epsilon_o(x, y) \cdot M_o(x, y)}_{\text{Temperatur-Anteil}} + \underbrace{\rho_r(x, y) \cdot M_r(x, y)}_{\text{Reflektions-Anteil}} \quad (5.7.22)$$

Der Temperatur-Anteil lässt sich mit Hilfe des Planckschen Gesetzes durch eine numerische Integration über den relevanten Wellenlängenbereich berechnen und dem Objekt direkt in seinen Infraroteigenschaften zuordnen.

$$M(T) = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \frac{C_1}{\lambda^5 (e^{C_2/\lambda T} - 1)} d\lambda \quad (5.7.23)$$

Zur Bestimmung des reflektierten Strahlung hingegen muss ein spezielles Verfahren angewendet werden, das im nächsten Abschnitt vorgestellt wird.

#### 5.7.4. Realisierung von spiegelnden Oberflächen mit OpenGL

Es wurde bereits mehrfach erwähnt, dass diffuse Reflektionen aufgrund ihrer geringen Auswirkungen auf das Simulationsergebnis vernachlässigt werden können. Genauso wurde aber auch klargelegt, dass die Auswirkungen stark spiegelnder Reflektionen zu berücksichtigen sind. Da OpenGL auch spiegelnde Reflektionen nicht implizit unterstützt, werden nun die drei wichtigsten Verfahren zur Nachbildung solcher Reflektionen vorgestellt:

Die *Planar Stencil Reflection* realisiert Reflektionen an ebenen Oberflächen durch das Erzeugen eines virtuellen Kamerabildes (vgl. Abbildung 5.7.15). Dazu wird die Kameraposition  $KP$  unter Berücksichtigung der Blickrichtung  $i$  an der Oberfläche gespiegelt und die Szene von der virtuellen Position  $VP$  mit Blick in Richtung von  $r$  abermals gerendert. Der relevante Bereich des resultierenden Bildes wird schließlich auf die spiegelnde Oberfläche projiziert, sodass der Eindruck einer Spiegelung entsteht. Der Name des Verfahrens rührt daher, dass die Auswahl des relevanten Bereichs über den so genannten Stencil-Buffer geschieht, der eine Art Relevanzmaske für das Bild darstellt. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt darin, dass

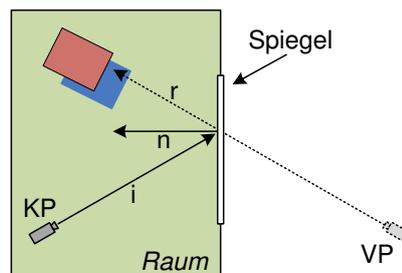


Abbildung 5.7.15.: Veranschaulichung der *Planar Stencil Reflections*

die Nachbildung für ebene Flächen exakt ist. Nachteilig ist allerdings die Beschränkung auf planare Oberflächen und die Tatsache, dass mit jeder Raumzustands- und Kameraänderung sämtliche Reflektionen neu berechnet werden müssten.

Beim *Spherical Environment Mapping* hingegen, wird vom Mittelpunkt des spiegelnden Objektes aus eine Rundumansicht in Form einer rechteckigen 2D-Textur erstellt, die wiederum auf eine virtuelle Kugel um das Objekt projiziert wird. Zur Bestimmung der Reflektion wird nun unter Berücksichtigung der Blickrichtung auf das Objekt und der Flächennormalen der Kugel an der Schnittstelle der Reflektionsvektor bestimmt, welcher schließlich zur Ermittlung der Texturkoordinaten dient. Leider führt die Abbildung der 2D-Textur auf eine Kugel an den Rändern zu deutlichen Verzerrungen. Ein weiterer Nachteil ist, dass *Sphere Mapping* immer nur für eine Position und Blickrichtung gültig ist und bei Änderungen der Kameraposition und Kameraausrichtung neu durchzuführen ist. Zudem liefert *Sphere Mapping* nur unter der Annahme gute Ergebnisse, dass alle gespiegelten Objekte sehr weit entfernt sind. Die Spiegelung naher Objekte ist hingegen weniger genau.

Im Gegensatz dazu werden beim *Cubic Environment Mapping* (CEM) sechs um jeweils  $90^\circ$  versetzte Ansichten vom Mittelpunkt des Objekts aus erstellt, die in Form eines Würfels

um das Objekt angeordnet werden. Auch bei diesem Verfahren wird unter Berücksichtigung der Blickrichtung und der Oberflächennormalen des Objekts an der Schnittstelle der Reflektionsvektor bestimmt, wie Abbildung 5.7.16 verdeutlicht. Der Vorteil von CEM liegt darin, dass es vom Betrachtungsort unabhängig ist und die Umgebungsspiegelung genauer ist, da kaum Verzerrungen auftreten. Nachteilig ist allerdings, dass für jedes spiegelnde Objekt sechs Ansichten berechnet werden müssen.

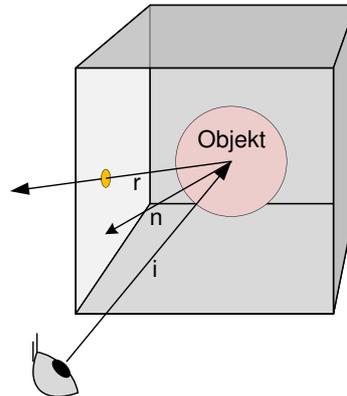


Abbildung 5.7.16.: Veranschaulichung des *Cubic Environment Mapping*

Insgesamt erscheint *Cubic Environment Mapping* als die geeignetste Variante, da es im Gegensatz zu *Sphere Mapping* bessere Ergebnisse liefert und im Vergleich zum ersten Verfahren auch auf unebene Flächen anwendbar ist. Der höhere Aufwand durch die sechs zu erstellenden Texturen ist dabei in vielen Fällen nicht nachteilig, da durch die Benutzung mehrerer Sensoren und den daraus resultierenden unterschiedlichen Kameraposition einer Wiederverwendung der Texturen durchaus zu erwarten ist.

Ein bisher nicht erwähnter Nachteil des *Cube Environment Mappings* ergibt sich allerdings aus der Tatsache, dass die Texturen nur über den Reflektionsvektor, der auf den Mittelpunkt des reflektierenden Objekts bezogen ist, adressiert werden oder anders gesagt bei der Reflektion von sehr weit entfernten Objekten ausgegangen wird. Daraus folgt, dass zwei unterschiedliche Beobachtungspunkte, die den gleichen Reflektionsvektor erzeugen, auch das gleiche Ergebnis liefern. Dieses Problem tritt insbesondere bei ebenen Oberflächen auf und lässt die reflektierten Objekte größer erscheinen und ist umso stärker, je näher sich das reflektierte Objekt beim Betrachter befindet. Ein Ansatz zur Verminderung dieses Problems wird in [3] vorgestellt, bei dem man davon ausgeht, dass die *Environment Map* nur einen begrenzten Radius  $R$  der Umgebung in Form einer Kugel, der typischerweise der Raumgröße entspricht, und nicht einen unendlichen Radius abbildet. Zur Korrektur wird der Vektor  $\bar{r}_c$  vom Objektmittelpunkt  $c$  zum eigentlichen Reflektionspunkt ermittelt und auf den Reflektionsvektor  $\bar{r}_{old}$  aufaddiert. Der daraus resultierende korrigierte Reflektionsvektor  $\bar{r}_{new}$  dient schließlich der Adressierung der Textur. Eine grafische Veranschaulichung dieser Korrektur findet sich in Abbildung 5.7.17 und eine Veranschaulichung des Ergebnisses der Korrektur in Abbildung 5.7.18(a) und 5.7.18(b). Die Frage, ob die Genauigkeit dieser Art der Reflektionserzeugung auch für planare Flächen ausreichend hoch ist oder ob in einem solchen Fall doch auf *Planar Stencil Reflection* zurückgegriffen werden muss, wird später im Rahmen der

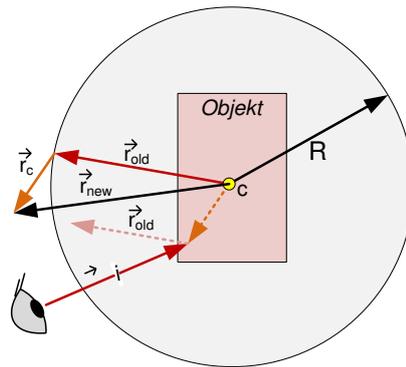
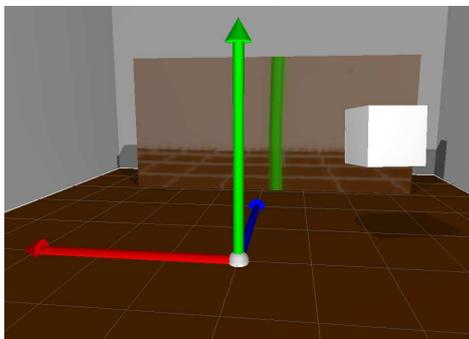
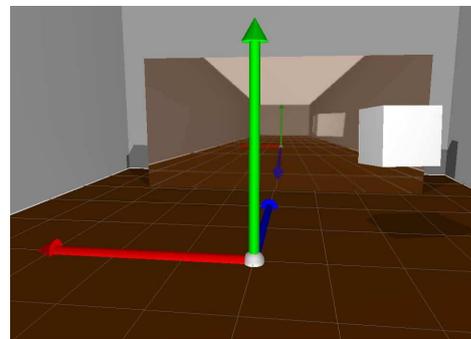


Abbildung 5.7.17.: Korrektur des Reflektionsvektors unter Berücksichtigung des Ortes der Reflektion



(a) Ohne Korrektur



(b) Mit Korrektur

Abbildung 5.7.18.: Veranschaulichung des Ergebnisses der Korrektur des Reflektionsvektors mit CEM

Evaluierung untersucht werden (vgl. Abschnitt 5.8) und bleibt an dieser Stelle unbeantwortet.

### 5.7.5. Implementierungsaspekte

Nachdem das Konzept des Simulators im Allgemeinen und der Simulationskern im Speziellen umfassend diskutiert wurden, werden an dieser Stelle zwei für die Simulation besonders relevante Aspekte der Implementierung genauer betrachtet. So wird zum einen die interne Darstellung der spezifischen Ausstrahlung respektive der Bestrahlungsstärke erläutert und außerdem aufgezeigt, wie sich die Sensorwerte durch die Nutzung von Shadern effizient bestimmen lassen.

#### Interne Darstellung der Infrarot-Strahlung

Wie schon zu Beginn dieses Kapitels beschrieben, wurde OpenGL zur Darstellung dreidimensionaler Bilder konzipiert, die typischerweise im RGBA-Farbsystem kodiert sind. Das

heißt, dass alle Farben durch eine Mischung der Grundfarben Rot, Grün und Blau dargestellt werden, die jeweils mit einer Tiefe von acht Bit kodiert sind. Zusätzlich wird ein sogenannter Alphakanal genutzt, um Transparenzeffekte zu ermöglichen. Da bei der Simulation aber keine Farbdarstellung, sondern eine Kodierung der Strahlungsleistung erforderlich ist, ist die Darstellung durch vier Kanäle ungeeignet, da entweder nur ein Kanal genutzt werden könnte, was in einer geringen Intensitätsauflösung von nur 256 Stufen resultierte oder aber eine umständliche Abbildung der Strahlungsleistung auf mehrere Kanäle erforderlich wäre. Eine optimale Lösung hingegen bestünde in der Verwendung eines Kanals mit einer höheren Auflösung.

Mit der Einführung von *Framebuffer Objects* (FBO) in OpenGL 2.0 wurde das sogenannte *Off-Screen-Rendering* möglich, also das Rendern in nicht direkt zur Anzeige bestimmte Puffer, die die Nutzung unterschiedlicher Pixelformate und damit die Implementierung der oben beschriebenen Lösung erlauben. So werden beispielsweise in Form von Erweiterungen zusätzliche Pixelformate angeboten, die eine Gleitkommatauflösung mit 32 Bit pro Kanal für die RGBA-Darstellung bieten<sup>10</sup>. Außerdem ermöglichen FBOs das Rendern in Texturen, die spezielle Fließkommaformate mit 16 oder 32 Bit unterstützen.

### Effiziente Berechnung der Sensorwerte durch den Einsatz von Shadern

Die Berechnung der Sensorausgangswerte mit Hilfe von OpenGL lässt sich vereinfacht in die in Abbildung 5.7.19 gezeigten Schritte unterteilen. Im ersten Schritt wird die Infra-

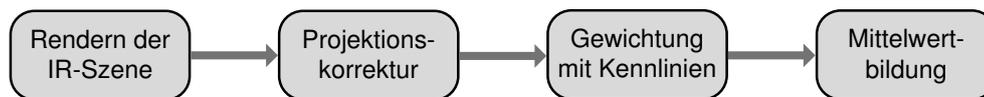


Abbildung 5.7.19.: Verarbeitungskette

rotszene gerendert und danach die Projektionskorrektur zur Anpassung der Kamera- auf die Sensorabbildung durchgeführt. Anschließend erfolgt die Gewichtung des Bildes mit den Kennlinien und schließlich die gewichtete Mittelung zur Berechnung der Pixelspannung.

Die letzten drei Schritte wiederum sind simulationsspezifisch und werden deshalb noch etwas genauer beschrieben.

Grundsätzlich kann die Berechnung der Sensorausgangssignale auf zwei verschiedene Arten geschehen. Die eine Möglichkeit besteht darin, das gerenderte Bild von der Grafikkarte in den Hauptspeicher zu übertragen, um die restlichen Aufgaben durch die CPU erledigen zu lassen. Bei der zweiten Variante hingegen werden die notwendigen Berechnungen durch die GPU mit Hilfe von Shadern durchgeführt und schlussendlich nur die Sensorpixelwerte übertragen. Da so ein aufwendiger und vergleichsweise langsamer Speichertransfer entfällt, ist die letzte Variante typischerweise zu bevorzugen, da dadurch ein Geschwindigkeitsgewinn zu erwarten ist.

Zur Umsetzung der Berechnung auf der Grafikkarte muss die Projektionskorrektur in Form einer Textur abgespeichert werden, die für jedes Bildpixel einen der Korrektur entsprechenden

---

<sup>10</sup>[http://www.opengl.org/registry/specs/ARB/color\\_buffer\\_float.txt](http://www.opengl.org/registry/specs/ARB/color_buffer_float.txt)

Dämpfungsfaktor enthält. Diese Textur ist unveränderlich, solange die Auflösung des gerenderten Bildes und der Öffnungswinkel (FoV) der Kamera gleich bleiben und kann folglich zu Beginn der Simulation vorberechnet werden. Weiterhin ist bei der Verwendung gleichartiger Sensoren eine Wiederverwendung möglich, sodass die Textur nur einmal pro Szene erstellt werden muss. Gleiches gilt für die Sensorcharakteristik, die ebenso vorberechnet und in Form einer Textur vorgehalten werden kann.

Eine weitere Möglichkeit der Optimierung, die allerdings unabhängig von der gewählten Berechnungsvariante ist, besteht darin, nicht für jedes Pixel ein eigenes Bild zu rendern, sondern den Öffnungswinkel der Kamera so zu parametrieren, dass das Sichtfeld aller Pixel eines Sensors erfasst wird. Die Auswahl des für ein Pixel relevanten Teils erfolgt schließlich durch die Kennlinie, die nicht zum Sichtbereich des Pixels gehörende Bildteile ausblendet.

Die Berücksichtigung der Projektionskorrektur und der Kennlinie erfolgt schließlich durch einen Shader im Fragment-Prozessor, der auf mehrere Texturen gleichzeitig zugreifen und die in Gleichung 5.7.24 aufgezeigte Rechnung durchführen kann.

$$E_{res,i}(x, y) = (E_{rcv}(x, y) - E_{amb}) \cdot W_i(x, y) \cdot GF(x, y) \quad (5.7.24)$$

Die Berechnung des gewichteten Mittels in Form einer Summenbildung schließlich kann nicht direkt auf einem Puffer erfolgen, da Fragment-Shader immer nur auf einem Fragment arbeiten und nicht auf benachbarte Fragmente zugreifen können. Deswegen ist es sinnvoll,  $E_{res,i}(x, y)$  wiederum in einer Textur abzulegen, da in diesem Fall Zugriffe auf benachbarte Pixel möglich sind. Von der Hardware unterstützt werden typischerweise Summationen über bis zu  $3 \times 3$  Fragmenten [84]. Beim Simulator wird allerdings nur eine Summation von  $2 \times 2$  bzw. vier Pixeln umgesetzt, da die Anzahl der Bildpixel immer einer Zweierpotenz entspricht und auf diese Weise eine einfache Implementierung möglich ist.

Das Ergebnis der Summation wird schließlich erneut in eine Textur gespeichert und der Vorgang so lange iterativ wiederholt, bis nur noch ein Wert übrig bleibt. Abschließend muss der resultierende Wert noch durch die Summe aller Pixelgewichte geteilt werden, um die mittlere Bestrahlungsstärke zu erhalten.

Eine zusätzliche Möglichkeit der Erhöhung der Performanz besteht darin, alle vier auf 32 Bit erweiterten Farbkanäle eines Bildes zu nutzen (vgl. Abschnitt 5.7.5), um so vier Pixel gleichzeitig berechnen zu können.

## 5.8. Evaluierung

Um eine Aussage über die Leistungsfähigkeit und die Genauigkeit des gewählten Simulationsansatzes und der beschriebenen Optimierungen treffen zu können, erfolgt abschließend eine Bewertung dieser Aspekte anhand einiger Messungen und durch den Vergleich des Simulators mit einem Raytracer. So wird die Genauigkeit der Nachbildung eines Sensors überprüft, indem Simulationsergebnisse realen Messungen gegenübergestellt werden. Weiterhin erfolgt

ein Vergleich mit dem in [43] beschriebenen Raytracer, um einerseits die Genauigkeit der Nachbildung des Sensors mit Hilfe des vorgestellten Ansatzes aufzuzeigen und andererseits den Einfluss von diffusen Reflektionen und die Genauigkeit der Nachbildung spiegelnder Reflektionen zu untersuchen. Außerdem wird bei der Simulation einer typischen Inhausszene die Laufzeit eines Simulationsdurchlaufs gemessen, um die Geschwindigkeit des Simulators beurteilen zu können.

Dabei ist zu beachten, dass alle simulierten Werte nicht in Form einer Spannung, sondern durch den digitalen Ausgangswert des AD-Wandlers beschrieben werden, der beim realen Sensor zur Wandlung des Ausgangssignals genutzt wird. Der Wandler arbeitet mit einer Auflösung von 10 Bit in einem Spannungsbereich von 0 - 5 V, der jedoch mit Hilfe einer Spannungsverschiebung auf einen Bereich von  $\pm 2,5$  V umgesetzt wird. Folglich entspricht eine Thermopilespannung von 0 V einem Ausgangswert von 512.

### 5.8.1. Überprüfung der Korrektheit der Sensornachbildung

Um die allgemeine Richtigkeit der vorgestellten Methode zur Emulation eines Sensors durch das Bild einer Lochkamera zu überprüfen, besteht der erste Schritt der Evaluierung darin, eine einfache Szene mit einem strahlenden Objekt zu erstellen und die Simulationsergebnisse für verschiedene Positionen des Objekts mit den Ergebnissen eines Raytracers, in dem die gleiche Szene simuliert wird, zu vergleichen. Dazu wurde der Raytracer um spezielle infrarotspezifische Funktionen erweitert. Um vergleichbare Resultate zu erhalten, werden bei dieser Untersuchung im Raytracer Reflektionen vernachlässigt. Weiterhin verwenden beide Simulatoren die idealisierte Kennlinie des TPL08A mit einer maximalen Pixelsensitivität von  $0,006 \frac{\text{V} \cdot \text{m}^2}{\text{W}}$ .

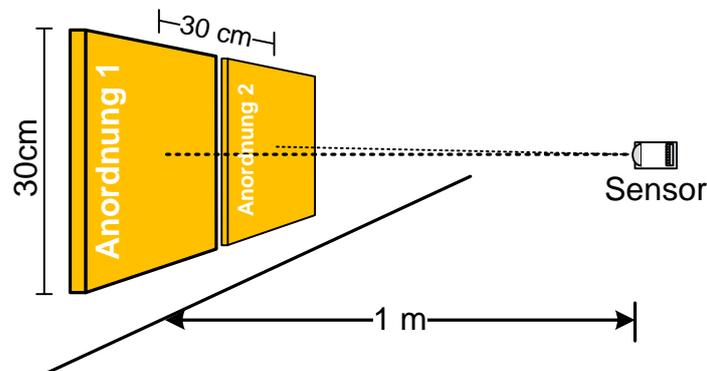


Abbildung 5.8.20.: Simulierter Aufbau zur Überprüfung der Korrektheit der Sensornachbildung

Der Aufbau der Szene ist derart, dass eine  $30 \times 30$  cm große Platte mit einer Temperatur von  $75^\circ\text{C}$  im Abstand von einem Meter einmal zentral vor dem Sensor und einmal um 35 cm nach rechts verschoben platziert wird (vgl. Abbildung 5.8.20), um insbesondere die Korrektheit der Projektionskorrektur zu testen. Abbildung 5.8.21(b) verdeutlicht die Ergebnisse für beide Fälle. Die exakten Werte finden sich in den Tabellen A.2.3 und A.2.4 im Anhang

A.2. Es ist ersichtlich, dass die Resultate beider Simulatoren nahezu gleich sind. Weitere Konfigurationen mit unterschiedlichen Positionen der Platte liefern ähnliche Resultate und werden deshalb an dieser Stelle nicht weiter betrachtet. Insgesamt liegen die Abweichungen zwischen Raytracer und IRSim bezogen auf die empfangene Strahlungsleistung bei unter 1% des jeweiligen Messwertes und sind deshalb vernachlässigbar. Entsprechend folgt, dass die Nachbildung eines Sensors mit OpenGL bei Anwendung der Projektionskorrektur korrekt ist.

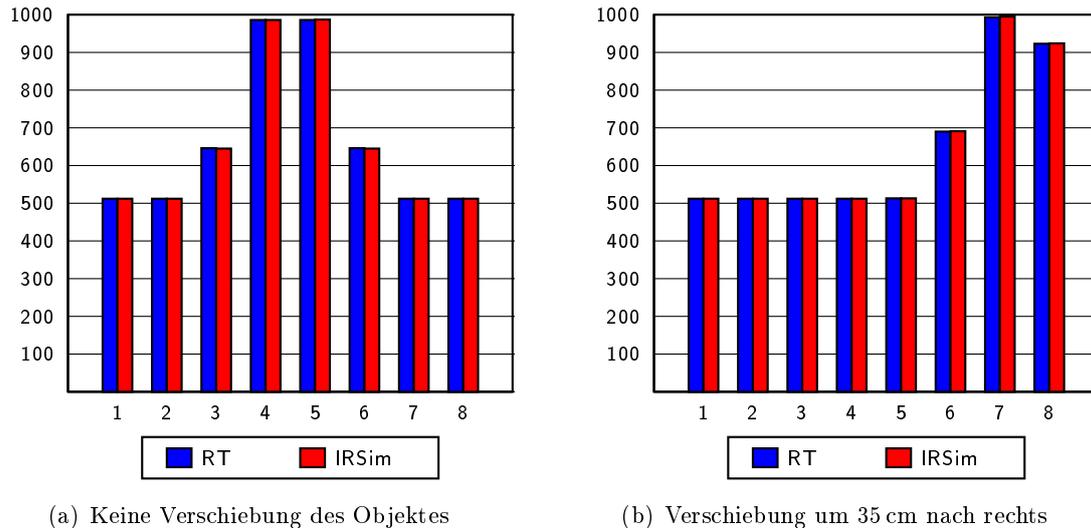


Abbildung 5.8.21.: Vergleich der Ergebnisse des Raytracer mit denen des Simulators

### 5.8.2. Vergleich mit einem realen Sensor

In einer weiteren Evaluierung wird untersucht, wie genau sich ein realer Sensor mit dem Simulator nachbilden lässt. Dazu wurde die reale Kennlinie eines Sensors, die in Abbildung 5.7.8(a) dargestellt ist, dreidimensional nachgebildet, wobei der Kennlinienverlauf eines Pixel in vertikaler Richtung unter der Annahme bestimmt wurde, dass er dem horizontalen Verlauf entspricht. Als Quelle dient bei diesen Messungen eine Heizplatte, die in einem Abstand von 150 cm zentral vor dem Sensor platziert und dann in 15 cm Schritten horizontal nach rechts und links verschoben wird. (siehe Abbildung 5.8.22). Die Heizplatte besteht aus einer von einem Metallrahmen gehaltenen  $31 \times 31 \text{ cm}^2$  großen Kupferplatte, die auf der Rückseite mit einer Heizspirale versehen ist. Auf der Vorderseite und dem Rahmen ist eine spezielle Farbe aufgetragen, die die Emissivität auf einen Wert von ca. 0,95 erhöht. Abgesehen vom Rahmen weist die Heizplatte eine homogene Wärmeverteilung auf. Die Temperatur der Plattenteile und der Umgebung während der Messung sind in Tabelle 5.8.2 gegeben. Im Simulator wurde die Szene möglichst genau nachgebildet. Die Ergebnisse zweier Messungen und der Simulation – für die restlichen Ergebnisse sei an dieser Stelle auf den Anhang A.2 verwiesen – sind in Abbildung 5.8.23 und den Tabellen 5.8.23(a) und 5.8.23(b) gegenübergestellt. Um den Einfluss des Sensorrauschens zu minimieren, wurde für eine Konfiguration, d. h. eine

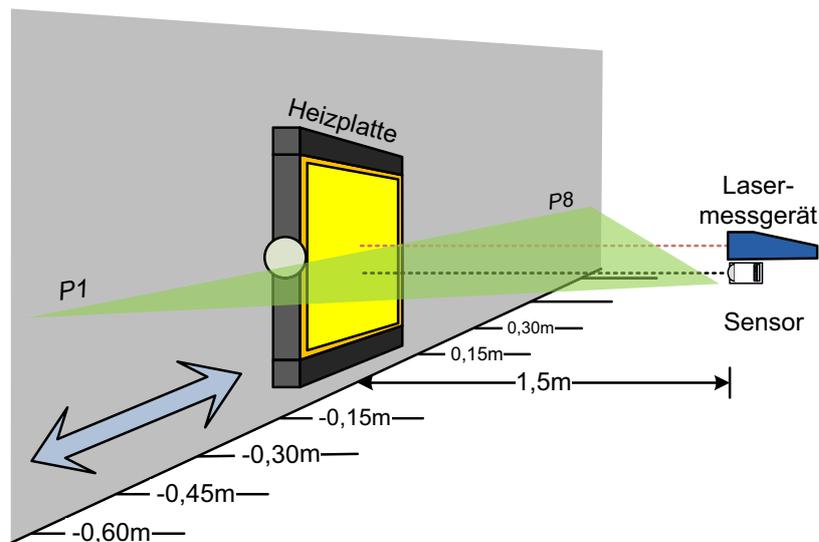


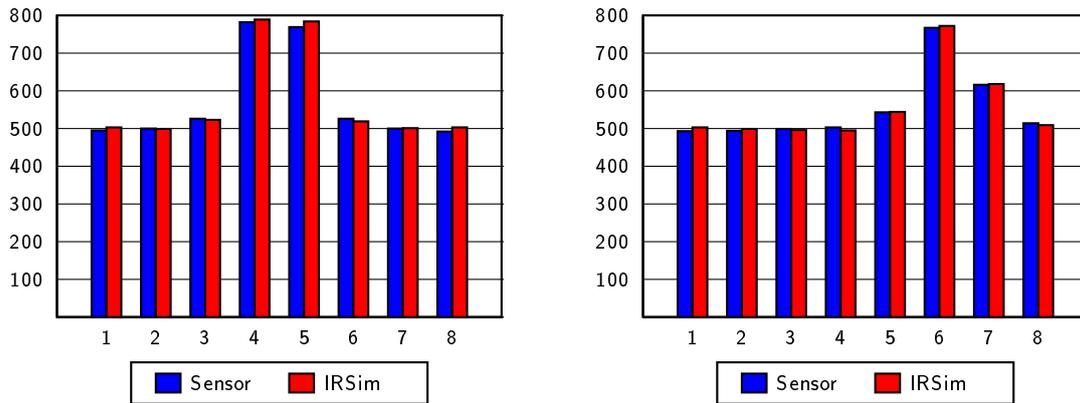
Abbildung 5.8.22.: Messaufbau zum Vergleich eines simulierten mit einem realen Sensor

	Temperatur
Platte	70 °C
Rahmen	
oben	38 °C
unten	28 °C
links	28 °C
rechts	28 °C
Umgebung	22 °C

Tabelle 5.8.2.: Messbedingungen bei der Evaluierung mit einem realen Sensor

Position der Heizplatte nicht nur eine, sondern 1000 Messungen aufgenommen und darüber der Mittelwert gebildet. Die gleichzeitig bestimmte Standardabweichung des Rauschens liegt ungefähr bei 3,5 AD-Wandler-Stufen.

Die Ergebnisse zeigen, dass das prinzipielle Verhalten des Sensors gut nachgebildet wird. Allerdings sind doch teilweise größere Unterschiede in den Pegeln der Pixelspannungen zu erkennen. Das liegt jedoch nicht an der Nachbildung im Allgemeinen, deren Richtigkeit bereits in Abschnitt 5.8.1 gezeigt wurde, sondern unter anderem an der Genauigkeit bei der Ausrichtung der Heizplatte und des Sensors. So führt bereits eine geringe Verschiebung der Platte um  $\pm 2$  cm in horizontaler Richtung zu starken Änderungen der Pegel. Außerdem kann die Blickrichtung des Sensors aufgrund der beschriebenen Fertigungstoleranzen nicht genau bestimmt werden, sodass bereits deshalb deutliche Messabweichungen zu erwarten sind. Andererseits ist die im Simulator benutzte Kennlinie aus mehreren Gründen fehlerbehaftet. So stand für die Aufnahme nur eine sehr einfache Apparatur zur Verfügung, mit der das Drehen des Sensors mit konstanter Geschwindigkeit vor der Strahlungsquelle nicht garantiert werden kann. Außerdem existierte keine Möglichkeit, die aktuelle Ausrichtung des Sensors während



(a) Heizplatte zentral vor dem Sensor

(b) Heizplatte um 30 cm nach rechts verschoben

Abbildung 5.8.23.: Ergebnisse des Vergleichs zwischen einem realen Sensor und dem Simulator

Pixel	1	2	3	4	5	6	7	8
Sensor	495	500	526	782	769	526	500	492
Simulator	503	499	523	789	784	519	501	503

Tabelle 5.8.3.: Heizplatte zentral vor dem Sensor

der Messung zu bestimmen, sodass die Kennlinie zwar die Sensitivität über den Sichtbereich wiedergibt, ohne jedoch die Größe des Sichtbereichs genau zu spezifizieren. Folglich musste der im Datenblatt gegebene ideale Wert von  $48^\circ$  (Peak-to-Peak) angenommen werden, der allerdings mit einer Genauigkeit von  $\pm 4^\circ$  angegeben ist. Außerdem wurde die Kennlinie nur horizontal aufgenommen und die vertikale Charakteristik anhand der horizontalen Sensitivität nachgebildet, sodass es auch an dieser Stelle zu deutlichen Abweichungen kommen kann.

All diese Fehlerquellen führen letztlich dazu, dass der zum Vergleich genutzte Sensor nicht exakt nachgebildet werden kann und es wird nochmals deutlich, warum es ausreichend und sinnvoll ist, in der Simulation mit einem idealisierten TPL08A zu arbeiten.

Pixel	1	2	3	4	5	6	7	8
Sensor	493	494	499	503	543	767	616	514
Simulator	503	499	496	495	544	772	618	509

Tabelle 5.8.4.: Heizplatte um 30 cm nach links verschoben

### 5.8.3. Untersuchung diffuser und spiegelnder Reflektionen

Der nun folgende Teil der Evaluierung dient dazu, den Einfluss diffuser Reflektionen auf das Messergebnis zu untersuchen und außerdem zu überprüfen, ob die Nachbildung von Spiegelungen an planaren Oberflächen – die hauptsächlich auftreten – durch *Cube Mapping* ausreichend genau ist, oder ob in diesem Fall doch *Planar Stencil Reflections* verwendet werden müssen.

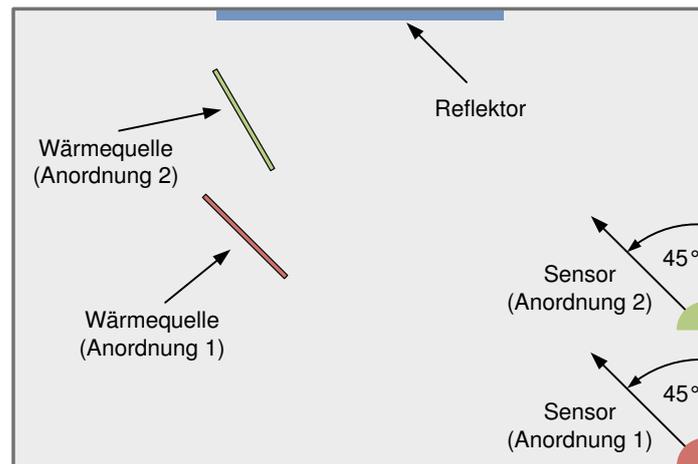


Abbildung 5.8.24.: Anordnungen zur Evaluierung diffuser und spiegelnder Reflektionen

#### 5.8.3.1. Einfluss diffuser Reflektionen

In Abschnitt 4.3 wurde die Annahme getroffen, dass der Einfluss diffuser Reflektionen auf das Simulationsergebnis gering ist und deshalb vernachlässigt werden kann. Diese Annahme liegt einerseits darin begründet, dass – abgesehen von metallischen Materialien – die meisten Stoffe eine Emissivität größer 0,7 (vgl. Tabelle A.1.1) und entsprechend eine Reflektivität kleiner 0,3 besitzen und das reflektierte Signal allein dadurch eine Dämpfung von über drei erfährt. Durch das diffuse Reflektionsverhalten wiederum, das zu einer Abstrahlung über den gesamten Halbraum vor der reflektierenden Fläche führt, entsteht bezogen auf das Empfangselement eine zusätzliche Dämpfung, die proportional zum Kehrwert des Abstandsquadrates ( $1/r^2$ ) zwischen Reflektor und Empfänger ist.

Um die gerade beschriebenen Zusammenhänge praktisch zu bestätigen und numerisch darstellen zu können, wurden einige Simulationen mit Hilfe des Raytracers durchgeführt, die die geringen Auswirkungen der diffusen Reflektionen auf das Sensorsignal verdeutlichen und folgend beschrieben werden. So wurden stellvertretend für alle denkbaren Konfigurationen zwei Grenzfälle betrachtet, die in Abbildung 5.8.24 dargestellt sind. Im ersten Fall (Anordnung 1) wurde der Aufbau bezüglich Ausrichtung und Abstand der Objekte so gestaltet, dass die Quelle – die eine Größe von  $50 \times 50 \text{ cm}^2$  aufweist – und die Reflektion bezogen auf die Sichtrichtung möglichst weit auseinander liegen (vgl. Abbildung 5.8.25(a)), d. h., dass

sie jeweils von nicht nebeneinander liegenden Pixeln wahrgenommen werden. Der zweite Fall (Anordnung 2) wiederum wurde genau so gewählt, dass das Objekt und dessen Reflektion für den Sensor nahezu verschmelzen (vgl. Abbildung 5.8.25(b)). Dabei ist allerdings zu beachten, dass aufgrund der geeigneteren Darstellung bei der Erzeugung der Bilder ein Spiegel anstatt eines diffusen Reflektors gewählt wurde. Interessant ist in diesem Zusammenhang außerdem, dass aufgrund der gewählten Sensorposition die effektive Fläche der Reflektion größer als die des Objektes ist. Zur Überprüfung der Auswirkungen wurden einerseits die Ausgangswerte

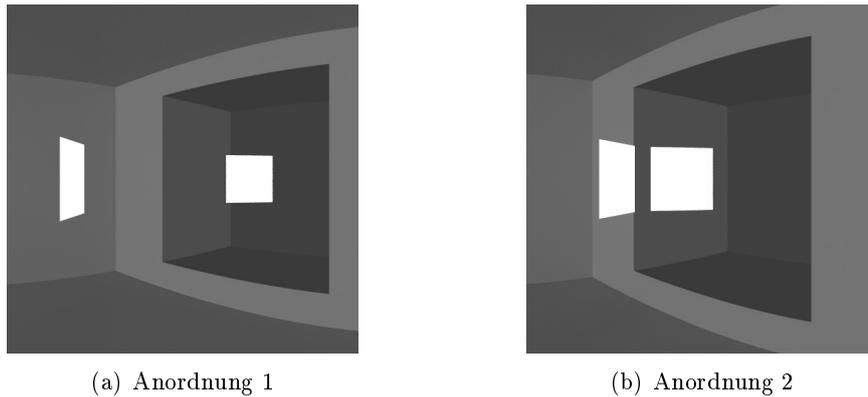


Abbildung 5.8.25.: Visualisierung der Testanordnungen durch den Raytracer

des Sensors mit und ohne Reflektionen ermittelt und andererseits die daraus resultierenden AoAs bestimmt. Als Sensor fand dabei ein TPL08A mit idealer Kennlinie Verwendung. Beim Reflektor wiederum wurde eine vergleichsweise hohe Reflektivität von 0,3 angenommen.

Pixel	1	2	3	4	5	6	7	8	res. Winkel
ohne Reflektion	524	572	514	512	512	512	512	512	$-18,8^\circ$
mit Reflektion	524	572	514	513	514	514	512	512	$-18,8^\circ$

Tabelle 5.8.5.: Simulationsergebnisse der ersten Anordnung

Pixel	1	2	3	4	5	6	7	8	res. Winkel
ohne Reflektion	513	576	565	512	512	512	512	512	$-14,7^\circ$
mit Reflektion	513	576	573	522	514	513	512	512	$-14,4^\circ$

Tabelle 5.8.6.: Simulationsergebnisse der zweiten Anordnung

Die Ergebnisse, die in Tabelle 5.8.5 und 5.8.6 dargestellt sind, bestätigen die Vermutung, dass die durch die Reflektion verursachten Signalanteile deutlich geringer sind als die durch die Quelle direkt hervorgerufenen. Weiterhin beträgt der resultierende Messfehler im ersten Fall  $0^\circ$  und im zweiten nur  $0,3^\circ$ , was im Rahmen der Messgenauigkeit liegt und deshalb vernachlässigbar ist.

### 5.8.3.2. Genauigkeit der Nachbildung spiegelnder Reflektionen

Um die Genauigkeit des Ansatzes zur Nachbildung spiegelnder Reflektionen zu untersuchen, wurde die in Abbildung 5.8.26(a) bzw. 5.8.26(b) dargestellte Szene bestehend aus einer als Strahlungsquelle ( $100^{\circ}\text{C}$ ) dienenden Platte der Größe  $50 \times 50 \text{ cm}^2$  und einem großen Spiegel im Simulator erstellt und für verschiedene Abstände der Platte zum Spiegel simuliert. Dazu wurde einmal der für das *Cube Mapping* angenommene Objektabstand  $R$  auf den realen Abstand angepasst (IRSim1) und einmal unabhängig vom Abstand der Platte zum Spiegel auf vier Meter (Abstand der gegenüberliegenden Wände zueinander) festgelegt (IRSim2). Der

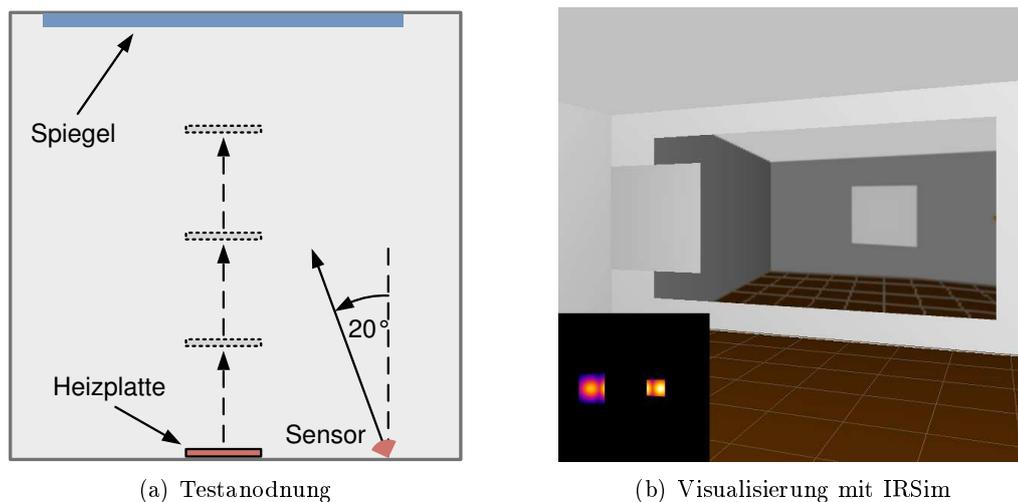
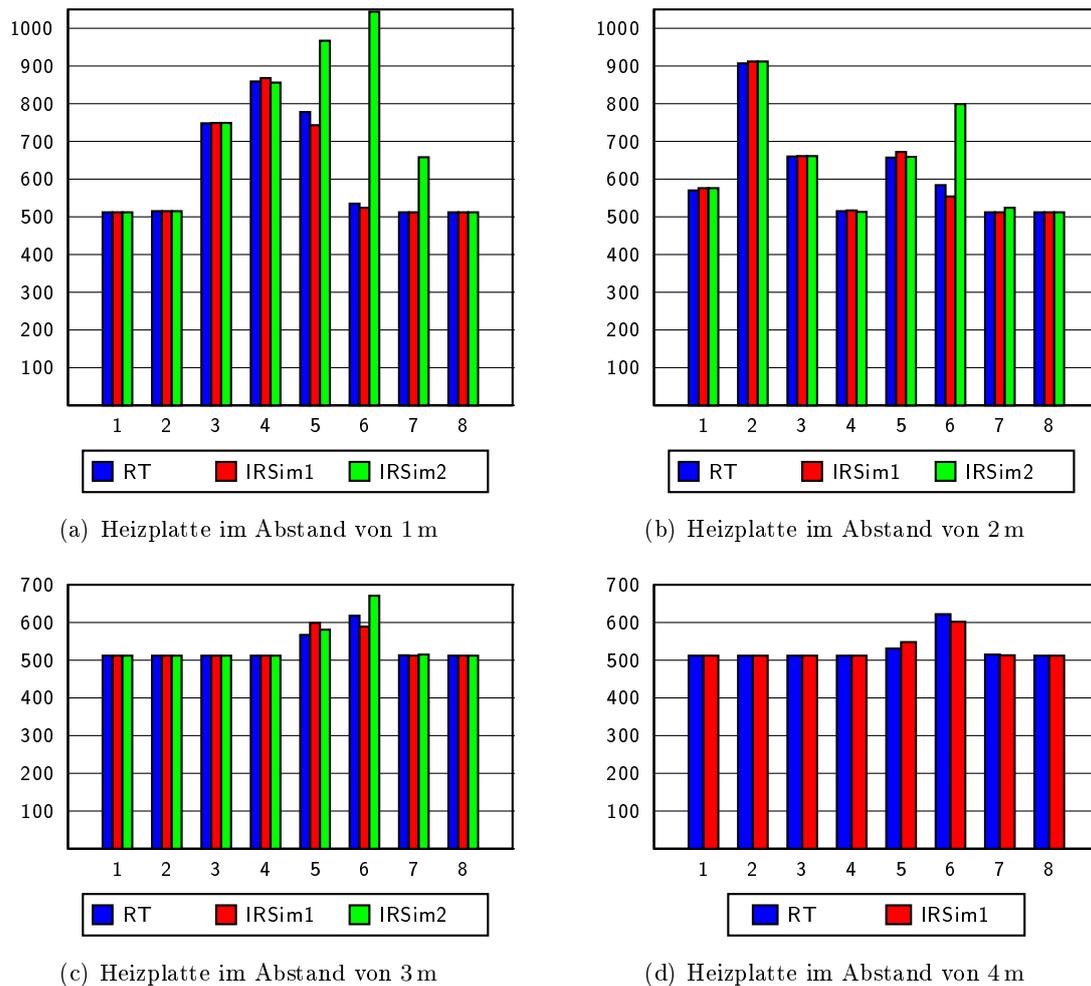


Abbildung 5.8.26.: Testanordnung und Szene zur Evaluierung der Nachbildung spiegelnder Reflektionen

Vergleich erfolgte in diesem Fall wiederum mit den Simulationsergebnissen des Raytracers für die gleiche Szene, da eine reale Messung aufgrund der Ungenauigkeiten bei der Nachbildung der Sensoren und der eigentlichen Szene nicht sinnvoll gewesen wäre. Die Ergebnisse für Objektabstände von 1 m, 2 m, 3 m und 4 m zum Spiegel finden sich in Abbildung 5.8.27 und Tabelle A.2.5 im Anhang wieder. Der Abstand des Sensors zum Spiegel beträgt in allen Tests 4 m. Es ist ersichtlich, dass die Genauigkeit des *Cube Mappings* sehr stark vom bei der Korrektur angenommenen Objektabstand abhängt. Entspricht dieser Objektabstand dem realen Abstand, ergeben sich zumindest qualitativ ähnliche Ergebnisse wie beim Raytracer (RT, vgl. Abbildung 5.8.27). Zur Entwicklung der Algorithmen wäre die erzielte Genauigkeit durchaus ausreichend. Die Anpassung des angenommenen Objektabstandes  $R$  im Simulator ist allerdings aus mehreren Gründen nicht praktikabel. So könnte einerseits beim Vorhandensein mehrerer Quellen nur der Abstand zu einer dieser Quellen richtig gesetzt werden und andererseits ist das Verändern von  $R$  zur Laufzeit und damit bei der Simulation dynamischer Szenen nicht möglich.

Hat  $R$  hingegen einen festen Wert von beispielsweise 4 m, so ergeben sich die in Abbildung 5.8.27 gezeigten Werte von IRSim2, die abhängig von der Differenz zwischen dem angenommenen und realen Abstand zwischen Objekt und Spiegel stark von den Ergebnissen des

Abbildung 5.8.27.: Ergebnisse der Evaluierung des *Cube Mappings*

Raytracern abweichen können. Folglich ist im Fall von Reflektionen an planaren Flächen eine Nachbildung mit *Cube Mapping* trotz der durchgeführten Korrektur im Allgemeinen zu ungenau, sodass für große, ebene Flächen auf *Planar Stencil Reflections* zurückgegriffen werden muss. Aus diesem Grund wurden im Simulator beide Verfahren implementiert, wobei dem Benutzer bei der Erstellung spiegelnder Objekte die Aufgabe zukommt, über die verwendete Methode zu entscheiden.

#### 5.8.4. Performanz-Untersuchungen

In einer letzten Untersuchung galt es zu evaluieren, wie schnell der gewählte Simulationsansatz auf einem derzeit gebräuchlichen Arbeitsplatzrechner mit einer leistungsfähigen Grafikkarte ist und ob er damit den zu Anfang gestellten Anforderungen einer nahezu echtzeitfähigen Simulation gerecht wird. Für die Tests wurde ein System mit der in Tabelle 5.8.7

beschriebenen Ausstattung verwendet.

Komponente	Größe / Typ
Prozessor	Intel E8400 (3 GHz, 6MB L2)
Chipsatz	Intel X38
RAM	4GB
Grafikkarte	NVIDIA Geforce 9800GTX+

Tabelle 5.8.7.: Ausstattung des zur Simulation verwendeten Rechners

Weiterhin diente die in Abbildung 5.8.28 dargestellte Anordnung, bestehend aus einem Raum mit einer Person und mehreren Möbelstücken darin als Testszene. Während der Simulation wurde die Zeit für das Rendern und die Bestimmung der Ausgangswerte der acht Pixel eines Sensors ermittelt. Um den Einfluss von Messtoleranzen zu minimieren, wurden pro Messwert und Auflösung jeweils 100 Durchläufe gemacht und daraus der Mittelwert aller Ergebnisse berechnet. Die Ergebnisse dieser Tests sind in Tabelle 5.8.8 dargestellt. Aufgeführt

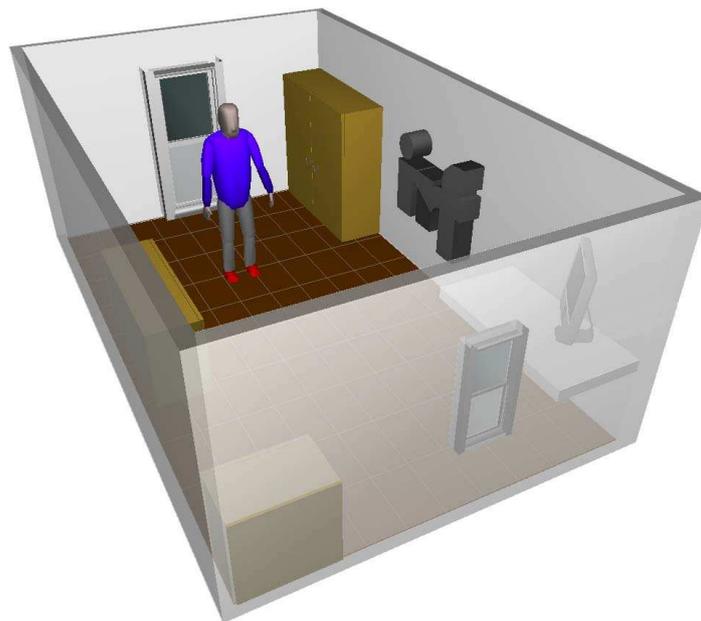


Abbildung 5.8.28.: Die zur Messung der Leistungsfähigkeit des Simulators benutzte Szene

sind die Laufzeiten für das Rendern und die darauffolgende Bestimmung der Sensorwerte. Letztere wurden einmal ohne und einmal unter Nutzung der Grafikkarte ermittelt. Es ist ersichtlich, dass der Rendervorgang mit ungefähr 10 ms sehr schnell durchgeführt wird. Die Bestimmung der Sensorpixelwerte durch die CPU dauert bei einer Auflösung von  $512 \times 512$  mit ca. 100 ms hingegen schon deutlich länger. Es ist weiterhin zu erkennen, dass sich die Zeit zur Ermittlung der Pixelwerte ohne Verwendung der Grafikkarte nahezu proportional zur Auflösung verhält, was zu erwarten war.

Auflösung	Rendering	$\Sigma$ PC	$\Sigma$ 9800GTX+
$64 \times 64$	9,5 ms	1.5 ms	2,4 ms
$128 \times 128$	9,5 ms	5.5 ms	2,8 ms
$256 \times 256$	9,5 ms	24.4 ms	3,7 ms
$512 \times 512$	10 ms	97,9 ms	4,8 ms

Tabelle 5.8.8.: Simulationsdauer für Szene 1 bei verschiedenen Auflösungen

Die Werte der Grafikkarte zeigen demgegenüber ein anderes Bild. So ist die Berechnung der Sensorwerte für eine Auflösung  $64 \times 64$  noch zeitaufwändiger als durch die CPU. Anscheinend kann in diesem Fall die beschleunigte Berechnung den Overhead, der durch die Nutzung der GPU entsteht, nicht wettmachen. Bei höheren Auflösungen ändert sich das Bild jedoch schnell zu Gunsten der Shaderberechnung. Betrachtet man beispielsweise die Wertebestimmung bei einer Auflösung von  $512 \times 512$ , so ergibt sich eine um den Faktor 20 schnellere Berechnung.

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass es sich bei diesen Zeiten um Werte für einzelne Sensoren handelt. Für die Simulation einer gesamten Szene, wie in Abbildung 5.8.28 gezeigt, müssen hingegen in jedem Schritt mehrere Sensoren simuliert werden, sodass sich bei vier Doppelsensoren mit insgesamt 64 Pixeln und einer Auflösung von  $512 \times 512$  Pixeln summiert Zeiten von ca. 80 ms für das Rendern und 40 ms für die Ermittlung der Sensorwerte ergeben. Das wiederum entspricht einer Framerate von mehr als 8 Hz, sodass durchaus davon gesprochen werden kann, dass das angestrebte Ziel der Echtzeitfähigkeit erreicht wurde.

Abschließend sei noch angemerkt, dass bei der simulierten Szene auf spiegelnde Objekte verzichtet wurde. Das heißt, dass die Szene pro Sensor jeweils nur einmal gerendert werden musste. Im Falle spiegelnder Objekte und abhängig von der verwendeten Spiegelimplementierung würde sich die Zeit für das Rendern nochmals deutlich erhöhen. Auf die Berechnung der Sensorwerte hätte das hingegen keinen Einfluss.

## 5.9. Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden das Konzept des zur Nachbildung von Infrarotsensoren entwickelten Simulators vorgestellt und die mathematischen Grundlagen zur Realisierung der Nachbildung beschrieben. So konnte gezeigt werden, dass sich die mit den Infrarotsensoren ermittelten Werte ausreichend genau nachbilden lassen, wobei zur Evaluierung die Simulationsergebnisse mit denen eines Raytracers und eines realen Sensors verglichen wurden. Weiterhin konnte verdeutlicht werden, dass der Einfluss diffuser Reflektionen auf die Sensorwerte und die daraus bestimmten *AoAs* gering ist, sodass sie vernachlässigt werden können. Außerdem wurden verschiedene Verfahren zur Nachbildung spiegelnder Reflektionen vorgestellt und bewertet. Die Performanzmessung schließlich hat gezeigt, dass das gesteckte Ziel der Echtzeitfähigkeit des Simulators erreicht werden konnte und somit ein geeignetes Simulationswerkzeug zur Verfügung steht, das nachfolgend zur Entwicklung der benötigten Lokalisierungsalgorithmen genutzt wird. Einen Screenshot der entstandenen Software zeigt Abbildung 5.9.29.

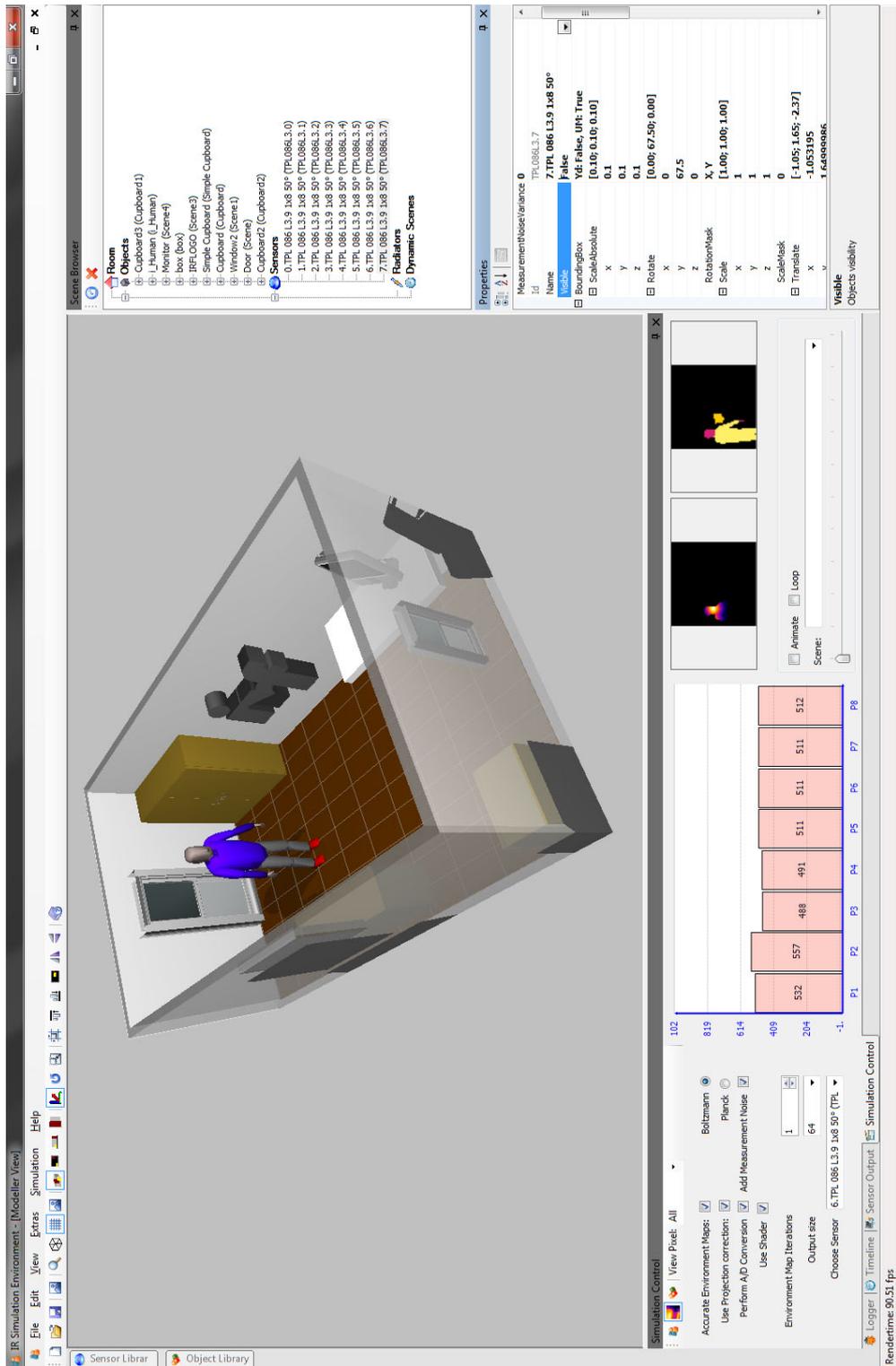


Abbildung 5.9.29.: Screenshot des Simulators

## 6. Passive Infrarot-Lokalisierung

Nach der Vorstellung des Simulators, der zur Nachbildung typischer Inhausszenen und der daraus resultierenden Sensorsignale dient, erfolgt in diesem Kapitel die Beschreibung der zur Lokalisierung genutzten Algorithmen. Da diese Algorithmen auf dem *Bayesschen Filter (BF)* beruhen, wird dieses zu Beginn für die Lokalisierung eines Objektes und anschließend für die Lokalisierung mehrerer Objekte beschrieben. Danach wird der gewählte und implementierte Ansatz, das sogenannte *PHD-Filter*, vorgestellt und abschließend anhand verschiedener Simulationen und Messungen in einem realen Testaufbau evaluiert.

### 6.1. Bayessches Filter für die Einzelobjekt-Lokalisierung

Schon in Kapitel 2.1 wurde verdeutlicht, dass die Lokalisierung eines Objekts Messungen erforderlich macht, die entweder direkt oder indirekt Rückschlüsse auf die Objektposition ermöglichen. Unabhängig von der Art dieser Messungen und der daraus resultierenden Messwerte, bei denen es sich um Abstände, aus Kamerabildern extrahierte Merkmale oder auch Winkelmessungen handeln kann, gilt allgemein, dass sie wegen Messrauschens fehlerbehaftet sind. Folglich ist das daraus resultierende Lokalisierungsergebnis nicht exakt und weist eine gewisse Unsicherheit auf. Weiterhin ist es durchaus üblich, dass zur Lokalisierung nicht nur ein bestimmter Typ, sondern verschiedenartige Sensoren verwendet werden, also beispielsweise Abstands- und Winkelsensoren, deren Messdaten zusammengeführt werden müssen (Sensorfusion). Aus den genannten Gründen hat sich die Verwendung von *BFn* im Bereich der Lokalisierung etabliert, da sie ein statistisches Werkzeug zur Handhabung von Unsicherheit und zur Sensorfusion darstellen.

So repräsentiert ein *BF* den Zustand  $x_t$  eines Objekts zum Zeitpunkt  $t$  über eine (Wahrscheinlichkeits-)Dichtefunktion  $p^+(x_t|z_{1:t})$  in Abhängigkeit von allen bis zu diesem Zeitpunkt durchgeführten Messungen  $z_{1:t} = (z_1, \dots, z_t)$ , die auch *A-posteriori-Dichtefunktion* genannt wird. Oft geht man im Fall von  $x_t$  von einem vollständigen Zustand (engl. *Markov State*) aus, d. h. zusätzliches Wissen über vergangene Objektpositionen und Messungen beinhaltet keine weiteren Informationen, die helfen würden, einen zukünftigen Zustand  $x_{t+1}$  genauer zu bestimmen, als das mit  $x_t$  und  $z_t$  möglich ist [98]. Das impliziert wiederum, dass Messungen nur vom aktuellen Zustand abhängen, sodass sich die A-posteriori-Dichtefunktion zu  $p^+(x_t|z_t)$  vereinfachen lässt.

Eine Verbesserung der Lokalisierung und Minderung des Einflusses von Messfehlern wird beim *BF* dadurch erreicht, dass nicht nur die aktuellen Messwerte  $z_t$  zur Bestimmung des Zustandes  $x_t$  herangezogen werden, sondern auch die vorangegangene Positionen  $x_{t-1}$  so-

wie ein Modell, das die Objektbewegung in Form einer Übergangsdichtefunktion  $f(x_t|x_{t-1})$  beschreibt.

Damit erfolgt die rekursive Zustandsschätzung beim Bayesschen Filter grundsätzlich in zwei Schritten, der Schätzung und der Korrektur [98]:

### 1. Schätzung

Im ersten Schritt wird der aktuelle Zustand basierend auf dem vorherigen Zustand  $x_{t-1}$  und dem Bewegungsmodell  $f(x_t|x_{t-1})$  des zu lokalisierenden Objektes geschätzt. Die Berechnung der Dichtefunktion dieser Schätzung  $p^-(x_t|z_{t-1})$ , auch A-priori-Dichtefunktion genannt, wird durch Gleichung 6.1.1 beschrieben:

$$p^-(x_t|z_{t-1}) = \int f(x_t|x_{t-1}) \cdot p^+(x_{t-1}|z_{t-1}) dx_{t-1} \quad (6.1.1)$$

### 2. Korrektur

Im zweiten Schritt wird die zuvor berechnete Schätzung des aktuellen Zustandes mit Hilfe der Messung korrigiert. Dazu wird die Dichtefunktion der Messung  $g(z_t|x_t)$ , auch Likelihood<sup>1</sup>-Funktion genannt, herangezogen, welche die Wahrscheinlichkeit einer Messung bei gegebenem Zustand  $x_t$  beschreibt. Damit die Gesamtwahrscheinlichkeit der A-posteriori-Dichtefunktion eins ergibt, ist außerdem eine Normierung notwendig, so dass gilt:

$$p^+(x_t|z_t) = \frac{g(z_t|x_t) \cdot p^-(x_t|z_{t-1})}{\int g(z_t|x_t) \cdot p^-(x_t|z_{t-1}) dx} \quad (6.1.2)$$

Die aktuelle Objektposition ergibt sich schließlich als Zustand mit der höchsten Wahrscheinlichkeit bei gegebener A-posteriori-Dichtefunktion.

Problematisch in Bezug auf die praktische Umsetzung eines *BF* ist allerdings, dass die in Formel 6.1.1 und 6.1.2 enthaltenen Integrale im Allgemeinen nicht geschlossen lösbar sind, sodass dieses Filter letztlich nur ein abstraktes Konzept darstellt, das das wahrscheinlichkeitstheoretische Grundgerüst für die rekursive Zustandsschätzung liefert. Konkrete Implementierungen sind z. B. das Kalman- und das Partikel-Filter, die folgend kurz umrissen werden. Ein allgemeiner Überblick über verschiedene Realisierungen Bayesscher Filter findet sich beispielsweise in [25].

#### 6.1.1. Kalman-Filter

Das *Kalman-Filter (KF)* ist eine Variante des *BFs* für lineare Systeme, bei denen der Zustand  $x_t$  eines Objekts durch eine Normalverteilung  $\mathcal{N}(x_t, \mu_t, \Sigma_t)$  mit dem Mittelwert  $\mu_t$  und der Kovarianzmatrix  $\Sigma_t$  des Zustandsrauschens beschrieben werden kann. Weiterhin sind sowohl

---

<sup>1</sup>Im Gegensatz zu einer herkömmlichen Wahrscheinlichkeit beschreibt die Likelihood nicht, wie wahrscheinlich es ist, dass ein Ereignis eintritt, wenn bestimmte Bedingungen gegeben sind, sondern definiert die umgekehrte Abhängigkeit, d. h. wie wahrscheinlich ist es, dass die Bedingungen erfüllt sind, wenn das Ereignis eingetroffen ist.

das Bewegungs- als auch das Messmodell linear und in Form einer Normalverteilung darstellbar. Der Vorteil des *KFs* liegt in seiner effizienten Berechenbarkeit. Nachteilig ist hingegen, dass sich in der Praxis nur die wenigsten Systeme in linearer Form modellieren lassen. Deswegen existieren verschiedene Erweiterungen, die auch die Modellierung nicht-linearer Probleme mit Hilfe des *KFs* ermöglicht. Darunter fallen beispielsweise das *Extended-Kalman-Filter (EKF)* und das *Unscented-Kalman-Filter*, wobei nur ersteres an dieser Stelle etwas genauer betrachtet werden soll.

Beim *EKF* wird die Modellierbarkeit nicht-linearer Probleme dadurch erreicht, dass sowohl das Bewegungs- als auch das Messmodell mit Hilfe einer Taylor-Approximation erster Ordnung linearisiert werden. Ist das Bewegungsmodell durch die Funktion  $f$  und das Messmodell durch die Funktion  $h$  gegeben, so lässt sich das EKF über folgenden Algorithmus beschreiben [98, S. 42]:

### 1. Schätzung

$$\begin{aligned}\mu_t^- &= f(u_t, \mu_{t-1}^+) \\ \Sigma_t^- &= F_t \cdot \Sigma_{t-1}^+ \cdot F_t^T + R_t\end{aligned}$$

Die Bestimmung des geschätzten Mittelwerts  $\mu_t^-$  erfolgt in diesem Fall mit Hilfe der Zustandsübergangsfunktion  $f$  und den sogenannten Kontrolldaten  $u_t$  (beispielsweise die vorgegebene Geschwindigkeit eines Roboters).  $\Sigma_t^-$  wiederum beschreibt die paarweisen Kovarianzen des Zustandsvektors und  $R_t$  die Kovarianz des Prozess-Rauschens.  $F_t$  dient hierbei der Überführung der Kovarianzmatrix des alten Zustands in die Kovarianzmatrix des neuen.

### 2. Korrektur

$$\begin{aligned}K_t &= \Sigma_t^- \cdot H_t^T \cdot (H_t \cdot \Sigma_t^- \cdot H_t^T + Q_t)^{-1} \\ \mu_t^+ &= \mu_t^- + K_t \cdot (z_t - h(\mu_t^-)) \\ \Sigma_t^+ &= (I - K_t \cdot H_t) \cdot \Sigma_t^-\end{aligned}$$

Zur Bestimmung des endgültigen Mittelwertes  $\mu_t^+$  und der zugehörigen Kovarianzmatrix  $\Sigma_t^+$  wird das sogenannte Kalman-Gain  $K_t$  berechnet, das spezifiziert, wie stark die Messung auf die neue Zustandsschätzung Einfluss nimmt.  $H_t$  übernimmt hierbei die Aufgabe, den Zustands- in den Messraum zu überführen.  $Q_t$  wiederum beschreibt in Analogie zu  $R_t$  die Kovarianz des Messrauschens. Eine besondere Bedeutung hat der Term  $(z_t - h(\mu_t^-))$ , auch Innovation genannt, bei dieser Berechnung, die die Differenz zwischen der eigentlichen und der geschätzten Messung darstellt.

Bei  $F_t$  und  $H_t$  schließlich handelt es sich um Jakobimatrizen, die sich aus den partiellen Ableitungen von  $f$  und  $h$  über den vorherigen bzw. aktuellen Zustandsvektor ergeben:

$$F_t := \frac{\delta f(u_t, x_{t-1})}{\delta x_{t-1}} \quad \text{und} \quad H_t := \frac{\delta h(x_t)}{\delta x_t} \quad (6.1.3)$$

Genauso wie das *KF* ist das *EKF* sehr recheneffizient. Allerdings sollte bei der Benutzung berücksichtigt werden, dass der Fehler der Taylor-Approximation bei stark nicht-linearen

Systemen sehr groß werden kann und folglich einen negativen Einfluss auf das Ergebnis hat. Weiterführende Informationen zum *KF* und *EKF* finden sich beispielsweise in [58, 94, 98].

### 6.1.2. Partikel-Filter

Im Gegensatz zum *KF*, das von einer normalverteilten Dichtefunktion ausgeht, erlauben *Partikelfilter (PF)* die Approximation beliebiger Verteilungen mit Hilfe einer gewichteten Menge von  $N$  Partikeln:

$$p^+(x_t|z_t) \approx \xi_t^+ = \left\{ \left\langle x_t^{(i)}, w_t^{(i)} \right\rangle \mid i = 1, \dots, N \right\} \quad (6.1.4)$$

Jedes Partikel beinhaltet eine Hypothese  $x_t^{(i)}$  des aktuellen Systemzustandes und die Wahrscheinlichkeit dieser Hypothese in Form des Partikelgewichts  $w_t^{(i)}$ . Die Summe aller Partikelgewichte ist typischerweise 1.

Die Zustandsschätzung mit Hilfe eines *PF* erfolgt generell in drei Schritten, der Schätzung, der Korrektur und dem Resampling:

#### 1. Schätzung

Während der Schätzung werden die  $N$  Partikel in Abhängigkeit vom Bewegungsmodell  $f(x_t|\xi_{t-1}^+)$  verschoben. Die resultierende Partikelmenge  $\xi_t^-$  repräsentiert die A-Priori-Dichtefunktion.

$$p^-(x_t|z_{t-1}) \approx \xi_t^- \quad (6.1.5)$$

#### 2. Korrektur

Anschließend erfolgt eine Korrektur dieser Verteilung, indem jedes Partikel unter Berücksichtigung der aktuellen Messung neu gewichtet wird.

$$\tilde{w}_t^{(i)} = g(z_t|x_t^{(i)}) \cdot w_{t-1}^{(i)} \quad (6.1.6)$$

#### 3. Resampling

Zum Schluss wird aus der bestehenden eine neue Partikelmenge generiert, indem aus der alten Menge  $N$  Partikel (mit Zurücklegen) gezogen werden. Die Wahrscheinlichkeit, mit der ein Partikel gewählt wird, ist proportional zu seinem Gewicht. Folglich ist bei einem hohen Gewicht auch das mehrfache Ziehen eines Partikels möglich. Genauso kann es passieren, dass ein Partikel mit niedriger Wahrscheinlichkeit überhaupt nicht berücksichtigt wird. Das Gewicht der resultierenden Partikel wird schließlich auf  $w_t^{(i)} = 1/N$  gesetzt, sodass sich in der Summe wieder eine Wahrscheinlichkeit von 1 ergibt. Entsprechend wird die A-posteriori-Dichteverteilung

$$p^+(x_t|z_t) \approx \xi_t^+ = \left\{ \left\langle x_t^{(i)}, w_t^{(i)} \right\rangle \mid i = 1, \dots, N \right\} \text{ mit } w_t^{(i)} = \frac{1}{N} \forall i \in [1..N] \quad (6.1.7)$$

durch eine Partikelmenge mit Partikeln gleichen Gewichts repräsentiert, die an Stellen hoher Wahrscheinlichkeit gehäuft auftreten, wie Abbildung 6.1.1 verdeutlicht.

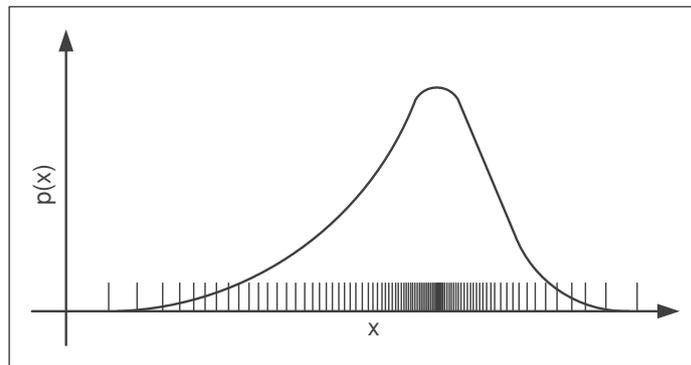


Abbildung 6.1.1.: Approximation einer Wahrscheinlichkeits-Dichtefunktion mit Hilfe eines Partikelfilters

Um eine möglichst gute Approximation des Systemzustands zu erreichen, ist eine entsprechend hohe Anzahl von Partikeln notwendig. Allerdings steigt die benötigte Rechenzeit des *PF* linear mit der Anzahl der Partikel, sodass zwischen Geschwindigkeit und Genauigkeit abgewogen werden muss. Generell sind *PF* allerdings viel rechenaufwändiger als *KF*, sodass im Falle linearer oder nahezu linearer Systeme das *EKF* immer dem *PF* vorzuziehen ist.

Weiterführende Informationen zu Partikelfiltern finden sich beispielsweise in [98, 99]. Weiterhin werden in [53] einige echtzeitfähige Implementierungen vorgestellt.

## 6.2. Multi-Objekt-Lokalisierung

So wie das *BF* das optimale Verfahren zur Lokalisierung eines einzelnen Objektes darstellt, entspräche eine zweckmäßig verallgemeinerte Variante der theoretisch besten Lösung für die Lokalisierung mehrerer Objekte. Allerdings ist das *BF* – abgesehen vom Spezialfall des *KF* – bereits im Fall eines Objekts sehr rechenintensiv, sodass eine Multi-Objekt-Realisierung sinnvolle Approximationen erfordert, um die Berechenbarkeit des Filters zu ermöglichen. Ein weiterer Grund für die erhöhte Schwierigkeit der Multi-Objekt-Lokalisierung besteht darin, dass die Anzahl der Objekte und damit die Dimension des Problems variieren kann, da neue Objekte hinzukommen oder die überwachte Region verlassen können. Gleiches gilt für die Anzahl der Messungen, da nicht jedes Objekt grundsätzlich immer von allen Sensoren erfasst wird [57, 71].

Hinzu kommt, dass die Messungen in vielen Anwendungen nicht eindeutig einem Objekt zugewiesen werden können und folglich ein Daten-Assoziationsproblem besteht. Ansätze wie das *Multi-Hypothesis-Tracking (MHT)* [98, S. 218] oder das *Joint-Probability-Data-Association-Filter (JPDAF)* lösen dieses Problem durch eine implizite Schätzung dieser Beziehungen [8, 102]. *MHT* ist allerdings sehr rechenaufwändig, da pro Objekt mehrere Track-Hypothesen verfolgt werden, deren Zahl exponentiell steigt. Beim *JPDAF* hingegen muss die Anzahl der Objekte bekannt und noch dazu konstant sein.

Die sogenannte *Finite-Set-Statistics (FISST)* (Statistik auf endlichen Mengen), auf die in Abschnitt 6.2.1 näher eingegangen wird, bietet hingegen eine mathematisch elegante Möglichkeit der Beschreibung einer unbekannt und zeitlich veränderlichen Anzahl von Objekten mit Hilfe so genannter *Random-Finite-Sets (RFS)* und erlaubt so eine Formulierung des *BF* für den Fall der Multi-Objekt-Filterung, die die Ermittlung der Daten-Assoziationen unnötig macht und außerdem bei der Messung auftretende Probleme wie Falschmessungen berücksichtigt, deren Ursache im Sensorrauschen und nicht in einem real existierenden Objekt liegt [58, 60, 71, 92, 104].

Damit scheint die *FISST* für die angestrebte Form der Infrarot-Lokalisierung die ideale Lösung zu sein, da hierbei sowohl die Anzahl der Objekte unbekannt als auch eine eindeutige Zuordnung zwischen Messungen und Strahlungsquellen nicht möglich ist (vgl. 4.3). Allerdings ist auch das auf *RFS* basierende *BF* sehr rechenintensiv und deshalb im Allgemeinen in praktischen Anwendungen nicht nutzbar. Mit dem so genannten *PHD<sup>2</sup>-Filter* wurde von Mahler [56] jedoch eine Approximation des *RFS-BFs* beschrieben, die ähnlich wie das Kalman-Filter nur das erste Moment der A-posteriori-Dichteverteilung propagiert. Dadurch ist das PHD-Filter weitaus weniger rechenaufwändig als das *BF* selbst und bietet sich zur Realisierung der Infrarot-Lokalisierung an.

Im weiteren Verlauf werden deshalb die wichtigsten Grundlagen der *FISST* und des PHD-Filters umrissen und darauf aufbauend eine konkrete Implementierung für das Problem der passiven Infrarot-Lokalisierung beschrieben. Einige spezielle, die *FISST* betreffende englische Fachbegriffe werden dabei der Einfachheit halber nicht übersetzt, sondern in ihrer ursprünglichen Form beibehalten.

### 6.2.1. Finite-Set-Statistics

Die der *Finite-Set-Statistics (FISST)* zugrundeliegende Idee besteht darin, ein Lokalisierungsproblem mit mehreren Sensoren und Quellen in ein äquivalentes Problem mit nur einem Sensor und einer Quelle umzuwandeln, indem alle Sensoren in einem "Meta-Sensor" und alle Objekte in einem "Meta-Objekt" zusammengefasst werden [57].

Die Bündelung der Sensor- und Objektdaten erfolgt basierend auf *Random-Finite-Sets (RFS)*. Das sind Zufallsvariablen, die endliche Mengen variabler Länge darstellen. Ein solches *RFS*  $\Psi = \mathbf{X}$  ist eine Instanz des Hyperraums  $\mathfrak{D}$  aller endlichen Untermengen  $\mathbf{X}$  (die leere Menge ist eingeschlossen) des zugrunde liegenden Raumes  $\mathfrak{D}_0$ , der im Rahmen dieser Arbeit einem euklidischen Vektorraum entspricht, d. h.  $\mathfrak{D}_0 = \mathfrak{R}^n$  [58]. Vereinfacht ausgedrückt besteht ein solches *RFS* aus einer endlichen Menge von Vektoren, die beispielsweise den Stati der zu lokalisierenden Objekte entsprechen.

Das statistische Verhalten eines *RFS*  $\Psi$  auf einer Region  $S$  wird mit Hilfe einer *Belief-Mass-Function*  $\beta_\Psi$  beschrieben

$$\beta_\Psi(S) = Pr(\Psi \subseteq S), \tag{6.2.1}$$

---

<sup>2</sup>Probability-Hypothesis-Density

genauso wie die Wahrscheinlichkeitsfunktion  $p_J(S) = Pr(J \in S)$  das Verhalten einer Vektor-Zufallsvariablen  $J$  definiert. Die *Belief-Mass* wiederum entspricht der Gesamtwahrscheinlichkeit, dass alle Elemente des *RFS* in der Region  $S$  liegen [61].

Weiterhin sind auch für *RFSs* die mathematischen Operationen der Ableitung und des Integrals definiert, die als *Set-Derivative* und *Set-Integral* bezeichnet werden. Sie stellen die mathematische Verknüpfung zwischen der *Belief-Mass-Funktion* und der Multi-Objekt-Dichteverteilung  $f_\Psi(X)$  her:

$$\beta_\Psi(S) = \int_S f_\Psi(X) \delta X \quad \text{und} \quad f_\Psi(X) = \frac{\delta \beta_\Psi}{\delta X}(\emptyset). \quad (6.2.2)$$

So können die *Likelihood-Funktionen* und *Markov-Dichteverteilungen* für den Fall mehrerer Objekte und Sensoren mit Hilfe der *Set-Derivative* hergeleitet werden. Die *Likelihood-Funktion*  $f(Z|X)$  entspricht beispielsweise der Ableitung der *Belief-Mass-Funktion* des entsprechenden Sensors:

$$f(Z|X) = \frac{\delta \beta}{\delta Z}(\emptyset|X), \quad (6.2.3)$$

mit  $Z$  und  $X$  als konkrete Instanzen der *RFSs* der Messungen bzw. Objektzustände.

Für weiterführende Informationen zur *FISST* sei an dieser Stelle auf [29, 58] verwiesen.

### 6.2.2. Multi-Objekt-Filterung basierend auf Random-Finite-Sets

Eine Einführung in die Einzel-Objekt-Filterung wurde bereits in Abschnitt 6.1 gegeben. An dieser Stelle erfolgt nun die Darstellung der Erweiterung dieses Ansatzes für mehrere Objekte und Sensoren basierend auf *RFSs*, wie er von Mahler unter anderem in [56] beschrieben wurde. Die dazu gewählte Notation orientiert sich überwiegend an Publikationen von Vo u. a. [19, 103].

Die Herausforderungen, die sich bei der Lokalisierung mehrerer Quellen ergeben, sind aus mehreren Gründen deutlich komplexer als bei nur einem Objekt. So ist ihre Anzahl  $M_t$ , wie auch in dem hier betrachteten Fall, zum Zeitpunkt  $t$  oftmals nicht bekannt und kann aufgrund von hinzukommenden oder verschwindenden Objekten variieren. Gleiches gilt aufgrund von Falschmessungen oder nicht detektierten Zielen für die Anzahl der Messungen  $N_t$ . Aber selbst wenn die Messungen im Hinblick auf Fehlmessungen und nicht erfolgter Detektion fehlerfrei wären, bestünde im Gegensatz zur Einzel-Objekt-Lokalisierung immer noch das Problem, dass im Fall nicht identifizierender Sensoren eine eindeutige Zuordnung zwischen Ursache und Messungen nicht möglich wäre.

Aufgrund der endlichen, aber variierenden Anzahl von Objekten und Messungen ist deren Beschreibung in Form von *RFSs* zweckmäßig. So können die Objektzustände  $x_t^{(1)}, \dots, x_t^{(M_t)} \in \mathcal{X}$  zum Zeitpunkt  $t$  und ebenso die Messungen  $z_t^{(1)}, \dots, z_t^{(N_t)} \in \mathcal{Z}$  in der Form

$$X_t = \{x_t^{(1)}, \dots, x_t^{(M_t)}\} \in \mathcal{F}(\mathcal{X}) \quad \text{bzw.} \quad (6.2.4)$$

$$Z_t = \{z_t^{(1)}, \dots, z_t^{(N_t)}\} \in \mathcal{F}(\mathcal{Z}) \quad (6.2.5)$$

dargestellt werden. Dabei beschreiben  $\mathcal{F}(\mathcal{X})$  und  $\mathcal{F}(\mathcal{Z})$  die Sammlung aller möglichen endlichen Mengen von  $\mathcal{X}$  bzw.  $\mathcal{Z}$  und entsprechen den jeweiligen Zustandsräumen, auf denen die Multi-Objekt-Filterung angelegt ist.

In Bezug auf die Veränderung der Objektzustände über die Zeit definiert die Überlebenswahrscheinlichkeit  $p_{S,t}(x_{t-1})$ , wie wahrscheinlich es ist, dass ein Objekt  $x_t$ , welches sich zum Zeitpunkt  $(t-1)$  im Überwachungsbereich aufgehalten hat, auch zum Zeitpunkt  $t$  noch dort ist. Entsprechend beträgt die Wahrscheinlichkeit, dass es den Bereich verlassen hat  $1 - p_{S,t}(x_{t-1})$ . Weiterhin betritt ein neues Objekt mit der (Geburts-)Wahrscheinlichkeit  $p_B(x_t)$  die Szene und mit einer (Duplizierungs-)Wahrscheinlichkeit  $p_{R,t}(x_{t-1})$  vermehren sich Objekte<sup>3</sup>.

Der Gesamtzustand  $X_t$  zum Zeitpunkt  $t$  ergibt sich folglich aus der Vereinigungsmenge der *RFSs* der Zustände der gebliebenen ( $S_t$ ), hinzugekommenen ( $B_t$ ) und der aus Objekten hervorgegangen Objekte ( $R_t$ ):

$$X_t = \left[ \bigcup_{x_{t-1} \in X_{t-1}} S_t(x_{t-1}) \right] \cup \left[ \bigcup_{x_{t-1} \in X_{t-1}} R_t(x_{t-1}) \right] \cup B_t. \quad (6.2.6)$$

Für  $S_t(x_{t-1})$  gilt, dass es im Fall des Überlebens von Objekt  $x_{t-1}$  gleich  $x_t$  ist und sonst  $\emptyset$  entspricht.

Im Hinblick auf die Messungen wiederum ist zu beachten, dass ein Objekt  $x_t \in X_t$  mit einer Wahrscheinlichkeit  $p_{D,t}(x_t)$  detektiert (Detektionswahrscheinlichkeit) und folglich mit einer Wahrscheinlichkeit von  $1 - p_{D,t}(x_t)$  nicht erfasst wird und außerdem Falschmessungen auftreten können. Daraus resultiert ein *RFS*  $Z_t$  der Messungen von:

$$Z_t = C_t \cup \left[ \bigcup_{x_t \in X_t} \Theta_t(x_t) \right] \quad (6.2.7)$$

in dem  $C_t$  dem *RFS* der Falschmessung und  $\Theta_t(x)$  dem *RFS* einer durch ein Objekt hervorgerufenen Messung entspricht. Im Übrigen gilt in Formel 6.2.6 als auch in Formel 6.2.7, dass die einzelnen, die Vereinigung bildenden *RFSs* voneinander unabhängig sind.

Ist nun ähnlich wie im Fall eines zu lokalisierenden Objekts die Übergangsdichtefunktion der Objekte durch  $f(X_t|X_{t-1})$  und die Likelihood-Funktion der Messungen durch  $g(Z_t|X_t)$  gegeben und bezeichnet  $p^+(X_{t-1}|Z_{t-1})$  die A-posteriori-Dichtefunktion der Zustände des vorangegangenen Zeitschritts, dann ergibt sich die Multi-Objekt-Rekursion des *BFs* zu<sup>4</sup>:

### 1. Schätzung

$$p^-(X_t|Z_{t-1}) = \int f(X_t|X_{t-1}) \cdot p^+(X_{t-1}|Z_{t-1}) \cdot \mu_s(dX_{t-1}), \quad (6.2.8)$$

---

<sup>3</sup>Beispielsweise von einem Flugzeug abgeschossene Raketen

<sup>4</sup>An dieser Stelle wird angenommen, dass die Zustände vollständig sind, was jedoch keine notwendige Voraussetzung ist.

## 2. Korrektur

$$p^+(X_t|Z_t) = \frac{g(Z_t|X_t) \cdot p^-(X_t|Z_{t-1})}{\int g(Z_t|X_t) \cdot p^-(X_t|Z_{t-1}) \cdot \mu_s(dX_t)}. \quad (6.2.9)$$

Dabei beschreibt  $\mu_s$  ein geeignetes Maß für  $\mathcal{F}(\mathcal{X})$  (vgl. [104]).

Auch wenn mittlerweile einige SMC<sup>5</sup>-Implementierungen für dieses Filter beschrieben wurden [93, 104], so ändert das nichts an der Tatsache, dass die zur Berechnung notwendigen Integrationen auf dem Zustandsraum  $\mathcal{F}(\mathcal{X})$  für den praktischen Einsatz zu rechenaufwändig sind [104]. Das gilt insbesondere für den Fall der Inhaus-Lokalisierung, in der relativ hohe Updateraten über 10 Hz benötigt werden, um die angestrebte Genauigkeit zu erreichen. Deswegen erscheint das weniger aufwändige PHD-Filter als die geeignetere Lösung und wird deshalb folgend genauer betrachtet.

### 6.2.3. Das PHD-Filter

So wie das *KF* einer mathematisch effizienten Lösung für Lokalisierungsprobleme mit unimodaler, gaußförmiger Verteilung entspricht, stellt das von Mahler [56] vorgestellte *PHD-Filter* einen vergleichbaren Ansatz für den Fall mehrerer Objekte und Sensoren dar, der das durch die Rekursion in Formel 6.2.8 und 6.2.9 beschriebene *BF* approximiert, indem nur das erste Moment bzw. ein Intensitätsmaß der A-posteriori-Dichteverteilung propagiert wird.

Dieses Intensitätsmaß  $V_\Psi$  eines *RFS*  $\Psi$  in einer Region  $S$  auf dem  $\mathfrak{R}^n$  ist folgendermaßen definiert [58]:

$$V_\Psi(S) \triangleq E[|\Psi \cap S|] = \int_S D_\Psi(x) dx \quad (6.2.10)$$

$D_\Psi$  wiederum ist die Dichtefunktion von  $\Psi$  bzw.  $f_\Psi$ , die auch *Probability-Hypothesis-Density (PHD)* oder Intensität genannt wird und ist gegeben durch:

$$D_\Psi \triangleq E[\delta_\Psi(x)] = \int \delta_X(x) \cdot f_\Psi(X) \delta X. \quad (6.2.11)$$

Dabei gilt, dass

$$\delta_X(x) \triangleq \sum_{w \in X} \delta_w(x), \quad (6.2.12)$$

wobei  $\delta_w(x)$  die bei  $w$  konzentrierte Dirac-Delta-Dichtefunktion darstellt.

Der Wert von  $V_\Psi(S)$  schließlich entspricht der erwarteten Anzahl der Elemente von  $\Psi$ , deren Positionen durch die Spitzen von  $D_\Psi$  gegeben sind.

---

<sup>5</sup>Sequential-Monte-Carlo

Bei der Verwendung der *PHD* ist es üblich, die *RFSs* der Falschmessungen und der neuen und der aus anderen Objekten entstandenen Objekte als *Poisson-RFSs* zu modellieren. Deren besondere Eigenschaft ist es, dass sie eindeutig durch ihre Intensitäten definiert sind<sup>6</sup>.

Mit den beschriebenen Grundlagen und unter der gemachten Annahme, dass die *RFSs* der hinzukommenden Objekte und der Falschmessungen der Poisson-Eigenschaft genügen, ergibt sich für das PHD-Filter folgende Rekursion:

### 1. Schätzung

$$\begin{aligned} D^-(x_t|Z_{t-1}) &= \int p_{S,t}(x_{t-1}) \cdot f(x_t|x_{t-1}) \cdot D^+(x_{t-1}|Z_{t-1}) dx_{t-1} \\ &+ \int \rho(x_t|x_{t-1}) \cdot D^+(x_{t-1}|Z_{t-1}) dx_{t-1} \\ &+ \beta(x_t) \end{aligned} \quad (6.2.13)$$

Der erste Term dieser Gleichung beschreibt den Anteil der verbliebenen Objekte, der zweite den Anteil der aus anderen Objekten hervorgegangenen Objekte und der letzte Term schließlich den Anteil der neu hinzugekommenen Objekte der *PHD*. Dabei entsprechen  $\beta$  und  $\rho$  den Intensitäten der *RFSs* der hinzugekommenen und aus Objekten hervorgegangenen Objekte.

### 2. Korrektur (ein Sensor)

$$\begin{aligned} D^+(x_t|Z_t) &= [1 - p_{D,t}(x_t)] \cdot D^-(x_t|Z_{t-1}) \\ &+ \sum_{z_t \in Z_t} \frac{p_{D,t}(x_t) \cdot g_t(z_t|x_t) \cdot D^-(x_t|Z_{t-1})}{\kappa(z_t) + \int p_{D,t}(x_t) \cdot g_t(z_t|x_t) \cdot D^-(x_t|Z_{t-1}) \cdot dx_t} \end{aligned} \quad (6.2.14)$$

In dieser Gleichung wiederum beschreibt der erste Term den Anteil der nicht detektierten und die Summe folglich den Anteil der detektierten Objekte. Der Term im Nenner ergibt sich schließlich aus der Intensitätsfunktion  $\kappa$  der Falschmessungen und dem Integral des Nenners über die gesamte betrachtete Region und dient der Normierung.

Die Korrekturgleichung gilt allerdings nur im Falle eines Sensors. Bei mehreren Sensoren hingegen besteht das Vorgehen typischerweise darin, die Sensoren sequentiell abzuarbeiten und dazu beim aktuellen Sensor die mit dem vorherigen Sensor ermittelte *PHD* an Stelle von  $D^-(x_t|Z_{t-1})$  zu nutzen. Dabei ist zu beachten, dass die Reihenfolge der Bearbeitung Auswirkungen auf das Ergebnis hat, die jedoch in der Praxis vernachlässigbar sind [58].

## 6.2.4. SMC-PHD-Filter für die passive Infrarot-Lokalisierung

Mit der vorgestellten PHD-Rekursion ist es nun möglich, ein entsprechendes Filter für die passive Infrarotlokalisierung zu realisieren. Entsprechende Umsetzungen mit Hilfe einer SMC-

---

<sup>6</sup>Die Poisson-Eigenschaft eines *RFS*  $\Psi$  ist dann gegeben, wenn die Verteilung der Mächtigkeit von  $\Psi$  ebenso einer Poisson-Verteilung mit dem Mittelwert  $\tilde{N}$  entspricht und für jede endliche Menge die Elemente  $x$  von  $X$  unabhängig und im Hinblick auf die Dichtefunktion  $D/\tilde{N}$  identisch verteilt sind [104].

Implementierung [19, 60, 92, 100] aber auch eine geschlossene Lösung durch die Nutzung einer Kombination von Gauss-Verteilungen [15, 103] wurden bereits vorgestellt.

Im Rahmen dieser Arbeit wird aufgrund der besseren Modellierbarkeit der Nicht-Linearitäten der im Folgenden vorgestellten Bewegungs- und Sensormodelle ein PHD-Partikel-Filter genutzt, das im Anschluss an die Modellbeschreibung genauer betrachtet wird.

#### 6.2.4.1. Systemmodellierung

Zur Umsetzung des Filters ist – unabhängig von der eigentlichen Implementierung – die Beschreibung des Zustandsübergangs bzw. des Bewegungsverhaltens eines Menschen und die Likelihood des Sensormodells notwendig. Weiterhin müssen verschiedene Parameter wie die Geburts-, Detektions- und Duplizierungswahrscheinlichkeit spezifiziert werden.

**Bewegungsmodell** Im Gegensatz zu Robotern, bei denen generell auf Steuerinformationen zurückgegriffen werden kann, die den Zustandsübergang in Verbindung mit der genutzten Antriebsart zumindest annähernd beschreiben, sind solche Informationen bei der Lokalisierung von Menschen nicht verfügbar.

Deswegen erfolgt eine Schätzung der Geschwindigkeit jedes Objekts basierend auf der letzten ermittelten Bewegung, indem die zurückgelegte Strecke  $\vec{s} = \vec{d}_{t-1} - \vec{d}_{t-2}$  durch die dazu benötigte Zeit  $\Delta t$  geteilt wird.

$$v_{x,t} = \frac{d_{x,t-1} - d_{x,t-2}}{\Delta t} \quad \text{und} \quad v_{y,t} = \frac{d_{y,t-1} - d_{y,t-2}}{\Delta t} \quad (6.2.15)$$

Die resultierende Geschwindigkeit  $\vec{v}_t$  ist aber natürlich nur ein Richtwert. Dem wird Rechnung getragen, indem eine komponentenweise Überlagerung mit additivem, weißen Rauschen angenommen wird, sodass sich folgendes Bewegungsmodell ergibt:

$$\begin{pmatrix} x_t \\ y_t \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{t-1} \\ y_{t-1} \end{pmatrix} + \left[ \begin{pmatrix} v_{x,t} \\ v_{y,t} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathcal{N}(0, a^2 \cdot \Delta t^2) \\ \mathcal{N}(0, a^2 \cdot \Delta t^2) \end{pmatrix} \right] \cdot \Delta t, \quad (6.2.16)$$

wobei die Standardabweichung des Geschwindigkeitsrauschens durch die Beschleunigung  $a$  beschrieben wird, um durch die Multiplikation mit  $\Delta t$  eine Abhängigkeit vom Zeitintervall ausdrücken zu können. Um außerdem abrupten Geschwindigkeits- oder Richtungsänderungen gerecht zu werden, geht man mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit von beispielsweise von 0,5 davon aus, dass die geschätzte Geschwindigkeit  $\vec{v}_t$  null ist, sodass eine Modellierung der Bewegung nur noch über das Rauschen erfolgt.

Weiterhin erfährt die Geschwindigkeit eine Begrenzung auf 3 m/s, da in häuslichen Umgebungen eher selten mit Geschwindigkeiten von über 10 km/h zu rechnen ist. Ein solches Limit besteht mit  $1 \text{ m/s}^2$  außerdem für die maximale Beschleunigung.

**Sensormodell** Schon in Abschnitt 4.2 wurde erwähnt, dass der verwendete Sensor einen typischen Messfehler von  $1,5^\circ$  aufweist. Da dieser Messfehler hauptsächlich durch thermisches

Rauschen hervorgerufen wird, ist die Modellierung durch additives, Gaußsches Rauschen mit einer Standardabweichung  $\sigma$  von  $1,5^\circ$  zweckmäßig. Damit ergibt sich folgendes Sensormodell

$$z = \left[ \arctan \left( \frac{y - m_{S,y}}{x - m_{S,x}} \right) - \theta_S \right] + \mathcal{N}(0, \sigma^2), \quad (6.2.17)$$

bei dem die Position des Menschen durch  $(x, y)$  und die des Sensors durch  $m_S$  gegeben ist. Die Sensororientierung wiederum entspricht  $\theta_S$ .

Weiterhin müssen die Modellierung der Falschmessungen und die Detektionswahrscheinlichkeit im Zusammenhang mit dem Sensormodell berücksichtigt werden.

**Falschmessungen** Gewöhnlich wird angenommen, dass Falschmessungen – also Messungen, die nicht von einem Objekt herrühren, sondern durch das Sensorrauschen verursacht werden – gleichverteilt und von den korrekten Messungen unabhängig sind, sowie einem multidimensionalen Poisson-Prozess mit dem Erwartungswert  $\lambda$  entsprechen [58]. Basierend darauf kann die Intensitätsfunktion  $\kappa(z_t)$  aus Formel 6.2.14 des *RFS* der Fehlmessungen  $C_t$  unter Nutzung dieses Erwartungswertes folgendermaßen beschrieben werden.

$$\kappa(z_t) = \lambda \cdot c(z_t). \quad (6.2.18)$$

Hierbei entspricht  $c(z_t)$  der Verteilung der Fehlmessungen im Erfassungsbereich [59, S. 405], sodass bei der Annahme einer Gleichverteilung und einem sensorabhängigen Erfassungsbereich von  $48^\circ$  gilt:

$$\kappa(z_t) = \lambda \cdot \frac{180^\circ}{48^\circ \cdot \pi} = \frac{\lambda}{0,838} \quad (6.2.19)$$

Um Falschmessungen jedoch von vorne herein zu minimieren, ist es sinnvoll, weniger zuverlässige Messungen erst gar nicht zu berücksichtigen. Zur Gütebeurteilung bietet sich dazu der in Abschnitt 4.2 erwähnte Score an, anhand dessen sich die Messwertgüte abschätzen lässt (vgl. auch Abschnitt 7.2.3). So werden schließlich Messungen mit einem Score kleiner einer festgelegten Schwelle vernachlässigt und Fehlmessungen damit nahezu vermieden, weshalb sie im weiteren Verlauf nicht berücksichtigt werden müssen.

**Detektionswahrscheinlichkeit** Die Detektionswahrscheinlichkeit  $p_{D,t}$  wird durch zwei Faktoren beeinflusst. So führt einerseits die begrenzte Reichweite der Sensoren dazu, dass weit entfernte Personen manchmal nicht erkannt werden können. Außerdem können – in Bezug auf die Blickrichtung – nah beieinander stehende Menschen nicht differenziert werden. Der Abhängigkeit von der Raumgröße kann in diesem Zusammenhang Rechnung getragen werden, indem  $p_{D,t}$  einerseits raumspezifisch und andererseits zur Laufzeit für jeden Sensor dynamisch angepasst wird, worauf im Rahmen der Filterrealisierung näher eingegangen wird.

**Modellierung hinzukommender und sich vermehrender Objekte** Weitere Parameter des Filters sind die Geburts- und Sterbewahrscheinlichkeit sowie die Wahrscheinlichkeit der Objektduplizierung. Letztere kann beim Menschen – abgesehen natürlich von einer Geburt selbst – grundsätzlich nicht auftreten. Allerdings wird durch die begrenzte räumliche Auflösung der Sensoren und die daraus resultierende Nicht-Differenzierbarkeit nah beieinander stehender Personen ein ähnlicher Effekt hervorgerufen, wenn sich die Personen wieder voneinander entfernen. Dieser Effekt wird allerdings durch das folgend beschriebene Geburtsmodell ausreichend genau modelliert, sodass die Objektduplizierung vernachlässigt werden kann.

Die Geburts- und Sterbewahrscheinlichkeiten lassen sich nur empirisch ermitteln. Es ist aber davon auszugehen, dass sich Personen typischerweise längere Zeit in einem Raum aufhalten, bevor sie ihn wieder verlassen. Deshalb werden Werte von  $p_{S,t} = 0,95$  und  $p_{B,t} = 0,05$  angenommen bzw. geschätzt.

Im Hinblick auf das Hinzukommen neuer Objekte ist ein Geburtsmodell notwendig, das beschreibt, an welcher Stelle Objekte in die Szene treten bzw. neu entstehen können. Neben der Möglichkeit, spezielle Zonen zu definieren (Eingänge), in denen ein Eintritt in den Überwachungsbereich möglich ist, besteht eine weitere Option darin, die Objektgenerierung anhand der aktuellen Messungen durchzuführen. Da die genutzten Infrarotsensoren in vertikaler Richtung ein sehr beschränktes Blickfeld aufweisen und folglich ein Verlassen des Blickfeldes beispielsweise durch Bücken oder auf den Boden legen möglich ist, ist in diesem Fall die zweite Variante die geeignetere.

Dazu werden alle im Raum liegenden Schnittpunkte  $P_i$  der Winkelmessungen (vgl. Abbildung 4.3.5) mit Hilfe von Triangulation berechnet und anschließend  $L$  Partikel zufällig mit Hilfe einer Gaußschen Verteilung um diese Punkte herum erzeugt. Die Partikelgewichte entsprechen dabei der Geburtswahrscheinlichkeit  $p_{B,t}$  geteilt durch die Anzahl  $L$  der neu generierten Partikel und die Standardabweichung der Verteilung der Lokalisierungsgenauigkeit des Systems.

#### 6.2.4.2. Filterrealisierung

Basierend auf den beschriebenen Bewegungs- und Sensormodellen sowie den Filterparametern erfolgt nun die Umsetzung einer SMC-Implementierung des PHD-Filter entsprechend der in 6.1.2 dargestellten Rekursion. Allerdings wurde dort die Initialisierung des Filters nicht beschrieben, da sie nur einmal zu Anfang durchgeführt werden muss, indem die Partikel entsprechend einer initialen Verteilung platziert werden. Da allerdings zu Beginn keine Messung gegeben ist und auch über die Objektgeschwindigkeit nichts bekannt ist, erfolgt eine Gleichverteilung der  $N$  Partikel im Raum. Außerdem wird ein Objekt im Raum vermutet, sodass die Partikel ein Gewicht von  $1/N$  aufweisen. Basierend auf dieser initialen Partikelmenge erfolgt schließlich die rekursive Filterung.

##### 1. Schätzung

Die Schätzung gliedert sich in zwei Schritte, die Verschiebung der  $N$  Partikel in Abhängigkeit vom Bewegungsmodell  $f(x_t|x_{t-1})$  inklusive der Neugewichtung durch Berücksichtigung der Überlebenswahrscheinlichkeit  $p_{S,t}(x_{t-1})$  und die Generierung  $L$  neuer

Partikel gemäß des Geburtsmodells. Unter der Annahme, dass letzteres durch die Verteilung  $q(\cdot|Z_t)$  beschrieben wird und keine Objektduplizierung auftritt, lässt sich die Partikelmenge  $\xi_t^-$  zur Approximation der *A-priori-PHD*  $D^-(x_t|Z_{t-1})$  folgendermaßen darstellen:

$$\xi_t^- = \left\{ \left\langle \bar{x}_t^{(i)}, \bar{w}_t^{(i)} \right\rangle \mid i = 1, \dots, N + L \right\}$$

mit den Partikelpositionen

$$\bar{x}_t^{(i)} \sim \begin{cases} f(\cdot|x_{t-1}^{(i)}) & \text{mit } i = 1, \dots, N \\ q(\cdot|Z_t) & \text{mit } i = N + 1, \dots, N + L \end{cases}$$

und den Partikelgewichten

$$\bar{w}_t^{(i)} = \begin{cases} p_{S,t}(x_{t-1}^{(i)}) \cdot w_{t-1}^{(i)} & \text{mit } i = 1, \dots, N \\ \frac{p_{B,t}}{L} & \text{mit } i = N + 1, \dots, N + L \end{cases}$$

$L$  entspricht hierbei dem Produkt aus Partikeln pro Schnittpunkt und der Anzahl der Schnittpunkte. Weiterhin wird davon ausgegangen, dass pro Zeitpunkt nur ein zusätzliches Objekt hinzukommen kann.

## 2. Korrektur

Durch die Korrektur erfolgt eine Neuberechnung aller Gewichte von  $\xi_t^-$  unter Verwendung einer auf das *PF* angepassten Version von Formel 6.2.14, die das Vorkommen mehrerer Sensoren berücksichtigt. Dazu wird die folgende Berechnung iterativ über alle  $R$  Sensoren durchgeführt, wobei  $\bar{w}_t^{(i)}$ , abgesehen von der ersten Iteration, dem in der vorherigen Iteration berechneten Gewicht des jeweiligen Partikels entspricht [101]:

$$\tilde{w}_t^{(i)} = \left[ (1 - p_{D,t}^{[r]}) + \sum_{z_t \in Z_t^{[r]}} \frac{p_{D,t}^{[r]} \cdot g^{[r]}(z_t|\bar{x}_t^{(i)})}{\kappa^{[r]}(z_t) + p_{D,t}^{[r]} \cdot G^{[r]}(z_t)} \right] \cdot \bar{w}_t^{(i)} \quad (6.2.20)$$

mit

$$G^{[r]}(z_t) = \sum_{i=1}^{N+L} g^{[r]}(z_t|\bar{x}_t^{(i)}) \cdot \bar{w}_t^{(i)} \quad (6.2.21)$$

für alle  $r = 1, \dots, R$ .

Dabei wird berücksichtigt (vgl. Formel 6.2.20 und 6.2.21), dass das Sensormodell in Form der Likelihood-Funktion  $g^{[r]}(z_t|\bar{x}_t^{(i)})$  und der Detektionswahrscheinlichkeit  $p_{D,t}^{[r]}$  für jeden Sensor unterschiedlich sein kann.

## 3. Resampling

Das darauf folgende Resampling dient der Anpassung der Partikelverteilung auf die aus der Korrektur resultierende A-posteriori-Dichteverteilung. Da aber die Summe der Gewichte  $w_t^{(i)}$  der neuen Partikelmenge  $\xi_t^+$  der geschätzten Anzahl der Objekte  $M_t$  entsprechen soll, ist diese Anzahl zuerst mit Hilfe von  $\tilde{\xi}_t$  gemäß Formel 6.2.22 zu berechnen.

Das Ergebnis wird schließlich auf eine Ganzzahl gerundet.

$$M_t = \text{Round} \left( \sum_{i=1}^{N+L} \tilde{w}_t^{(i)} \right), \quad (6.2.22)$$

Ändert sich  $M_t$  im Vergleich zu  $M_{t-1}$ , so wird beim Resampling auch die Anzahl der Partikel angepasst, da pro Objekt typischerweise eine bestimmte Menge von Partikeln verwendet wird. Die Gewichte der Partikel ergeben sich demnach zu  $\frac{M_t}{N^+}$ , wobei  $N^+$  der neuen Partikelanzahl entspricht. Für das Resampling selbst existieren verschiedene effiziente Strategien. Verwendet wird das von Thrun u. a. vorgeschlagene *Low-Variance-Resampling* [98].

Erwähnt sei an dieser Stelle noch, dass die geschätzte Anzahl im Falle nicht detektierter Objekte zu einer hohen Varianz neigt. Deshalb wird, anstatt nur auf die aktuelle Schätzung zu vertrauen, ein Mittelwert über die letzten  $s$  Werte genutzt. Dadurch wird eine weitaus stabilere und zuverlässigere Schätzung erreicht. Die dadurch verursachte Verzögerung der Erkennung einer geänderten Objektanzahl hingegen ist aufgrund der hohen Updaterate vernachlässigbar.

### 6.2.4.3. Bestimmung der sensorabhängigen Detektionswahrscheinlichkeit

Bei der Beschreibung des Korrekturschritts des PHD-Filters wurde angedeutet, dass es möglich ist, unterschiedliche Detektionswahrscheinlichkeiten für die einzelnen Sensoren zu verwenden. Im Fall der genutzten Sensoren ist das sogar sinnvoll, da die Anzahl der detektierten Objekte aufgrund der Sensorreichweite und der mangelnden Differenzierbarkeit im Sichtbereich nah beieinander liegender Objekte von Sensor zu Sensor stark schwanken kann und von der Position der Objekte abhängt.

Zur Bestimmung der sensorspezifischen Detektionswahrscheinlichkeit  $p_{D,t}^{[r]}$  wird vor der eigentlichen Filterung eine Schätzung der Objektanzahl  $M_t^D$  durchgeführt, indem unter Berücksichtigung der durch die Raumgröße bedingten Detektionswahrscheinlichkeit  $p_{D,t}^{gen}$  über die Anzahl der gültigen Messungen aller  $N_{DS}$  Doppelsensoren gemittelt wird:

$$M_t^D = \frac{p_{D,t}^{gen}}{N_{DS}} \cdot \sum_{i=1}^{2 \cdot N_{DS}} NoM_{S,i} \quad (6.2.23)$$

Hierbei entspricht  $NoM_{S,i}$  der Anzahl der Messungen des  $i$ -ten Sensors. Die Detektionswahrscheinlichkeit eines Sensors berechnet sich schließlich, indem die Anzahl der Messungen des jeweiligen Doppelsensors mit der geschätzten Objektanzahl  $M_t^D$  in Relation gesetzt wird:

$$p_{D,t}^{[r]} = \frac{NoM_{DS,r}}{M_t^D} \quad \text{mit } r = 1, \dots, N_{DS} \quad (6.2.24)$$

Durch die Nutzung dieser sensorspezifischen Detektionswahrscheinlichkeiten wird letztlich eine bessere Schätzung der Anzahl der Objekte und damit auch eine genauere Lokalisierung ermöglicht.

#### 6.2.4.4. Zustandsermittlung aus der Partikelmenge

Zur Ermittlung der Objektpositionen aus der Partikelmenge ist nach der Filterrekursion noch ein Clustern der Partikel notwendig, um die  $M_t$  Häufungspunkte der Verteilung zu ermitteln, d. h. die Stellen in deren Umgebung sich die meisten Partikel befinden und die mit hoher Wahrscheinlichkeit den wirklichen Objektpositionen entsprechen. Dazu gibt es verschiedene Verfahren, wie den *Expectation-Maximum-Algorithmus* oder das *K-Means-Clustering*. Ein Vergleich beider Verfahren im Hinblick auf die Nutzung mit dem PHD-Filter wurde von Clark und Bell angestellt [16]. Dabei zeigte sich, dass das *K-Means-Clustering* bezüglich Rechenzeit und Genauigkeit die geeignetere Variante ist.

Ausgehend von einer Partikelmenge und einer vorgegebenen Anzahl von Clusterzentren werden beim *K-Means-Clustering* neue Clusterzentren durch Zuordnung der Partikel zum jeweils nahegelegensten Zentrum und der anschließenden Mittelung über alle zugeordneten Partikelpositionen eines Clusters berechnet. Dieser Vorgang wird so lange wiederholt, bis die Varianz der Zentren unter eine festgelegte Schwelle fällt. Um die Anzahl der benötigten Iterationen zu minimieren, sollten die initialen Clusterzentren möglichst nah an den wirklichen Zentren liegen. Deswegen empfiehlt sich eine Abschätzung der Zentren aus den alten Zuständen, worauf im folgenden Abschnitt näher eingegangen wird.

#### 6.2.4.5. Bewegungsverfolgung

In vielen Anwendungsszenarien, also beispielsweise bei der Ermittlung des Bewegungsverhaltens einer Person, möchte man nicht nur die aktuelle Objektposition kennen, sondern zumindest auch einen Teil des zurückgelegten Laufweges. Dazu müssen allerdings die Objektzustände zweier aufeinanderfolgender Rekursionen zueinander in Beziehung gesetzt werden, wie es mit einer Suche des jeweiligen nächsten Nachbarn zwischen den alten und neuen Zuständen möglich ist. Ein im Fall dieser Realisierung viel entscheidenderer Grund für ein solches Tracking ist allerdings die Tatsache, dass das gewählte Bewegungsmodell die Ermittlung der aktuellen Geschwindigkeit anhand der letzten beiden Objektpositionen erfordert (vgl. Abschnitt 6.2.4.1) und die Generierung von Pfadinformationen alleine schon deswegen durchgeführt werden muss. So sind die Partikel zusätzlich mit einer Kennzeichnung zu versehen, damit ihnen bei der Zustandsschätzung die Geschwindigkeit des Objekts zugeordnet werden kann, dessen Verteilung sie angehören.

Verschiedene Ansätze zum Tracking mit dem PHD-Filter wurden bereits von Panta u. a. [72] und Clark u. a. [16] vorgestellt. Im Hinblick auf die Kennzeichnung von Partikeln ähnelt die hier genutzte Methode der von Clark beschriebenen *Particle-Labeling-Association*. Da die Zuordnung zu einem Pfad allerdings über die Suche des nächsten Nachbarn erfolgt, wie auch von Clark schon in Form der *Estimate-to-Track-Association* beschrieben, stellt der gewählte Ansatz letztlich eine Mischform beider Verfahren dar. So werden zu Beginn mit Hilfe des jeweiligen Bewegungsmodells die vermuteten neuen Cluster-Zentren  $X_t^-$  berechnet. Hat sich die Objektanzahl  $M_t$  verändert, werden unter Nutzung einer einfachen, auf einer netzförmigen Aufteilung des Raums basierenden Suche<sup>7</sup> die  $M_t$  Bereiche mit den meisten Partikeln

---

<sup>7</sup>Einteilung des Raumes in ein Raster und Zuordnung der Partikel zu den Rasterelementen

---

**Algorithmus:** Pfadverfolgung

---

**Require:** Pfade  $T$ , Positionen  $X_{t-1}$ , Partikelmenge  $\xi_t^+$ , Objektanzahl  $M_t$

$X_t^- \rightarrow$  Verschiebe alle  $x_{t-1,i} \in X_{t-1}$  gemäß  $f(x_{t,i}|x_{t-1,i})$

**if**  $M_t \neq |X_t^-|$  **then**

- Finde  $M_t$  Regionen mit der höchsten Partikeldichte  $\rightarrow$  berechne Zentren  $K_t$
- Ordne  $K_t$  in Bezug auf  $X_t^-$  mit Nächster-Nachbar-Suche

**if**  $|K_t| > |X_t^-|$  **then**

- Füge  $|K_t| - |X_t^-|$  Pfade hinzu

**end if**

**if**  $|X_t^+| < |X_t^-|$  **then**

- Lösche nicht zugeordnete Pfade

**end if**

$K_t = \text{Verknüpf}(K_t, X_t^-)$

**else**

$K_t = X_t^-$

**end if**

$X_t^+ = \text{K-Means}(K_t, |K_t|, \xi_t^+)$

- Aktualisiere Pfade mit  $X_t^+$

**return** Pfade  $T$ , Partikelmenge  $\xi_t^+$

---

ermittelt, um basierend darauf "gute" initiale Clusterzentren zu bestimmen. Diese Zentren werden mit Hilfe der Nächster-Nachbar-Beziehung in Bezug auf  $X_t^-$  geordnet. Anschließend werden abhängig von der Differenz zwischen alter und neuer Objektanzahl entweder neue Pfade angelegt oder nicht zugeordnete Positionen und zugehörige Pfade gelöscht. Die zum Clustern verwendeten Zentren ergeben sich aus  $K_t$  und  $X_t^-$ , indem  $X_t^-$  entweder um nicht zugeordnete Elemente von  $K_t$  erweitert wird (Clusterzentren für hinzugekommene Objekte) oder nicht zugeordnete Elemente von  $X_t^-$  gelöscht werden (verstorbene Objekte). Mit den aus dem Clustern resultierenden Positionen werden schließlich die Pfade erweitert. Außerdem wird beim Clustern natürlich die Kennzeichnung der Partikel angepasst.

Die Verwendung der initialen Suche ist im Übrigen auch deshalb sinnvoll, da damit eine relativ gute Vorabschätzung neuer Clusterzentren getroffen und außerdem ermittelt werden kann, welche Objekte die Szene verlassen haben. Außerdem kann die Anzahl der K-Means-Iterationen so in den meisten Fällen auf eins begrenzt werden.

### 6.3. Evaluierung

Nachdem das zur Lokalisierung verwendete Verfahren vorgestellt wurde, erfolgt abschließend die Beschreibung der Evaluierungsergebnisse, die dazu dienen die Genauigkeit und Eignung des Verfahrens für die passive Infrarot-Lokalisierung zu beurteilen. So wurden einerseits Simulationen durchgeführt, indem mit Hilfe des entwickelten Simulators verschiedene Bewegungsszenarien einer und mehrerer Personen erstellt und berechnet wurden. Andererseits diente ein

Testaufbau zur Aufnahme realer Lokalisierungsmessungen.

### 6.3.1. Simulationen

Im Simulator wurde ein quadratischer Raum von  $5 \times 5 \text{ m}^2$  nachgebildet, in dem vier Doppelsensoren in den Ecken auf Brusthöhe (ca. 1,5 m) angebracht sind, wie Abbildung 6.3.2 verdeutlicht. Außerdem werden darin die verschiedenen genutzten Trajektorien gezeigt, die

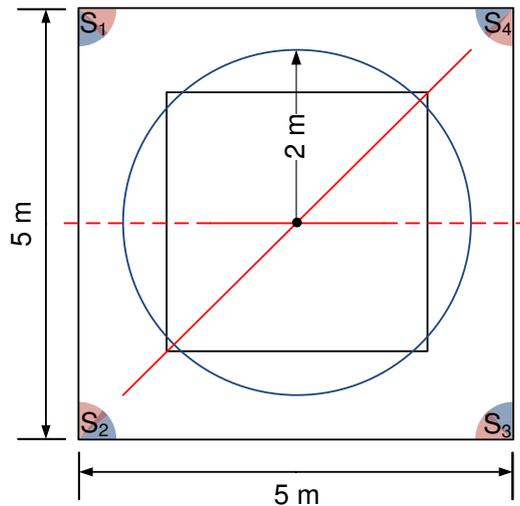


Abbildung 6.3.2.: Bei der Simulation genutzte Trajektorien

die Bewegung einer Person auf

- einem Kreis,
- einem Quadrat,
- einer der Raumdiagonalen und
- einer der Raumhalbierenden beschreiben.

Wurden mehrere Personen gleichzeitig simuliert, lief jede Person jeweils eine der Trajektorien ab. Weiterhin wurden die Sensoren bei der Simulation entsprechend des *TPL08A* parametrisiert, um einen Vergleich mit den realen Messungen zu ermöglichen und den Einfluss des Rauschens der Sensoren beurteilen zu können (vgl. Tabelle 5.7.1). Die verwendete und messtechnisch ermittelte Pixelsensitivität entspricht demnach  $0,006 \frac{\text{V}}{\text{m}^2}$  und der Bereich der spektralen Empfindlichkeit unter Berücksichtigung des Linsenmaterials und der Transmission in der Luft  $7,5 \dots 13,5 \mu\text{m}$ . Außerdem wurde bei der Modellierung des Menschen auf realistische Werte geachtet (vgl. Anhang A.3). Simuliert wurden jeweils fünf Umläufe mit einer Updaterate von 15 Hz. In dieser Zeit wurden abhängig vom gewählten Pfad 1200 bis 1500 Messwerte aufgenommen. Die Geschwindigkeit der Personen betrug bei allen Simulationen ca. 0,6 m/s. Weiterhin wurde die Standardabweichung  $\sigma_{\text{Sensor}}$  des Rauschens der Sensoren

zwischen null und drei AD-Wandler-Stufen bzw. 0 und 15 mV variiert, da unter Berücksichtigung des messtechnisch ermittelten Sensorrauschens (Standardabweichung) von ca. 3,5 AD-Wandler-Stufen (vgl. Tabelle 5.7.1, Kapitel 5.7) und ausgehend von vierfach gemittelten Messwerten effektiv ein Rauschen von 1,75 AD-Wandler-Stufen zu erwarten ist. Für die allgemeine Detektionswahrscheinlichkeit  $p_d$  schließlich wurde ein empirisch ermittelter Wert von 0,75 angenommen. Außerdem wurden 500 Partikel pro Objekt verwendet und an jeder möglichen Geburtsstelle 30 Partikel neu generiert.

Die ersten beiden Untersuchungen betrafen die Bewegung eines Menschen auf einem Kreis und der Raumdiagonalen, für die der maximale Positionsfehler (rot), der durchschnittliche Positionsfehler (schwarz) und Abstand zum Pfad (blau) bestimmt wurde. Die Ergebnisse für unterschiedlich starkes Sensorrauschen sind in Abbildung 6.3.3 gegeben. So ändert sich

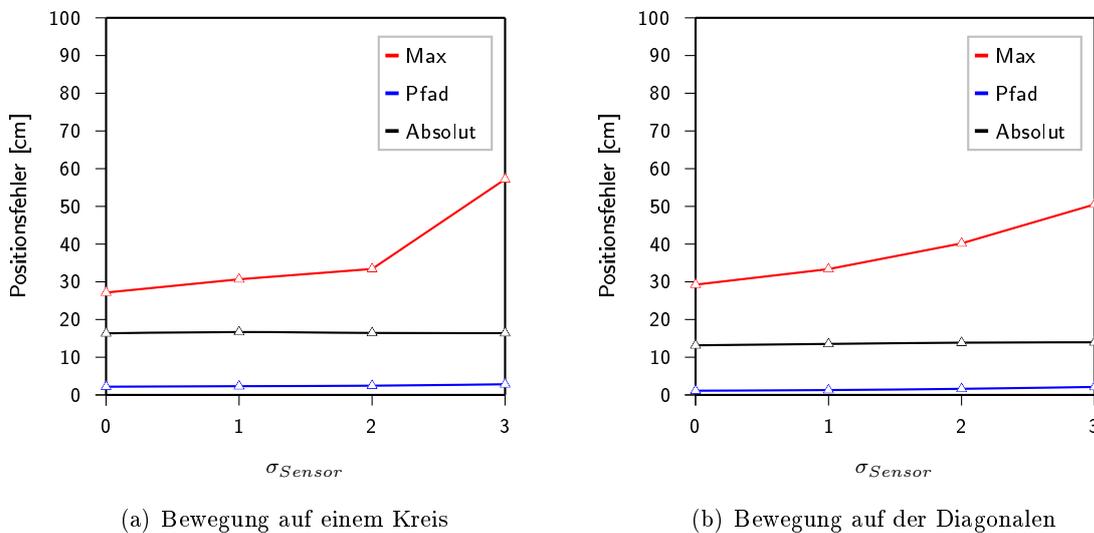
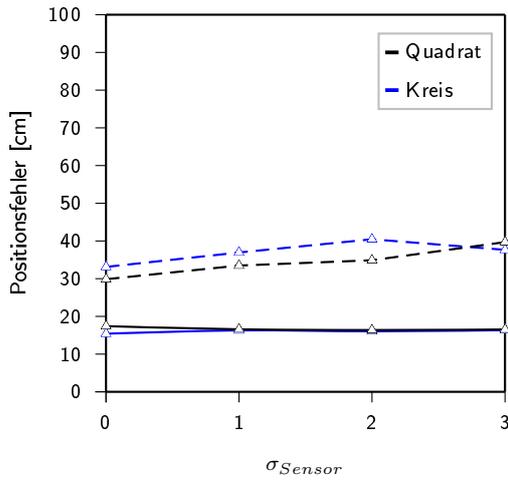


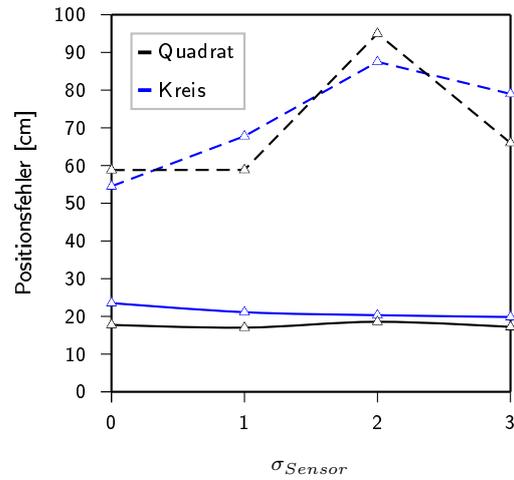
Abbildung 6.3.3.: Lokalisierungsfehler in Abhängigkeit von der Standardabweichung  $\sigma_{Sensor}$  des Sensorrauschens für eine Person

der durchschnittliche Positions- und Pfadfehler mit steigendem Rauschen kaum und liegt in beiden Trajektorien unter 20 cm bzw. 5 cm. Einzig der maximale Fehler steigt mit dem Rauschen an. Bei den gezeigten Ergebnissen sollte außerdem berücksichtigt werden, dass der reale Fehler zwischen dem Positions- und Pfadfehler liegt, da die geschätzte Position aufgrund der zeitlichen Verzögerung durch das Filter ein wenig nachläuft und der Pfadfehler keine Abweichung in Laufrichtung beinhaltet.

In einem weiteren Schritt wurde die Lokalisierungsgenauigkeit beim Tracking von zwei Personen untersucht. Dabei dienten die Kreis- und die Quadrattrajektorie als Pfade der Personen, die einmal gleichlaufend und einmal gegenläufig simuliert wurden. Wie Abbildung 6.3.4 verdeutlicht, ist der resultierende mittlere Pfadfehler nur geringfügig größer als bei einer Person. Der etwas höhere Fehler bei der Kreistrajektorie liegt wiederum darin begründet, dass die zukünftige Geschwindigkeit bei einer Kreisbewegung schlechter durch die alte Geschwindigkeit approximiert wird als beim Ablaufen einer Geraden. Der maximale Fehler wiederum steigt bei entgegengesetzt laufenden Personen deshalb so stark an, weil es im Fall des Aufeinander-



(a) Bewegung in die gleiche Richtung

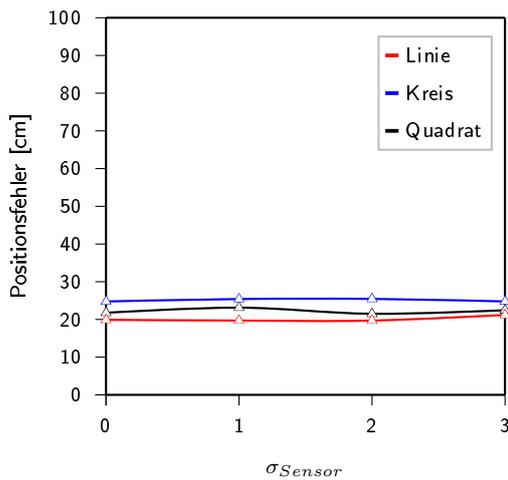


(b) Bewegung in entgegengesetzte Richtung

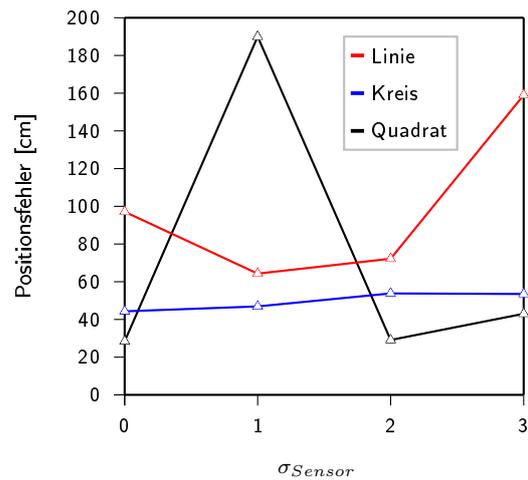
Abbildung 6.3.4.: Positionierungsfehler in Abhängigkeit vom Sensorrauschen bei zwei Personen

treffens zu starken Abweichungen kommen kann, wie in Illustration 6.3.9(a) zu erkennen ist, da nur noch ein kombiniertes Objekt detektiert und durch das Filter in seiner Bewegung modelliert wird, sodass zumindest für ein Objekt zwangsläufig größere Abweichungen auftreten können, da die Fehlerberechnung beider Objekte auf die gleiche Position bezogen wird.

Die Ergebnisse der Simulation von drei Personen werden in Abbildung 6.3.5 gezeigt. Simuliert wurden zwei in die gleiche Richtung laufende Personen (Kreis- bzw. Rechtecktrajektorie), sowie ein dritter Mensch, der sich auf dem durchgezogenen Bereich der Raumhalbierenden hin und her bewegt (vgl. Abbildung 6.3.2). Wieder ist der mittlere Positionsfehler im Vergleich



(a) Durchschnittliche Genauigkeit bei drei Personen



(b) Maximale Fehler bei drei Personen

Abbildung 6.3.5.: Positionierungsfehler im Abhängigkeit vom Sensorrauschen bei drei Personen

zu den vorherigen Simulationen etwas größer, mit 25 cm aber immer noch verhältnismäßig gering. Der maximale Fehler ist hingegen teilweise viel höher, wodurch deutlich wird, dass mit steigender Personenanzahl eine eindeutige Lokalisierung aufgrund der fehlenden Messung-Personen-Assoziation immer schwieriger wird und deswegen das Verfahren wie vermutet bei gegebener Raumgröße und Sensoranzahl auf die Lokalisierung von drei bis maximal vier Personen begrenzt ist.

Abschließend wurde noch untersucht, inwieweit die Anzahl der Personen durch den Algorithmus korrekt geschätzt wird und welche systembedingten Verzögerungen bei dieser Schätzung auftreten. Die Resultate sind in Abbildung 6.3.6 dargestellt. So zeigt das Diagramm 6.3.6(a) den Schätzfehler bei einer Personenanzahl von drei und einem Sensorrauschen von zwei AD-Wandler-Einheiten. Es ist ersichtlich, dass die Anzahl der Personen in periodischen Abständen für kurze Zeit um eins zu hoch angenommen wird. Die Periodizität lässt vermuten,

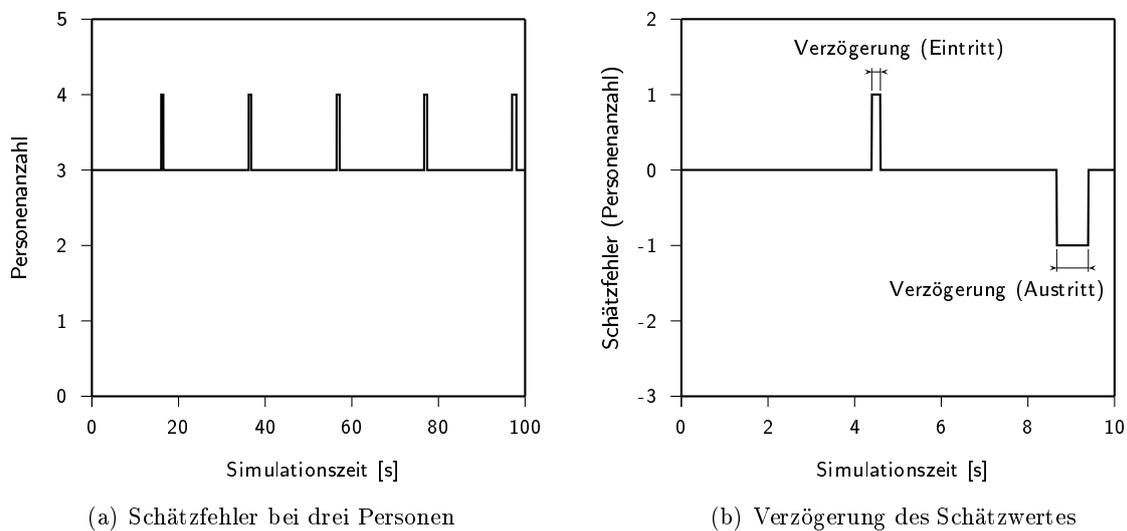


Abbildung 6.3.6.: Schätzfehler und Schätzverzögerung (Personenanzahl)

dass aufgrund der Positionskonstellation keine exakte Schätzung möglich ist. Da sowohl bei einer als auch bei zwei Personen keine Fehlschätzungen aufgetreten sind, wird damit wiederum die Tatsache unterstrichen, dass das Verfahren naturgemäß mit steigender Personenanzahl unzuverlässiger wird. Allerdings ist die erzielte Genauigkeit bei gegebener Raumgröße und drei zu lokalisierenden Personen, wie bereits beschrieben, äußerst zufriedenstellend.

Die Verzögerung des Schätzwertes (Anzahl der Objekte), die in Abbildung 6.3.6(b) als Differenz aus realer und geschätzter Anzahl dargestellt wird und durch die Mittelwertbildung bei der Berechnung (vgl. Abschnitt 6.2.4.2) hervorgerufen wird, liegt bei einer Updaterate von 15 Hz in jedem Fall unter einer Sekunde und ist damit vernachlässigbar. Die Ermittlung dieser Verzögerung erfolgte anhand der Szene mit drei Personen, die allerdings derart verändert wurde, dass die auf der Raumhalbierenden laufende Person auf der einen Seite in dem Raum eintritt und ihn auf der anderen wieder verlässt.

So ist schließlich festzuhalten, dass die Simulationen gezeigt haben, dass das Verfahren mit einem mittleren Lokalisierungsfehler von unter 25 cm für die Lokalisierung von bis zu drei Personen und Raumgrößen von bis zu  $5 \times 5 \text{ m}^2$  geeignet ist und auch die Schätzung der Personenanzahl sehr zuverlässig funktioniert.

### 6.3.2. Messergebnisse

Zur Bestätigung der Simulationsergebnisse wurden parallel zu den Simulationen einige Messungen in einem realen Testaufbau durchgeführt. Dabei wurden die Detektionswahrscheinlichkeit und die Anzahl der Partikel pro Geburtsobjekt wie bei den Simulationen parametrisiert. Weiterhin erfolgte die Berechnung der Ergebnisse über drei Durchläufe bzw. 1200 Messwerte.

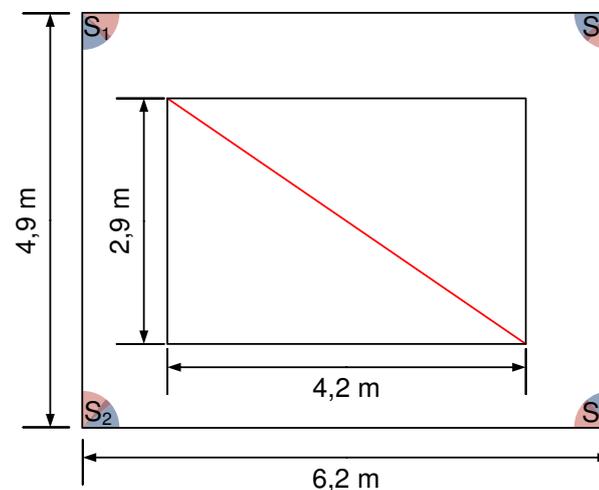


Abbildung 6.3.7.: Bei den Messungen genutzte Trajektorien

Genutzt wurde die in Abbildung 6.3.7 gezeigte Testumgebung, die raumbedingt mit ca.  $5 \times 6,2 \text{ m}^2$  etwas größer ist als der simulierte Aufbau. Auch hierin wurden wieder verschiedene Pfade in Form eines Rechtecks und der Raumdiagonalen abgelaufen. Allerdings beschränken sich die Tests auf Messungen mit maximal zwei Personen, da das zur Bestätigung der Evaluationsergebnisse ausreicht. Weiterhin kann mangels eines Referenzsystems leider nur der Pfadfehler ermittelt werden, sodass eine direkte Vergleichbarkeit der Ergebnisse nur bedingt gegeben ist. Tabelle 6.3.1 zeigt den mittleren und den maximalen Pfadfehler für die Lokalisierung von einer bzw. zwei Personen. Mit einem mittleren Fehler von 9 cm für eine auf einer Rechtecktrajektorie laufende Person bestätigen sich dabei die guten Resultate der Simulation. Ein ähnliches Bild ergibt sich mit einer Pfadfehler von unter 20 cm auch für die Lokalisierung von zwei Personen, in deren Fall verschiedene Szenarien durchgespielt wurden. So liefen die Tester im ersten Fall auf der Rechteck- bzw. Diagonaltrajektorie und in der zweiten und dritten Messung nur auf dem rechteckigen Pfad. Im letzten Versuch waren die Laufrichtungen dabei entgegengesetzt. Betrachtet man außerdem den maximalen Fehler, so wird im Fall von zwei Personen deutlich, dass dieser mit bis zu 70 cm teilweise deutlich zunimmt.

	Mittlerer Fehler	Max. Fehler
<i>Eine Person auf Rechtecktrajektorie</i>		
	9 cm	26 cm
<i>Rechteck- und Diagonaltrajektorie</i>		
Person auf Quadrat	9 cm	38 cm
Person auf Diagonale	12 cm	68 cm
<i>Rechtecktrajektorie - Gleichlaufend</i>		
Person 1	9 cm	40 cm
Person 2	9 cm	46 cm
<i>Rechtecktrajektorie - Gegenläufig</i>		
Person 1	17 cm	53 cm
Person 2	12 cm	68 cm

Tabelle 6.3.1.: Pfad-Lokalisierungsgenauigkeiten für eine und zwei Personen

Um trotz des fehlenden Referenzsystems einen Vergleich zwischen Simulation und Messung zu ermöglichen, werden folgend einige der Simulations- und Messergebnisse grafisch gegenüber gestellt, wobei im Fall der Simulationen auf die Ergebnisse mit einem Sensorrauschen von zwei AD-Wandler-Stufen zurückgegriffen wird. So zeigt Abbildung 6.3.8 den Vergleich für die

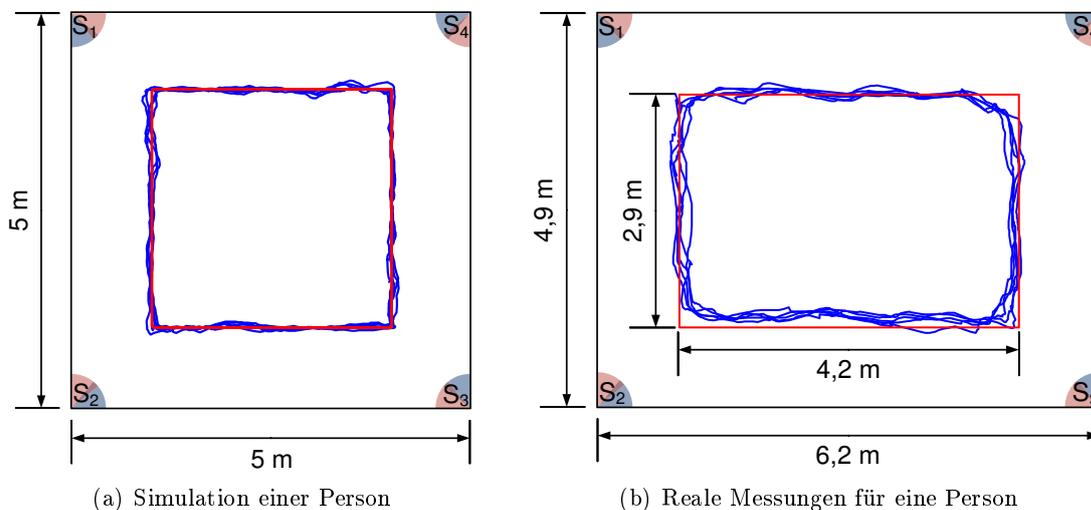


Abbildung 6.3.8.: Resultierender Pfad bei der Lokalisierung einer Personen

Lokalisierung einer Personen. Es ist ersichtlich, dass die Ergebnisse durchaus ähnlich sind, wenn auch im Fall der realen Messungen etwas schlechter. Ähnliches gilt wiederum für die Lokalisierung von zwei Personen, auch wenn der visuelle Eindruck der Genauigkeit im Fall der realen Messung im Vergleich zur Simulation deutlicher abfällt. Trotzdem ist das Ergebnis immer noch als gut zu bezeichnen. Weiterhin werden in Abbildung 6.3.9(a) die Ausreißer

deutlich, die bei der Simulation entgegengesetzt laufender Personen beim Aufeinandertreffen wie vermutet verstärkt auftreten.

Die Gründe für die niedrigere Lokalisierungsgenauigkeit der realen Tests sind vielschichtig. So ist der wirkliche Raum einerseits größer als der simulierte, andererseits ist die Ausrichtung der Sensoren im Gegensatz zur Simulation nicht perfekt. Außerdem werden natürlich keine idealen Sensoren verwendet, sondern reale, die Bauteilschwankungen unterworfen sind, welche in der derzeitigen Realisierung noch nicht ausreichend berücksichtigt werden, da für alle Sensoren ein und dasselbe Kennlinienverhalten angenommen wird. Und schließlich kann ein Mensch natürlich nicht wie im Simulator immer die exakt gleiche Trajektorie ablaufen, sondern weicht geringfügig davon ab.

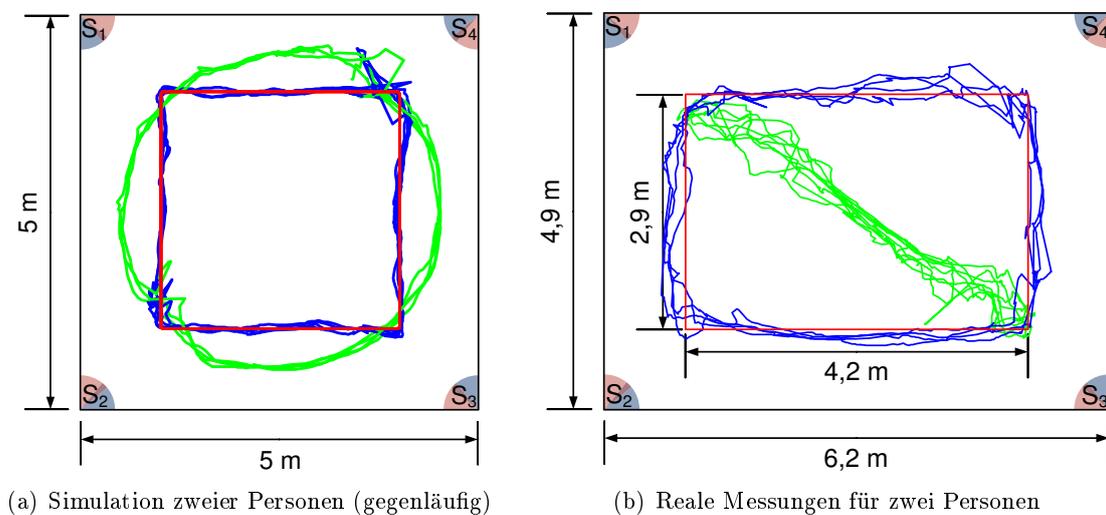


Abbildung 6.3.9.: Resultierender Pfad bei der Lokalisierung von zwei Personen

### 6.3.3. Laufzeit des Verfahrens

Abschließend soll an dieser Stelle noch kurz auf die Laufzeit des Verfahrens eingegangen werden, die grundsätzlich von der Anzahl der Objekte bzw. Partikel sowie der Anzahl der Sensoren abhängt. Aufgrund der Tatsache, dass letztere in der Korrekturphase sequentiell abgearbeitet werden, stellt dieser Schritt den dominierenden Anteil der Laufzeit dar. Demgegenüber sind alle anderen Phasen bis auf die Positionsextraktion aus der Partikelmenge vernachlässigbar, die aufgrund des K-Means-Clustering ebenfalls zeitaufwändig ist. Messungen auf dem Testsystem, das auch für den Simulator verwendet wurde (vgl. Tabelle 5.8.7) ergaben beispielsweise, dass bei 1500 Partikeln bzw. drei Objekten eine Updaterate von ca. 50 Hz erreicht werden kann und die Partikelfilterung ungefähr die doppelte Zeit wie das Clustering benötigt.

Allgemein ergibt sich die Komplexität des *PF-PHDs* damit aus der Komplexität des Clus-

terings und des Filterns

$$O(M_t \cdot N_t \cdot I_t) \quad \text{und} \quad O(N_t \cdot S_t). \quad (6.3.1)$$

So besteht insgesamt ein lineare Abhängigkeit von der Anzahl der Partikel  $N_t$  und der Anzahl der Objekte  $M_t$  bzw. Sensoren  $S_t$ .  $I_t$  bezeichnet in diesem Zusammenhang die Anzahl der Iterationen, die jedoch bei der gewählten Implementierung gleich eins ist.

## 6.4. Zusammenfassung

Mit dem PHD-Filter wurde eine Realisierung des Bayesschen Filters gewählt, die sich zur Umsetzung der passiven Infrarot-Lokalisierung eignet, da sie Probleme wie die Schätzung der Objektanzahl, das Vorkommen von Fehlmessungen sowie nicht detektierter Objekte implizit berücksichtigt. Weiterhin erlaubt dieses Filter eine effiziente Implementierung, da nur das erste Moment der Dichteverteilung propagiert wird, was anhand eines Partikel-Filters für den Fall der PIL auch gezeigt werden konnte. Schließlich haben sowohl Simulationen als auch Messungen verdeutlicht, dass das gesteckte Ziel einer mittleren Lokalisierungsgenauigkeit von  $\pm 30$  cm bereits in der derzeitigen Form umgesetzt wird.

## 7. Komfortable Inbetriebnahme des Lokalisierungssystems

Bereits in der Einleitung dieser Arbeit wurde angedeutet, dass der Installationsaufwand zur Einrichtung eines Lokalisierungssystems ein entscheidender Faktor für dessen Akzeptanz durch den Benutzer ist. Dieser Aufwand umfasst sowohl die Anzahl und Art der verwendeten Hardwarekomponenten, als auch die Arbeitsschritte, die notwendig sind, um das System am Installationsort zu konfigurieren. Die Anzahl der benötigten Komponenten ist letztlich stark von der genutzten Technologie abhängig und umfasst im Fall des entwickelten Systems typischerweise vier einfache bzw. acht Doppelsensoren für eine Raumgröße von bis zu  $7 \times 7 \text{ m}^2$ . Damit hält sich der eigentliche Hardwareaufwand in Grenzen, kann aber auch nicht mehr entscheidend verringert werden, ohne dadurch die Genauigkeit des Systems negativ zu beeinflussen.

Ein weitaus größeres Optimierungspotenzial ergibt sich hingegen bei der Konfiguration oder genauer gesagt, der Kalibrierung des Systems. Diese Kalibrierung beinhaltet beispielsweise die Bestimmung der Sensorpositionen, die bekannt sein müssen, um eine Lokalisierung durchführen zu können (vgl. Abschnitt 2.1). Im Falle der Verwendung von Angulation muss darüber hinaus noch die Orientierung der Sensoren bestimmt werden, um den gemessenen Winkel zu einer Referenzrichtung in Bezug setzen zu können. Gerade die Bestimmung der Orientierung ist aber bei den genutzten Sensoren aufgrund der geringen Abmessungen schwierig. Hinzu kommt, dass die optische Achse eines Sensors wegen Bauteiltoleranzen um bis zu  $6,5^\circ$  variieren kann [75]. Das heißt, selbst wenn sich ein Sensor bezogen auf das Gehäuse exakt ausrichten ließe, wäre immer noch keine verlässliche Angabe über seine tatsächliche "optische" Orientierung möglich.

Die Ermittlung dieser Orientierung – genauso wie die der Sensorpositionen – ist mit Hilfe manueller Messungen möglich. So kann beispielsweise eine Wärmequelle an einer definierten Stelle im Sichtfeld des Sensors platziert und seine Orientierung so lange verändert werden, bis der gemessene dem gewünschten Winkel in Bezug auf die Referenzrichtung und die gegebene geometrische Anordnung entspricht. Solche Messungen sind allerdings sehr zeitintensiv. Praktische Versuche haben gezeigt, dass die Ermittlung der Positionen und Orientierungen von vier im Raum verteilten Doppelsensoren mit zwei Personen ca. zwei Stunden erfordert. Ein solch hoher zeitlicher Aufwand ist jedoch typischerweise sehr teuer und deshalb nicht akzeptabel.

Aus diesem Grund wurde untersucht, inwieweit der Kalibrierungsaufwand durch einen softwaregestützten Kalibrierungsansatz gesenkt werden kann [49, 51]. Im Rahmen dieser Untersuchung erfolgte die Entwicklung eines geeigneten Verfahrens, das im Folgenden genauer beschrieben wird. Dazu werden zu Beginn einige bereits existierende Methoden der auto-

matischen Sensorlokalisierung vorgestellt. Darauf folgend wird ein für diesen Fall geeignetes Kalibrierungsverfahren konzipiert und die dafür notwendigen mathematischen Grundlagen sowie die genutzten Algorithmen erläutert. Daran anschließend erfolgt eine Beschreibung des Ablauf des Kalibrierungsprozesses. Den Abschluss des Kapitels bildet eine Bewertung des Verfahrens anhand verschiedener Evaluierungen.

## 7.1. Verwandte Arbeiten

In den letzten Jahren wurde eine Vielzahl von Lokalisierungssystemen für den Inhaus-Bereich entwickelt, auf die bereits in Abschnitt 2.2 ausführlich eingegangen wurde. Der Aspekt der Kalibrierung solcher Systeme wurde dabei jedoch kaum betrachtet.

Generelle Ansätze wurden für große Sensornetzwerke vorgestellt, die jedoch meistens auf Abstandsmessungen zwischen den Sensoren, folgend Knoten genannt, beruhen. In diesem Kontext unterscheidet man Ansätze, die mit wenigen Ankerknoten, deren Position bekannt ist, starten und mit Hilfe derer die unbekanntes Sensorpositionen in einem globalen Koordinatensystem beispielsweise mit Hilfe von Trilateration bestimmt werden. Im Gegensatz dazu wird bei Ansätzen ohne Ankerknoten versucht, die Netzwerkstruktur ohne initiales Wissen zu bestimmen. Entsprechend ist bezogen auf ein globales Koordinatensystem keine eindeutige Systemstruktur ermittelbar. Der Nachteil beider Ansätze besteht darin, dass bei einer spärlichen Verteilung der Knoten oft überhaupt keine eindeutige Anordnung ermittelt werden kann.

Eine weitere Kategorisierung kann über die Art der Berechnung erfolgen. So existieren sowohl Ansätze, bei denen alle Sensorpositionen gleichzeitig ermittelt werden, als auch Verfahren, die inkrementell arbeiten und die Struktur stückweise beginnend mit wenigen Knoten ermitteln, wobei in jedem Iterationsschritt ein weiterer Knoten hinzugenommen wird. Der Vorteil des ersten Ansatzes liegt darin, dass die Wahrscheinlichkeit in einem lokalen Minimum stecken zu bleiben und die Fehlerfortpflanzung geringer sind.

Schließlich ist auch noch eine Unterscheidung nach dem Ort der Berechnung möglich. Zentrale Ansätze verfügen dabei über eine Art Server, beispielsweise einen PC, auf dem alle Berechnungen durchgeführt werden. Bei dezentralen Methoden hingegen werden die Kalkulationen verteilt in den Sensorknoten ausgeführt.

Die Voraussetzung für die Nutzbarkeit solcher Ansätze ist, dass die Sensorknoten miteinander kommunizieren können, sodass eine Bestimmung des paarweisen Abstandes mit Hilfe von Laufzeitmessungen möglich ist. Im Falle von Funksystemen stellt diese Anforderung kein Problem dar. Allerdings sind entsprechende Verfahren aufgrund der Ungenauigkeit von Funkmessungen für den Inhaus-Bereich keine in Frage kommende Option. Bei der Verwendung von Ultraschallsignalen hingegen ergibt sich das Problem der nicht immer vorhandenen Sichtverbindung, da entsprechende Sensoren nicht unidirektional sind und Abschattungseffekte auftreten können. Deshalb sind entweder mehrere Ultraschalltransceiver pro Knoten notwendig oder es muss ein anderer Weg gefunden werden, um eine Sichtverbindung zu ermöglichen.

Im Rahmen dieser Arbeit wiederum werden Sensoren verwendet, die nur mit Infrarot-

Empfängern ausgestattet sind, sodass die gegenseitige Erfassung der Sensoren gar nicht möglich ist. Trotzdem sollen folgend einige Verfahren vorgestellt werden, die als Anregung zur Umsetzung des hier verwendeten Ansatzes gedient haben:

Doherty u. a. [18] entwickelten motiviert durch das *Smart-Dust*-Projekt der Universität von Kalifornien (Berkeley) einen Ansatz der ausgehend von einigen Ankerknoten, die unbekannt Sensorpositionen durch Nachbarschafts- und Winkelbeziehungen ermittelt, die aufgrund der Konnektivität zwischen den Knoten bestimmt werden. Eine globale Lösung wird dabei durch einen auf linearer Programmierung basierenden Algorithmus ermittelt, der mit einer Netzwerkrepräsentation arbeitet, die auf konvexen Positionsabhängigkeiten beruht. Weitere Ansätze für große Sensornetze wurde beispielsweise von Niculescu und Nath [68, 69], Sichitin und Ramadurai [91] oder Pathirana u. a. [74] vorgestellt.

Ein genereller Überblick über verschiedene Ansätze zur Kalibrierung von Inhaus-Lokalisierungssystemen wurde von Scott und Hazas [88] gegeben. Basierend auf dem *Active Bat System* [107] untersuchten sie drei verschiedene Methoden zum Sammeln von Daten, die zur Lokalisierung der Knoten genutzt werden können. Bei der ersten Variante wurden mehrere Knoten in festgelegten Abständen auf einem Rahmen platziert. Bei der zweiten hingegen wurden einige Knoten verteilt auf den Boden gelegt. Im letzten Versuch schließlich wurden Messungen aufgenommen, während sich eine Person, ausgestattet mit einem Sensor – durch den Raum bewegte. Zur Berechnung der Knotenpositionen fand zum einen das so genannte *Simulated-Annealing* Anwendung und zum anderen die nichtlineare Regression. Die Ergebnisse zeigen, dass letztere in Verbindung mit der Rahmen-Messung die höchste Genauigkeit mit einem mittleren Positionsfehler von 3 cm liefert. Im Gegensatz dazu führt die Variante mit dem sich bewegenden Menschen nur zu einer mittleren Genauigkeit von 19 cm.

Das bereits vorgestellte AHLoS-System [85] verwendet einen dezentralen Ansatz, der, ausgehend von wenigen Anker-Knoten, inkrementell die Positionen aller Sensoren bestimmt. Es konnte gezeigt werden, dass Ultraschall in Kombination mit ToA eine geeignete Möglichkeit zur Selbstlokalisierung von Knoten darstellt. Die notwendigen Berechnungen bestehen dabei aus der Lösung eines überbestimmten Gleichungssystems. Experimente zeigen einen Positionierungsfehler der Sensoren von weniger als 20 cm, vorausgesetzt, die Anzahl und Verteilung der Knoten ist entsprechend hoch. Aufgrund des inkrementellen Ansatzes stellt allerdings die Fehlerfortpflanzung ein Problem dar, sodass die Genauigkeit mit einer steigenden Zahl von Knoten sinkt.

Ein robotergestützter Ansatz, der ohne Anker-Knoten auskommt und bei dem auch die Position des während der Messung herumfahrenden Roboters nicht bekannt sein muss, wurde von Priyantha u. a. vorgestellt [80]. Die Autoren nutzten das Cricket System (vgl. Abschnitt 2.2.2) und statteten den zur Untersuchung genutzten Roboter mit einem Cricket-Node aus. Durch den gestützten Ansatz umgingen sie die Probleme der andernfalls benötigten Sichtverbindung zwischen den Sensoren und der möglicherweise spärlichen Verteilung der Sensorknoten. Um sicherzustellen, dass beim Messvorgang eine ausreichende Anzahl von Abstandsmessungen generiert wird, entwickelten sie spezielle Bewegungsregeln für den Roboter. Experimente zeigen, dass der mittlere paarweise Fehler zwischen zwei Knoten weniger als 1,5 % des Abstandes zwischen ihnen beträgt.

Einen weiteren Kalibrierungsansatz, gedacht für ein Ultraschallsystem, entwickelten Duff und Muller [20]. Um das Problem der fehlenden Sichtverbindung zu vermeiden, wurde auch in diesem Fall ein Verfahren verwendet, das auf einen mobilen Messknoten zurückgreift. Ähnlich wie im vorherigen Beispiel werden dabei mit Hilfe eines "bewegten" Knotens Abstandsmessungen durchgeführt. Die Lösungsfindung erfolgt schließlich mit Hilfe eines zentralen Ansatzes, der ein iteratives Verfahren zur Lösungsfindung nutzt.

## 7.2. Personengestützte Kalibrierung

Im vorherigen Abschnitt wurden einige Verfahren vorgestellt, die sich grundsätzlich zur automatischen Kalibrierung von Lokalisierungssystemen eignen. Allerdings nutzt der hier verwendete Ansatz passive Sensoren, die selbst nicht als Signalquelle fungieren können, sodass die beschriebenen Methoden nur bedingt geeignet sind. Des Weiteren beruht die verwendete Lokalisierungsmethode nicht auf Abstands- sondern auf Winkelmessungen. Letzteres führt jedoch nicht zu einer gänzlich neuen Problemstellung, sondern nur zu anderen geometrischen Beziehungen.

Im Hinblick auf die Notwendigkeit einer aktiven Signalquelle erschien der Ansatz der unterstützten Kalibrierung zu Beginn der Entwicklung als durchaus zweckmäßig. Deshalb wird, ähnlich wie beim robotergestützten Ansatz, bei der folgend vorgestellten Realisierung eine mobile Wärmequelle genutzt, weil eine gegenseitige Detektion der Sensoren nicht möglich ist. Da das System zur Lokalisierung von Menschen konzipiert ist, fungiert der Nutzer selbst als "Sender", weshalb sich der Begriff *personengestützte Kalibrierung* zur Verfahrensbezeichnung anbietet. Zur Realisierung eines komfortablen Verfahrens ist der Kalibrierungsprozess des Weiteren so gestaltet, dass dem Benutzer möglichst wenig abverlangt wird, d. h. er braucht nichts anderes tun, als den Raum, in dem sich das Lokalisierungssystem befindet, zu durchlaufen und an verschiedenen Stellen stehen zu bleiben.

Im weiteren Verlauf dieses Kapitels wird dargestellt, auf Basis welcher Algorithmen das beschriebene Verfahren umgesetzt wurde und welche Anforderungen sich dabei zusätzlich an die entwickelte Kalibrierungssoftware ergaben.

### 7.2.1. Mathematische Grundlagen

Bevor der genutzte Algorithmus beschrieben werden kann, müssen zuerst die geometrischen Beziehungen zwischen dem Strahlungsobjekt und dem Sensor genauer betrachtet werden. Dabei wird aufgrund der einfacheren Möglichkeit der Darstellung von Einzel- und nicht von Doppelsensoren ausgegangen. Natürlich lässt sich das Verfahren durch geringfügige Änderungen auch auf Doppelsensoren anwenden, was in der späteren beschriebenen Evaluierung auch getan wurde.

Zur Veranschaulichung der geometrischen Zusammenhänge und der verwendeten Notation dient Abbildung 7.2.1:

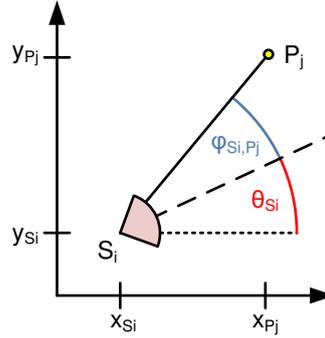


Abbildung 7.2.1.: Veranschaulichung der geometrische Beziehungen und der gewählten Notation

So werden die Infrarot-Sensoren mit  $S_i$  bezeichnet, wobei gilt, dass  $1 \leq i < N$  und  $N$  der Anzahl der Sensoren entspricht. Ihre Positionen und Orientierungen in Bezug auf die X-Achse sind durch  $(x_{S_i} | y_{S_i})$  bzw.  $\Theta_{S_i}$  gegeben. Des Weiteren entspricht  $P_j$  den Positionen, an den der Benutzer stehenbleibt, solange die notwendigen Messungen durchgeführt werden. Insgesamt gibt es  $M$  solcher Messstellen, die zufällig gewählt werden, wobei wiederum gilt, dass  $1 \leq j < M$ . Im weiteren Verlauf werden diese Punkte als *Messpositionen* bezeichnet, deren Koordinaten durch  $(x_{P_j} | y_{P_j})$  gegeben sind.  $\varphi_{S_i, P_j}$  entspricht des Weiteren dem auf die Sensororientierung bezogenen Winkel, unter dem die Strahlungsquelle am Punkt  $P_j$  vom Sensor aus gesehen wird. Die geometrische Abhängigkeit zwischen  $S_i$  und  $P_j$  kann mit Hilfe der Tangensfunktion ausgedrückt werden, wobei sich natürlich für jedes Sensor-Messpositionspaar eine solche Gleichung ergibt.

$$\tan(\theta_{S_i} + \varphi_{S_i, P_j}) = \frac{y_{P_j} - y_{S_i}}{x_{P_j} - x_{S_i}} \quad (7.2.1)$$

Nach der Anwendung einiger mathematischer Transformationen und der Substitution von  $\tan(\varphi_{S_i, P_j})$  durch  $t_{ij}$ , erhält man eine nichtlineare Gleichung, die als Grundlage des Kalibrierungsalgorithmus dient. Diese Gleichung enthält fünf Unbekannte  $x_{P_j}$ ,  $y_{P_j}$ ,  $x_{S_i}$ ,  $y_{S_i}$  und  $\Theta_{S_i}$  und lautet wie folgt:

$$\begin{aligned} 0 = & -t_{ij}x_{S_i} + y_{S_i} + (x_{P_j} + y_{P_j}t_{ij}) \cdot \tan \theta_{S_i} \\ & -x_{S_i} \tan \theta_{S_i} - t_{ij}y_{S_i} \tan \theta_{S_i} + x_{P_j}t_{ij} - y_{P_j} \end{aligned} \quad (7.2.2)$$

Das resultierende nichtlineare Gleichungssystem (NLGS) besteht aus maximal  $N \times M$  Gleichungen. Diese Anzahl wird in der Praxis jedoch nicht immer erreicht, da abhängig vom Aufbau des Systems nicht alle Messpositionen im Blickfeld jedes Sensors sind.

Zur Kalibrierung des Systems gilt es nun, das entstandene Gleichungssystem zu lösen. Jedoch kann das Finden einer solchen Lösung nicht in jedem Fall garantiert werden. Der Einfachheit halber wird jedoch folgend – ähnlich wie bei einem linearen Gleichungssystem – angenommen, dass dann eine Lösung existiert, wenn die Anzahl der unabhängigen Gleichungen gleich oder größer der Anzahl der Unbekannten ist. Die später noch genauer beschriebene

nen und zur Evaluierung durchgeführten Experimenten haben gezeigt, dass diese Annahme durchaus zutrifft.

Die Anzahl der Unbekannten  $Nr_u$  lässt sich mit Gleichung 7.2.3 bestimmen

$$Nr_u = 3N + 2M, \quad (7.2.3)$$

da jeder der  $N$  Sensoren durch drei (Position (x,y) und Orientierung) und jede der  $M$  Quellpositionen durch zwei Unbekannte (Position (x,y)) spezifiziert wird. Geht man nun davon aus, dass alle Sensoren die Quelle an der Messposition erfassen, so ergeben sich abhängig von der Anzahl der Sensoren und Quellpositionen  $Nr_g$  Gleichungen mit

$$Nr_g = M \times N \quad (7.2.4)$$

Für die Lösbarkeit des Gleichungssystems muss also gelten, dass  $Nr_g \geq Nr_u$ . In Tabelle 7.2.1 ist die Differenz von  $Nr_g$  und  $Nr_u$  für eine unterschiedliche Anzahl von Sensoren und Messpunkten gegenübergestellt. Dabei wird davon ausgegangen, dass jeder Sensor jede Quellposition erfassen kann. Es ist ersichtlich, dass nur Quellpositionen zur Lösbarkeit beitragen,

		N (Sensoren)				
		1	2	3	4	5
M (Quell-Pos.)	4	-7	-6	-7	-4	-3
	5	-8	-6	-4	-2	<b>0</b>
	6	-9	-6	-3	<b>0</b>	<b>3</b>
	7	-10	-6	-2	<b>2</b>	<b>6</b>
	8	-11	-6	-1	<b>4</b>	<b>9</b>
	9	-12	-6	<b>0</b>	<b>6</b>	<b>12</b>

Tabelle 7.2.1.: Differenz zwischen der Anzahl der unabhängigen Gleichungen und der Anzahl der Unbekannten

die sich im Blickfeld von mehr als zwei Sensoren befinden. Werden folglich nur solche Messungen berücksichtigt, sind bei drei Sensoren mindestens neun Messungen notwendig, um eine Lösung finden zu können. Bei vier Sensoren verringert sich die benötigte Anzahl an Gleichungen entsprechend. In der praktischen Anwendung wiederum sind theoretisch noch weniger Messungen notwendig, da sich die Anzahl der Unbekannten um vier reduziert. Das resultiert aus der Tatsache, dass die Position eines Sensors und seine Orientierung sowie der Abstand zu einem zweiten Sensor vorgegeben werden müssen, um eine eindeutige und richtig skalierte Lösung zu erhalten.

### 7.2.2. Der Kalibrierungsalgorithmus

Aufgrund der Komplexität des resultierenden nichtlinearen Gleichungssystems mit einer hohen Anzahl an Unbekannten ist im Allgemeinen eine analytische Lösung nicht effizient bere-

chenbar. Stattdessen muss ein numerisches Verfahren angewandt werden. Dazu zählen beispielsweise das *Simulated-Annealing*, bei dem es sich um ein heuristisches Optimierungsverfahren zum Finden einer Näherungslösung des globalen Optimums einer komplexen Funktion handelt und die Newton-Raphson-Methode, die die Lösungsfindung in Form einer Nullstellensuche realisiert.

### 7.2.2.1. Simulated-Annealing

Der Vorteil des *Simulated-Annealing* liegt darin, dass es im Gegensatz zu vielen anderen Methoden in der Lage ist, lokale Optima wieder zu verlassen. Die Grundidee des Verfahrens besteht darin, dass man das Optimum der Funktion  $E(\vec{x})$  bzw. den entsprechenden Parameter  $\vec{x}_{opt}$  sucht, indem man zu Beginn einen zufälligen Startvektor  $\vec{x}_0$  aus dem Lösungsintervall wählt und dann wiederum zufällig einen weiteren Vektor  $\vec{x}_1$  aus der Umgebung von  $\vec{x}_0$  generiert. Liegt der Funktionswert  $E(\vec{x}_1)$  näher am Optimum als  $E(\vec{x}_0)$ , wird  $\vec{x}_1$  als neue Position angenommen. Im umgekehrten Fall wird  $\vec{x}_1$  mit einer Wahrscheinlichkeit von  $P$  als neuer Wert akzeptiert. In beiden Fällen wird die Suche so lange von neuem ausgeführt, bis ein Lösungsvektor gefunden wurde, der einen akzeptablen Funktionswert nahe dem Optimum liefert. Der Wert von  $P$  ist dabei typischerweise vom Abstand zwischen den Funktionswerten  $\vec{x}_i$  und  $\vec{x}_{i+1}$  und dem Parameter  $T$ , der Temperatur, abhängig und ist allgemein gegeben durch

$$P = \exp\left(-\frac{E(\vec{x}_i) - E(\vec{x}_{i+1})}{T}\right) \quad (7.2.5)$$

Im Laufe der Suche wird  $T$  immer weiter abgesenkt, woher auch der Name des Verfahrens rührt, sodass die Wahrscheinlichkeit, zu weniger optimalen Lösungen zu springen, mit der Zeit geringer wird. Bei unendlich langer Abkühlzeit führt das *Simulated-Annealing* zu einem globalen Optimum [78], in der Praxis muss jedoch ein  $\Delta T$  gefunden werden, dass das Finden einer Lösung in vertretbarer Zeit erlaubt.

### 7.2.2.2. Newton-Raphson-Verfahren

Das *Newton-Raphson-Verfahren* stellt eine sehr effiziente Methode für differenzierbare Funktionen dar [40], die auch auf mehrdimensionale, nichtlineare Gleichungssysteme angewendet werden kann. Die zugrundeliegende Idee des Verfahrens besteht darin, die Nullstelle eines Gleichungssystems der Form  $\vec{f}(\vec{x}) = \vec{0}$  durch eine iterative Approximation zu bestimmen.

Ausgehend von einem initialen Parametervektor  $\vec{x}_0$ , der die Werte der zu ermittelnden Variablen enthält, wird die Funktion durch ihre Ableitung an der durch den Vektor gegebenen Stelle approximiert und die Nullstelle  $\vec{x}_1$  der resultierenden Funktion berechnet. Für den Fall, dass sich der initiale Lösungsvektor nahe der wirklichen Lösung befindet, liegt die approximierte Nullstelle typischerweise näher an der wirklichen Lösung als der vorausgegangene Parametervektor, wie Abbildung 7.2.2 für den zweidimensionalen Fall verdeutlicht.



werden, eine bessere Lösung des Gleichungssystems zu finden. Daraus wird ersichtlich, dass der initiale Parametervektor  $\vec{x}_0$  von besonderer Bedeutung für den Erfolg des Verfahrens ist und deswegen möglichst sinnvoll ausgewählt werden sollte.

### 7.2.2.3. Praktische Umsetzung des Newton-Verfahrens

Bei der Auswahl einer geeigneten Methode zur Lösung des Gleichungssystems fiel die Entscheidung schließlich auf das Newton-Raphson-Verfahren, da dieser Algorithmus eine schnellere Konvergenz und damit auch eine schnellere Lösungsfindung als das Simulated-Annealing verspricht. Bei der praktischen Umsetzung erfolgt jedoch unter Berücksichtigung der Tatsache, dass die der Kalibrierung zugrunde liegenden Messwerte typischerweise verrauscht sind, eine geringfügige Erweiterung des Verfahrens. So werden zur Einflussverminderung des Rauschens auf das Kalibrierungsergebnis mehr Messpunkte als notwendig zur Lösungsfindung benutzt. Folglich gilt es nun, ein überbestimmtes Gleichungssystem zu berechnen. Deshalb wird anstatt der Inversen von  $J(\vec{x})$  die Pseudoinverse

$$J^+ = (J^T J)^{-1} J^T \tag{7.2.10}$$

zur Bestimmung von  $\Delta\vec{x}$  in Gleichung 7.2.7 genutzt, sodass die resultierende Lösungen bezogen auf die Summe ihrer Fehlerquadrate (Least Squares) minimal ist. Dabei ist allerdings zu beachten, dass mit jeder zusätzlichen Gleichung der Rechenaufwand zum Finden einer Lösung steigt, weshalb ein Mittelweg zwischen Verminderung des Rauscheinflusses und dem Grad der Überbestimmung gewählt werden sollte. An dieser Stelle sei angemerkt, dass die Komplexität des ursprünglichen und des erweiterten Verfahrens  $O(a^3)$  respektive  $O(b^3)$  für jeden Iterationsschritt beträgt, wobei a bzw. b der jeweiligen Anzahl der Gleichungen entspricht. Die Berechnungsdauer wird dabei hauptsächlich von der LU-Zerlegung bei der Matrix-Invertierung bestimmt. Die Gesamtlaufzeit ist allerdings insgesamt ein nicht entscheidender Faktor, da die Kalibrierung nur einmalig und vor der eigentlichen Nutzung des Systems durchgeführt wird und damit nicht zeitkritisch ist, solange eine Berechnungsdauer von wenigen Minuten nicht überschritten wird.

Neben der Kalibrierung mit Hilfe eines überbestimmten Gleichungssystems wird den rauschbehafteten Messwerten noch durch eine weitere Maßnahme Rechnung getragen, welche darin besteht, die notwendigen Messungen nicht durchzuführen während die Person geht, sondern während sie steht. Dadurch ist es möglich, in eine Messung mehrere Messwerte einfließen zu lassen und schließlich durch Mittelung zu einem Wert zusammenzuführen, wodurch die Standardabweichung des Rauschens der resultierenden Messwerte im Vergleich zu den ursprünglichen um den Faktor  $1/\sqrt{n}$  gesenkt wird [73, S. 661]. Da die Sensoren nicht miteinander synchronisiert sind, kann auf diese Weise außerdem vermieden werden, dass Messwerte von leicht abweichenden Messpositionen zur Lösungsfindung genutzt werden.

#### 7.2.2.4. Der Kalibrierungsprozess

Zur Realisierung einer komfortablen Kalibrierung ergeben sich – neben der Umsetzung der Algorithmen – einige Anforderungen an die Kalibrierungssoftware, auf die folgend im Rahmen der Beschreibung des Kalibrierungsprozesses näher eingegangen wird.

##### **Softwareanforderungen**

Wie im vorherigen Abschnitt erläutert wurde, muss der Benutzer während der Messungen für eine gewisse Zeit an den Messpositionen still stehen bleiben. Für eine erfolgreiche Kalibrierung müssen diese Positionen so gewählt sein, dass genügend unabhängige Gleichungen zur Berechnung aller Variablen generiert werden können.

Dazu ist es notwendig, den Benutzer während des Kalibrierungsprozesses anzuleiten, was durch eine entsprechend konzipierte Kalibrierungssoftware umgesetzt werden kann. So ist der Benutzer während der Messungen darüber zu informieren,

- wann er sich bewegen und wann er still stehen soll,
- wie weit er sich bewegen muss, damit sich die neue Position ausreichend stark von der vorhergehenden unterscheidet,
- und wann genug Messungen aufgenommen wurden und der Messprozess beendet werden kann.

Diese Signalisierung wurde beim beschriebenen System mit Hilfe akustischer Signale umgesetzt. So wird durch einen tiefen Piepton mitgeteilt, dass der Nutzer dort, wo er sich gerade befindet, stehen bleiben soll. Ein hoher Piepton zeigt hingegen an, dass die jeweilige Messung beendet wurde und ein Weiterlaufen erforderlich ist. Das Ende des gesamten Messprozesses wird schließlich durch einen Doppelpiepton verdeutlicht.

Damit die Software allerdings in der Lage ist, diese Aufgabe zu erfüllen, müssen zwei Voraussetzungen gegeben sein. Zum einen muss messtechnisch festgestellt werden können, ob sich der Nutzer bewegt oder still steht und zum anderen muss ermittelt werden können, ob er sich weit genug bewegt hat. Ersteres wird durch die Auswertung der Messwertänderung realisiert. Fällt diese bei allen Messwerten für eine längere Zeit unter einen bestimmten Schwellwert, wird davon ausgegangen, dass der Nutzer steht. Die Entscheidung darüber, ob sich die neue Messposition stark genug von der alten unterscheidet, wird hingegen anhand der gemessenen Winkel selbst getroffen. Hat sich einer dieser Messwerte um einen gewissen Wert geändert, also beispielsweise um mehr als  $2^\circ$ , kann der Nutzer stehen bleiben und eine neue Messung durchgeführt werden.

##### **Konvergenz und lokale Minima**

Basierend auf den ermittelten Messwerten erfolgt anschließend die Bestimmung der Sensorpositionen und Orientierungen durch Lösen des resultierenden Gleichungssystems mit Hilfe des Newton-Raphson-Verfahrens. Bei dieser Berechnung sind die Startwerte wie erläutert von

besonderer Bedeutung. Aufgrund des multidimensionalen Lösungsraums des Gleichungssystems und der Tatsache, dass nach der Anbringung der Sensoren nicht klar ist, welcher Sensor an welcher Stelle positioniert ist, gestaltet sich die Auswahl allerdings als sehr schwierig. Deswegen wurde im Rahmen dieser Realisierung auf zufällig erzeugte Startwerte zurückgegriffen.

Grundsätzlich können – insbesondere bedingt durch die Auswahl eines ungünstigen Startwertes – folgende Probleme bei der Lösungssuche mit dem Newton-Verfahren auftreten. Einerseits kann es passieren, dass der Algorithmus nur ein lokales Minimum findet und andererseits ist es genauso möglich, dass das Verfahren überhaupt nicht konvergiert bzw. abbricht. Das Problem der ausbleibenden Konvergenz kann jedoch relativ einfach durch die Software selbst gehandhabt werden, indem die Berechnung nach einer bestimmten Anzahl von Iterationen abgebrochen wird, wenn bis dahin kein zufriedenstellendes Ergebnis gefunden wurde. In diesem Fall wird dann die Berechnung mit einem anderen Startwert erneut durchgeführt.

Das Erkennen lokaler Minima hingegen ist komplexer, insbesondere, da aufgrund der vertauschten Werte und der Verwendung eines überbestimmten Gleichungssystems keine Nullstelle im eigentlichen Sinne, sondern nur noch die "bestmögliche Lösung" mit Hilfe der *kleinsten Fehlerquadratsumme (Least Squares)* gesucht wird. Folglich ist ein Indikator erforderlich, mit dessen Hilfe erkannt werden kann, ob es sich bei der gefundenen Lösung um ein lokales oder ein globales Minimum bzw. ein akzeptables Ergebnis handelt.

Zur Umsetzung eines solchen Indikators wurde deshalb eine Plausibilitätsüberprüfung (siehe unten) implementiert, welche auf der Annahme basiert, dass eine akzeptable Lösung gefunden wurde, falls der Mittelwert der Differenz zwischen den gemessenen und berechneten Winkeln eine bestimmte Schwelle nicht überschreitet. Die berechneten Winkel wiederum werden dabei anhand der durch die Kalibrierung bestimmten Mess- und Sensorpositionen sowie der Sensororientierungen ermittelt. Anschaulich heißt das, dass eine Kalibrierung dann plausibel ist, wenn das kalibrierte System im Hinblick auf die berechneten Quellpositionen in etwa die gleichen Winkel liefert wie die Messungen. Der beschriebene Mittelwert wird einzeln für jeden Sensor über alle Messpositionen berechnet. Die ermittelte Position und Orientierung eines Sensors wird dann als richtig akzeptiert, wenn der kalkulierte Mittelwert unter der festgelegten Schwelle bleibt. Die Gesamtlösung schließlich ist genau dann plausibel, wenn die ermittelten Werte aller Sensoren akzeptiert wurden.

### 7.2.3. Verbesserung des Verfahrens durch die Vorauswahl von Messwerten

Aufgrund der begrenzten Reichweite der verwendeten Sensoren und wegen des genutzten Algorithmus zur Winkelberechnung, der davon profitiert, dass sich die Strahlung des zu lokalisierenden Objektes im Allgemeinen auf mehr als ein Pixel auswirkt, ist davon auszugehen, dass die Genauigkeit des Messwerts mit dem Abstand abnimmt. Der Grund dafür liegt darin, dass einerseits die vom Sensor aus gesehene Objektgröße mit größer werdender Entfernung abnimmt und die Abstrahlung des Objekts immer weniger Pixel beeinflusst und andererseits die sinkende Bestrahlungsstärke zu einem niedrigeren Signal-Rausch-Abstand (SNR) führt.

Weiterhin kann es passieren, dass ein fehlerhafter Winkelwert bestimmt wird, wenn sich ein Objekt nur teilweise im Sichtfeld des Sensors befindet, da bei konstanter Abstrahlung

**Algorithmus:** Plausibilitätsüberprüfung

---

**Require:**  $angle_{mess}[1..N, 1..M]$ ,  $angle_{calc}[1..N, 1..M]$  und Schwellwert

```

for  $i = 1$  to  $N$  do
   $avg_i = 0$ ;
  for all  $k = 1$  to  $M$  do
    if  $angle_{mess}[i, k]$  ist gültig then
       $avg_i += |angle_{mess}[i, k] - angle_{calc}[i, k]|$ 
       $p = p + 1$ 
    end if
   $k = k + 1$ 
end for
 $avg_i = \frac{avg_i}{p}$ 
if  $avg_i > Schwellwert$  then
  return false
end if
 $i \leftarrow i + 1$ 
end for
return true

```

---

des Objektes über seine Oberfläche der geschätzte AoA zur Mitte des im Sichtbereich befindlichen Teils des Objektes hin verschoben wird. Dies kann insbesondere dann zu großen Abweichungen führen, wenn sich das Objekt sehr nah am Sensor befindet. In Tabelle 7.2.2 sind die gemessenen Winkelwerte für einen Menschen aufgeführt, dessen Körpermitte sich bezogen auf den Sensor genau bei  $24^\circ$  befindet. Der Sensor ist dabei auf Schulterhöhe angebracht. Die Messungen legen nahe, dass die Abweichung mit sinkendem Abstand des Objekts zum Sensor steigt und im Extremfall sogar über  $10^\circ$  beträgt. Diese Abweichung führt aber

Abstand	3 m	2 m	1 m	0,5 m
Messwert	$24^\circ$	$22,9^\circ$	$18,8^\circ$	$11,1^\circ$

Tabelle 7.2.2.: Messabweichung durch Teilsicht des Objekts

gerade bei der Kalibrierung zu Problemen, da in diesem Fall eine hohe Genauigkeit von noch größerer Bedeutung ist als bei der Lokalisierung und ein großer Messfehler zu einer schlechten Kalibrierung oder sogar zu einem nicht lösbaeren Gleichungssystem führen kann. Im Gegensatz dazu stellt die oben beschriebene Abweichung für die Lokalisierung kein Problem dar, da sie bei gegebenem Systemaufbau mit Doppelsensoren in den Raumecken typischerweise nur im Schnittbereich der Sensoren eines Doppelsensors auftritt, sodass sich die bei beiden Sensoren ergebenden Winkelfehler aufgrund der Sensorfusion gegenseitig aufheben. Diese Fusion ist im Falle der Kalibrierung aber gerade nicht möglich, da man nicht weiß, wie die Sensoren angeordnet sind.

Zur Vermeidung des negativen Einflusses von Messungen, die aufgrund des zu großen Objektabstandes oder aufgrund der durch den beschränkten Sichtbereich bedingten Abweichung

fehlerhaft sind, ist deren Nichtberücksichtigung bei der Kalibrierung zweckmäßig. Das macht allerdings ein Kriterium erforderlich, das zur Beurteilung der jeweiligen Messung im Hinblick auf deren Güte herangezogen werden kann. Dafür eignet sich ebenso wie bei der Lokalisierung der in Abschnitt 4.2 auf Seite 42 beschriebene Score, der ein eben solches Gütemaß für den Messwert darstellt. Allerdings ist der Score im Verhältnis zum Abstand in hohem Maße nichtlinear und wird zusätzlich von der Objektgröße, der Objekttemperatur, dem Sichtwinkel und der Güte der Sensorkennlinie beeinflusst, sodass seine Verlässlichkeit als gering zu bewerten ist. Abbildung 7.2.3 illustriert die genannte Abhängigkeit vom AoA und Objektabstand. Erkennbar ist in allen Fällen ein exponentiell abfallender Score in Abhängigkeit vom Abstand. Weiterhin nehmen die Scorewerte zum Rand des Sichtbereichs hin ab, was durch die sinkende Pixelsensitivität verursacht wird. Allerdings sind die Scorewerte beispielsweise bei  $23^\circ$  durchschnittlich höher als bei  $17^\circ$ , wodurch wiederum das genannte Zuverlässigkeitsproblem verdeutlicht wird. Aufgrund dieser Unzuverlässigkeit wird der Score nur als einfaches

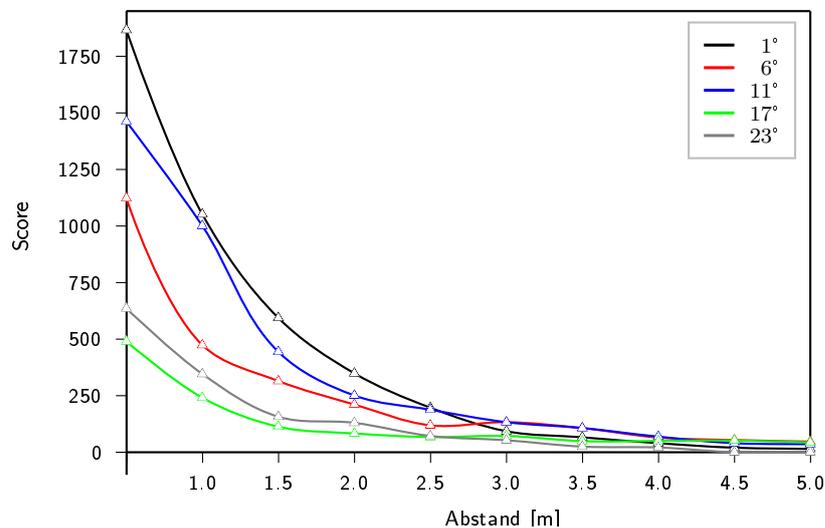


Abbildung 7.2.3.: Reale Scorewerte in Abhängigkeit vom Sichtwinkel und Objektabstand zum Sensor

Schwellwertkriterium benutzt. Das heißt, dass eine Messung gültig ist, wenn ihr Score in einem festgelegten Bereich liegt. Andernfalls wird sie verworfen. Die Festlegung dieses Bereichs erfolgt empirisch. Im Rahmen der im nächsten Abschnitt vorgestellten Evaluierung umfasst dieser Bereich Scorewerte von  $50 \leq Score_{valid} \leq 1500$ . Die Bewertung der Messungen geschieht dabei schon während der Erfassung, das heißt, bereits an dieser Stelle werden nicht gültige Messungen verworfen.

#### 7.2.4. Evaluierung des entwickelten Verfahrens

Folgend wird die Qualität des entwickelten Verfahrens anhand einiger Messungen und Simulationen bewertet. Die durchgeführten Untersuchungen erfolgten im Hinblick auf die Genauigkeit der ermittelten Positionen und Orientierungen der Sensoren und der Konvergenzwahrschein-

lichkeit des Algorithmus. Daneben wird ein kurzer Vergleich mit einem zweiten Lösungsalgorithmus, der auf *Simulated-Annealing* beruht, angestellt.

#### 7.2.4.1. Messergebnisse

Zur Durchführung praktischer Untersuchungen wurde die gleiche Testumgebung wie bei der Lokalisierung genutzt, die aus vier Doppelsensoren besteht, die in den Ecken eines  $4,90 \times 6,20$  m großen Raums auf Brusthöhe angebracht sind, wie Abbildung 7.2.4 illustriert. Im Vergleich zur Verwendung von Einzelsensoren sind geringfügige Veränderungen

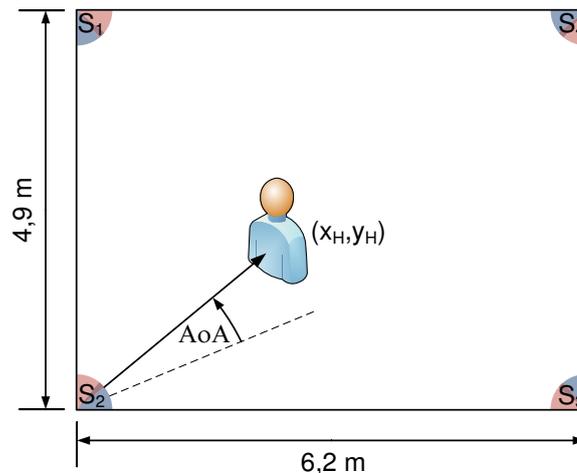


Abbildung 7.2.4.: Messaufbau für die Kalibrierungsmessungen

des Verfahrens notwendig, da sich jeweils zwei Sensoren an der gleichen Stelle befinden und bei sinnvoller Ausrichtung die Messstelle von jeweils nur einem der beiden Sensoren gesehen wird. Diese Veränderungen sind allerdings nicht von grundsätzlicher Natur und werden deshalb an dieser Stelle nicht genauer betrachtet. Es sei allerdings angemerkt, dass sich die Anzahl der benötigten Messungen in diesem Fall erhöht, wie Formel 7.2.11 verdeutlicht, da pro Doppelsensor nun zwei Sensororientierungen ermittelt werden müssen, aber aufgrund der typischerweise disjunkten Sichtbereiche der Sensoren die Anzahl der resultierenden Gleichungen pro Messung konstant bleibt.

$$M \cdot N \geq 4N + 2M, \quad (7.2.11)$$

Damit die Genauigkeit des gewählten Ansatzes bewertet werden kann, wurde das System zu Beginn von Hand kalibriert, um Referenzwerte für die Fehlerbestimmung des Kalibrierungsergebnisses zu haben. Bei den Ergebnissen muss allerdings berücksichtigt werden, dass zumindest die Referenzorientierungen fehlerhaft sein können, da auch die manuelle Methode keine absolute Genauigkeit bietet.

Um die Auswirkungen des Grads der Überbestimmtheit des Gleichungssystems zu ermitteln, wurden jeweils fünf Kalibrierungen mit 15, 18 und 21 Messpositionen durchgeführt. Die

Ergebnisse dieser Kalibrierungen sind in Tabelle 7.2.3 aufgeführt. Hierin beschreibt der *MPF* den absoluten mittleren Positionsfehler als Mittelwert der Betragsdifferenz zwischen den *N* kalibrierten und gemessenen Sensorpositionen, der nach folgender Formel bestimmt wird:

$$MPF = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sqrt{(x_{i,cal} - x_{i,ref})^2 + (y_{i,cal} - y_{i,ref})^2} \quad (7.2.12)$$

Entsprechend beschreibt der *MOF* den absoluten mittleren Orientierungsfehler als Mittelwert der Betragsdifferenz zwischen den *M* kalibrierten und gemessenen Sensororientierungen und wird folgendermaßen ermittelt:

$$MOF = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |(\alpha_{i,cal} - \alpha_{i,ref})| \quad (7.2.13)$$

	15 Messpunkte		18 Messpunkte		21 Messpunkte	
	MPF [cm]	MOF [°]	MPF [cm]	MOF [°]	MPF [cm]	MOF [°]
1	24,7	4,0	34,2	2,8	28,6	2,3
2	37,8	3,3	53,6	5,0	28,7	2,9
3	45,3	5,2	31,2	3,5	36,1	2,4
4	46,6	6,3	21,7	2,3	46,4	3,6
5	81,2	8,9	45,6	4,5	24,6	2,8
Ø	47,1	5,5	37,3	3,6	32,9	2,8

Tabelle 7.2.3.: Kalibrierungsergebnisse mit 15, 18 und 21 Messpositionen

Auch wenn aufgrund der wenigen Messungen nicht von allgemeingültigen Ergebnissen gesprochen werden kann, so wird doch deutlich, dass sich der durchschnittliche Kalibrierungsfehler durch eine höhere Anzahl von Messpositionen vermindert, wie die letzte Zeile in Tabelle 7.2.3 veranschaulicht. Die Konvergenzwahrscheinlichkeit des Verfahrens liegt in den durchgeführten Test bei 34 %, 51 % und 55 % für 15, 18 und 21 Messungen. Weiterhin wurden alle erfolgreichen Kalibrierungen in weniger als 30 Sekunden auf einem PC mit Pentium 4 und einer Taktfrequenz von 3 GHz berechnet.

Insgesamt ist erkennbar, dass die Genauigkeit der Kalibrierung aufgrund der fehlerbehafteten Messwerte begrenzt ist. Zur Veranschaulichung zeigt Abbildung 7.2.5 beispielhaft eine relativ gute (18 Punkte, Messung 4) und eine schlechte Kalibrierung (18 Punkte, Messung 2).

Beeindruckend ist aber letztlich vor allem der durch die automatische Kalibrierung erreichte Zeitgewinn. Dauerte eine manuelle Einmessung des Systems durch zwei Personen zuvor bis zu zwei Stunden, so lässt sich diese Zeit mit dem entwickelten Verfahren auf weniger als fünf Minuten reduzieren. Dabei beansprucht die Durchführung der Messungen den größten Teil

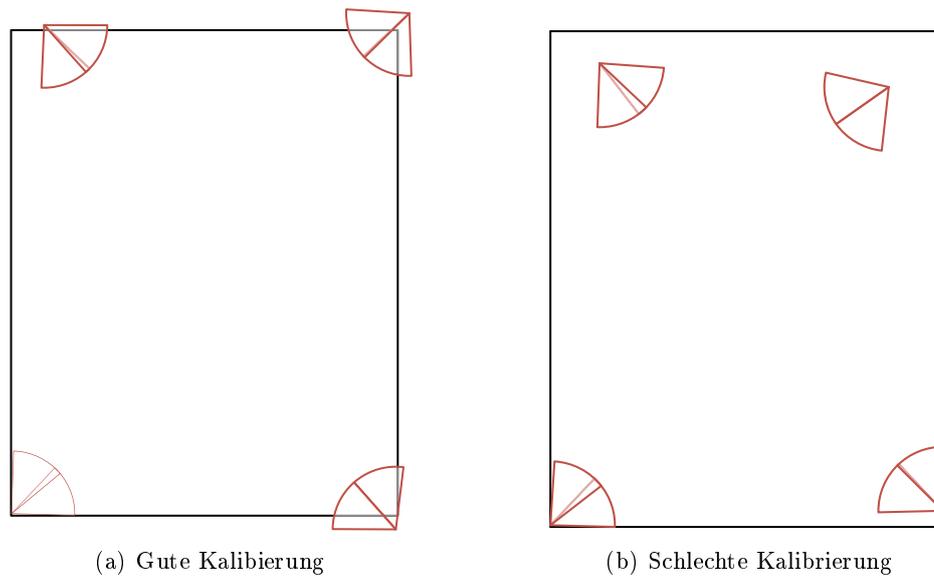


Abbildung 7.2.5.: Visualisierung eines relativ guten und eines relativ schlechten Kalibrierungsergebnisses

der Zeit. Die Berechnung mit Hilfe des Newton-Raphson-Verfahrens hingegen ist meist nach wenigen Sekunden abgeschlossen. Mit Verzicht auf einen gewissen Grad an Genauigkeit lässt sich folglich durch die automatisierte Kalibrierung ein enormer Zeitgewinn erzielen.

Ist eine höhere Kalibrierungsgenauigkeit des Systems notwendig, so besteht die Möglichkeit, eine hybride Kalibrierung durchzuführen, bei der beispielsweise die Sensorpositionen manuell gemessen und Orientierungen automatisch kalibriert werden können. Aufgrund der Tatsache, dass die Positionsmessungen relativ einfach zu bewerkstelligen sind, wird auf diese Weise immer noch ein erheblicher Zeitgewinn erreicht. Basierend auf einigen Testmessungen, deren Ergebnisse an dieser Stelle aber nicht ausgeführt werden sollen, lässt feststellen, dass sich durch die hybride Kalibrierung zuverlässigere Resultate erzielen lassen und dass die Konvergenzwahrscheinlichkeit des Verfahrens aufgrund des weniger komplexen Gleichungssystems steigt.

#### 7.2.4.2. Simulationsergebnisse

Da basierend auf den real durchgeführten Kalibrierungen keine allgemeingültigen Aussagen über die Konvergenzwahrscheinlichkeit und die Genauigkeit des Verfahrens unter dem Einfluss unterschiedlich starken Rauschens gemacht werden kann, wurden in einem weiteren Schritt einige Simulationen durchgeführt. Für die Simulationen wurde der gleiche, aber natürlich diesmal virtuelle Testaufbau benutzt. Basierend darauf erfolgte die Durchführung von Kalibrierungen mit wiederum 15, 18 und 21 zufällig gewählten Messpunkten. Um den Einfluss des Messrauschens zu untersuchen, wurden die Messwerte mit einem gaußschen Rauschen überlagert, dessen Standardabweichung jeweils in  $0,5^\circ$ -Schritten von  $0^\circ$  auf  $2^\circ$  erhöht

wurde. Zur Generierung verlässlicher Werte erfolgte eine Berechnung durch Mittelung über jeweils tausend Durchläufe.

Abbildung 7.2.6(a) und 7.2.6(b) illustrieren die Genauigkeit des Verfahrens anhand des durchschnittlichen Positions- und Winkelfehlers. In die gezeigten Ergebnisse fließen dabei nur Messungen ein, die durch das Verfahren als korrekt konvergiert gekennzeichnet wurden. Um eine hohe Konvergenzwahrscheinlichkeit zu ermöglichen, dienten bei diesen Simulationen – im Gegensatz zu allen nachfolgenden – nicht zufällige Startwerte als Ausgangspunkt, sondern die exakte Konfiguration der Sensoren. Die Messpositionen hingegen wurden zufällig gewählt. Die resultierenden Ergebnisse werden durch die durchgezogenen Linien dargestellt. Die gestrichelten Linien hingegen illustrieren die Ergebnisse, die bei der weiter unten beschriebenen Ermittlung der Konvergenzwahrscheinlichkeit erzielt wurden. Allgemein verdeutlichen

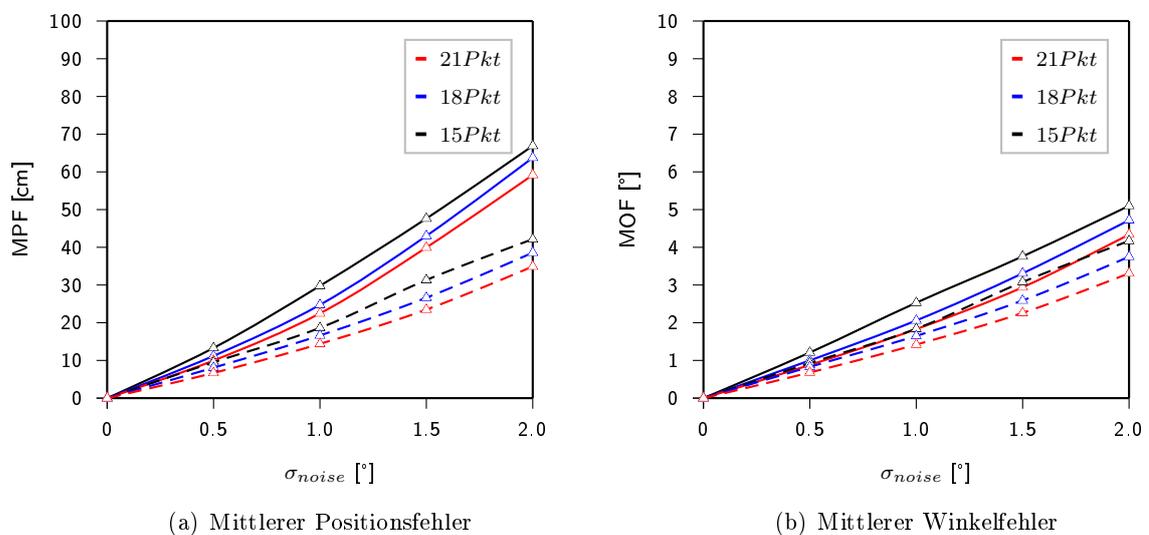


Abbildung 7.2.6.: Kalibrierungsfehler in Abhängigkeit vom Sensorrauschen

die Ergebnisse den nahezu linearen Zusammenhang zwischen dem Rauschen der Messwerte und den durchschnittlichen Positions- und Orientierungsfehlern. Weiterhin ist zu erkennen, dass das Verfahren für den Fall fehlerfreier Messwerte ein absolut exaktes Ergebnis liefert. Außerdem verbessert, wie auch schon die realen Untersuchungen gezeigt haben, eine höhere Anzahl an Messpunkten das Kalibrierungsergebnis. Zusätzlich sollte klar sein, dass die ermittelten Winkelfehler nicht von der Größe des Aufbaus unabhängig sind. Die Positionsfehler der Sensoren skalieren hingegen mit der Raumgröße, was durch die Simulation einer weiteren Konfiguration bestätigt werden konnte [51]. Interessant ist außerdem der Vergleich mit den Ergebnissen, die bei der Konvergenzsimulation erzielt wurden (gestrichelte Linien), da sie deutlich besser sind. Der Grund dafür ist relativ einfach. Da bei den ersten Simulationen nicht zufällige Werte als Startpunkte dienten, sondern die exakten Sensorposen und Messpositionen, ist die Konvergenzwahrscheinlichkeit sehr hoch. Im Gegensatz dazu ist im Fall zufällig gewählter Startpunkte die Konvergenzwahrscheinlichkeit bei schlechten Messungen niedriger, wie später noch gezeigt wird, sodass im Durchschnitt weniger schlechte Ergebnisse in den berechneten Mittelwert einfließen. Folglich führt die nicht immer gegebene Konvergenz des Verfahrens zu einer Verbesserung des mittleren Fehlers.

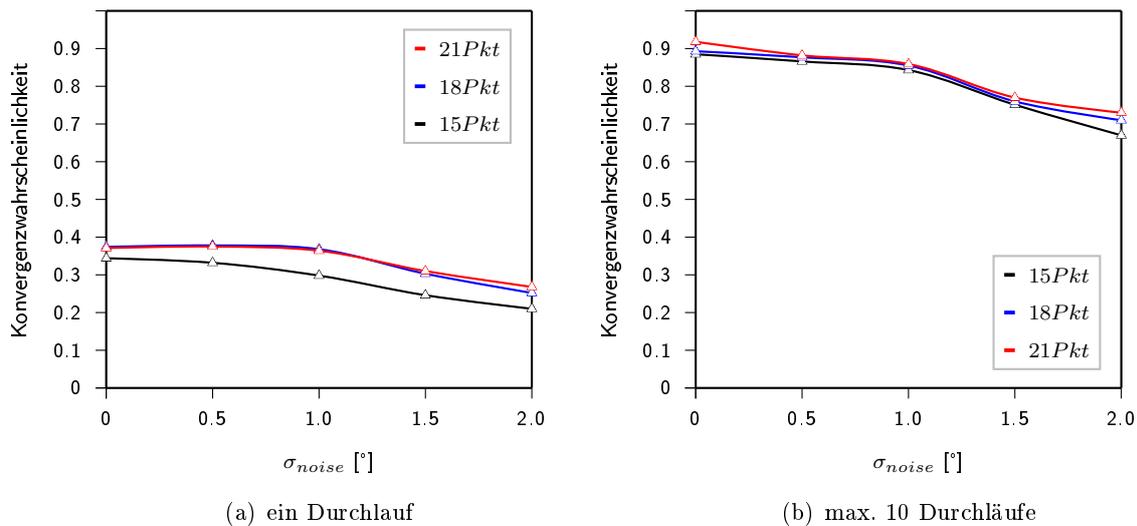


Abbildung 7.2.7.: Konvergenzwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit von der Anzahl der Messpunkte und der Höhe des Messrauschens

Die Ergebnisse der Tests der Konvergenzwahrscheinlichkeit zeigt Abbildung 7.2.7, bei denen die Simulationen wie erwähnt mit zufälligen Messpositionen und Startwerten erfolgten. Darin veranschaulicht Abbildung 7.2.7(a) die Ergebnisse für den Fall nur eines Kalibrierungsversuchs pro Konstellation und damit die grundsätzliche Konvergenzwahrscheinlichkeit. Abbildung 7.2.7(b) hingegen illustriert die Resultate bei einer maximalen Wiederholrate von zehn, wie sie auch in den realen Tests genutzt wurde.

So liegt die grundsätzliche Wahrscheinlichkeit, dass eine Kalibrierung gegen das richtige Ergebnis konvergiert abhängig von der Höhe des Messrauschens zwischen 38 % und 21 %. Höheres Messrauschen führt dabei zu einer geringeren Konvergenzwahrscheinlichkeit, eine erhöhte Anzahl von Messpunkten hingegen verbessert das Ergebnis nur geringfügig. Durch die Erhöhung der Anzahl der Kalibrierungsversuche pro Messpunktsatz kann die Konvergenzwahrscheinlichkeit deutlich gesteigert werden und liegt zwischen 92 % und 67 %.

Abbildung 7.2.8(a) und 7.2.8(b) zeigen schließlich die durchschnittliche Anzahl der benötigten Kalibrierungsversuche für eine erfolgreiche Kalibrierung mit maximal zehn Durchläufen pro Messpunktsatz und die zur Berechnung benötigte durchschnittliche Rechenzeit auf einem DualCore-Rechner mit 3 GHz. So wird eine Lösung in durchschnittlich drei Versuchen gefunden, wobei die Anzahl der Messpunkte und das Messrauschen nur eine geringe Auswirkung haben. Die Berechnungsdauer hingegen steigt mit der Anzahl der Messpunkte, liegt aber in allen Fällen bei wenigen Sekunden.

Vergleicht man die Simulationsergebnisse mit den realen Messungen, so lässt sich durchaus sagen, dass die Simulationen in der Praxis bestätigt wurden. Die Konvergenzwahrscheinlichkeit ist zwar in der Realität mit ca. 50 % bei 18 bzw. 21 Messpunkten deutlich geringer, liegt aber in einem akzeptablen Bereich. Vergleicht man die Kalibrierungsfehler, so wird deutlich, dass von einem typischen Messfehler zwischen 1,5° und 2° auszugehen ist, der allerdings aufgrund der durchgeführten Mittelung der Messwerte systematischer Natur und in der be-

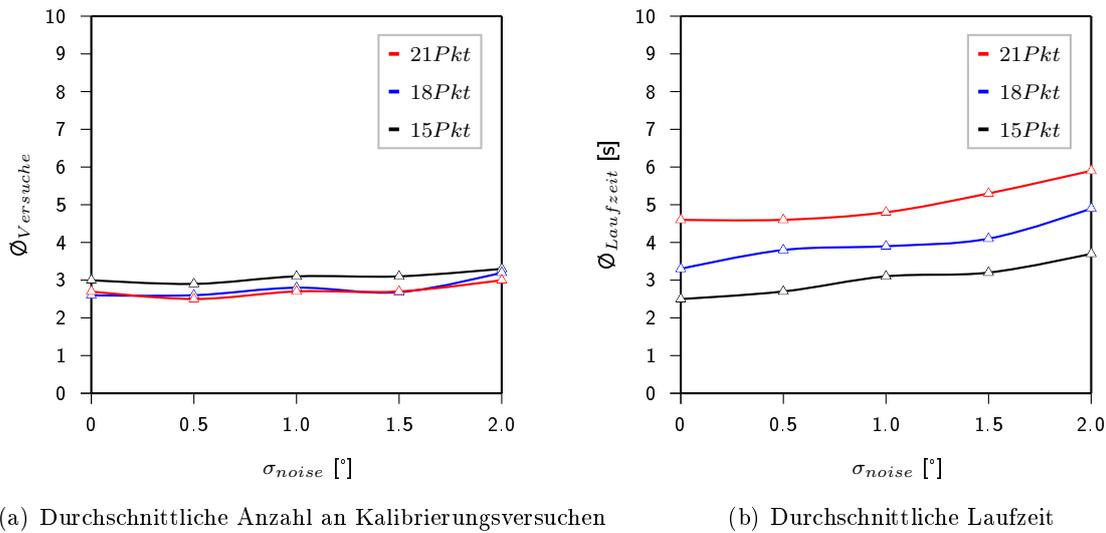


Abbildung 7.2.8.: Durchschnittliche Anzahl von Kalibrierungsversuchen und Laufzeit in Abhängigkeit vom Sensorrauschen

grenzten Genauigkeit der Sensoren begründet ist.

### 7.2.4.3. Vergleich des *Newton-Raphson-Verfahrens* mit *Simulated-Annealing*

Wie bereits erwähnt, erfolgte auch ein Vergleich des implementierten Algorithmus mit einer Variante des *Simulated-Annealing*. Allerdings konnte damit trotz sehr langsamen Abkühlens und entsprechend langer Laufzeiten in keinem Fall ein zufriedenstellendes Ergebnis gefunden werden, das auch nur annähernd der wirklichen Lösung entspricht. Das beinhaltet sowohl Simulationen ohne als auch mit Messrauschen. Ebenso konnte durch eine Erhöhung der Anzahl der Messpunkte keine Verbesserung erreicht werden.

Über die Gründe können nur Vermutungen angestellt werden. So ist das bei der Kalibrierung aufgestellte Gleichungssystem sehr komplex und besitzt beispielsweise bei einem Lokalisierungssystem bestehend aus vier Doppelsensoren und zwanzig Messpunkten eine Dimension von

$$d = \underbrace{(20 \cdot 2)}_{\text{Messpunkte}} + \underbrace{4 \cdot (2 + 2)}_{\text{Pos. + Orient. der Sensoren}} = 56 \quad (7.2.14)$$

Das alleine ist jedoch kein hinreichender Grund für das Scheitern des *Simulated-Annealing*. Deswegen liegt die Vermutung nahe, dass die Funktion sehr viele lokale Minima aufweist, sodass trotz der langsamen Abkühlung das globale Minimum nicht gefunden wird. Um so beeindruckender ist die Tatsache, dass das *Newton-Raphson-Verfahren* so gut funktioniert.

### 7.3. Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde ein Verfahren zur komfortablen, softwaregestützten Inbetriebnahme des Lokalisierungssystems vorgestellt, das bei Inkaufnahme eines gewissen Kalibrierungsfehlers, der ausschließlich von der Genauigkeit der Sensoren abhängt, ein aufwändiges Ausmessen der Sensorpositionen und Orientierungen überflüssig macht. Daraus resultiert eine enorme Zeitersparnis, da die manuelle Kalibrierung in Versuchen mit zwei beteiligten Personen nahezu zwei Stunden dauerte. Mit der softwaregestützten Inbetriebnahme hingegen kann die Kalibrierung des Systems von einer Person durchgeführt werden, da nur ein Bewegen durch den Überwachungsbereich und ein kurzes Stehenbleiben an einigen Stellen notwendig ist. Dieser Vorgang dauert insgesamt kaum mehr als fünf Minuten.

Der für die Kalibrierung entwickelte Algorithmus nutzt das so genannte Newton-Raphson-Verfahren zur Lösung des aus der Problembeschreibung resultierenden nichtlinearen Gleichungssystems. Zwar ist für solche Systeme keine Lösbarkeit garantiert, aber sowohl praktische Tests als auch Simulationen haben gezeigt, dass sich mit einer Wahrscheinlichkeit von über 50 % eine Lösung finden lässt. Sollte sich jedoch wider Erwarten mit den aufgenommenen Messwerten kein zufriedenstellendes Ergebnis berechnen lassen, muss der Messvorgang erneut durchgeführt werden.

## 8. Systeminfrastruktur

Von den in der Einleitung genannten Anforderungen an ein Lokalisierungssystem wurden in den vorangegangenen Kapiteln bereits die Aspekte Komfort, Akzeptanz, Genauigkeit und Skalierbarkeit genauer betrachtet und bei der Entwicklung berücksichtigt. Mit der Realisierung einer softwaregestützten Inbetriebnahme konnte des Weiteren der Installationsaufwand des hier vorgeschlagenen Ansatzes deutlich gesenkt werden. Allerdings ist damit noch nicht der Anforderung einer einfachen Integration in eine bestehende Infrastruktur Rechnung getragen. Zu diesem Zweck wird in diesem Kapitel der Aspekt der softwareseitigen Integration betrachtet. Zudem wird eine auf Funk basierende Lösung zur Vernetzung der Sensoren und Übertragung der Sensordaten vorgestellt.

### 8.1. Systemintegration

Betrachtet man typische Gebäudeinstallationen im Heim- oder Bürobereich, so wird man in Bezug auf die Elektroinstallation zum Großteil immer noch die klassische, statische Verkabelung zwischen Aktoren und Schaltern (Sensoren) vorfinden. Allerdings finden Gebäudebussysteme wie *KNX*<sup>1</sup>, die eine dynamische Konfiguration der Beziehung zwischen Aktoren und Sensoren erlauben und insbesondere bei umfangreichen Installationen wie in Bürogebäuden die notwendige Flexibilität ermöglichen, immer öfter Anwendung. Durch die damit verbundene Digitalisierung der Installation wird die Möglichkeit der Anbindung an andere Systeme und Dienste geschaffen, wodurch sich ganz neue Möglichkeiten der Steuerung ergeben. Beispielsweise ist so die Regelung des Lichts in Abhängigkeit von der Position einer Person denkbar. Gestützt wird dieser Trend durch Funktechnologien wie WLAN, die eine ubiquitäre Vernetzung von Geräten ermöglichen.

Das Problem bei der Vernetzung verschiedenartiger Systeme liegt jedoch grundsätzlich in deren Heterogenität, die eine Kopplung erschwert. Folglich ist der Aspekt der einfachen Integration eines Systems in eine bestehende Infrastruktur und der damit verbundenen Kommunikation zwischen Geräten letztlich immer eine Frage geeigneter Schnittstellen.

Mit dem ursprünglich für das Internet entwickelten IP-Protokoll hat sich in den letzten Jahren ein Kommunikationsstandard etabliert, der mittlerweile auch für sehr limitierte Geräte eingesetzt [46] und den gesamten Bereich der Inter-Geräte-Kommunikation noch weiter durchdringen und prägen wird. Das zeigt sich beispielsweise daran, dass kürzlich die so genannte *IPSO-Alliance*<sup>2</sup> gegründet wurde, die sich der Etablierung von IP zur Vernetzung

---

<sup>1</sup><http://www.knx.de>

<sup>2</sup><http://www.ipso-alliance.org>

von *Smart Objects* verschrieben hat und der namenhafte Hersteller wie Cisco oder Bosch angehören. Weiterhin gibt es für Systeme, deren Kommunikation nicht auf IP beruht, oftmals sogenannte Gateways, die eine Protokollumsetzung realisieren.

Allerdings ist damit noch keine Interaktion zwischen unterschiedlichen Geräten gewährleistet, da nicht standardisiert ist, auf welche Art und Weise die durch ein Gerät angebotenen Funktionen genutzt werden können, d. h. wie ein Funktionsaufruf durchgeführt wird oder ein Dienst nutzbar ist. Deshalb hat in letzter Zeit das Konzept der *Service-orientierten Architektur (SOA)*, das eigentlich aus dem Bereich der Enterprise-Applikationen stammt, auch bei der Gerätevernetzung an Bedeutung gewonnen. Der Grundgedanke von SOA in diesem Anwendungsfeld ist, standardisierte Schnittstellen durch die Kapselung der Funktionalität von Geräten in Form von Diensten (engl. *services*) zu schaffen und so die eigentliche Implementierung zu verbergen und austauschbar zu machen [9].

Beispiele solcher service-orientierten Architekturen sind *UPnP*<sup>3</sup>, *Jini*<sup>4</sup> oder *OSGi*<sup>5</sup>. Letztere gewinnt für den Bereich der Gebäudeautomatisierung immer mehr an Bedeutung und wird deshalb im Weiteren etwas genauer betrachtet.

### 8.1.1. Open Services Gateway initiative (OSGi)

Die *OSGi-Service-Plattform* ist eine auf Java basierende, dynamische Laufzeitumgebung, die die Ausführung und das Fernmanagement von den in ihr laufenden Softwarekomponenten, den sogenannten Bundles, ermöglicht. Dies wird durch ein integriertes *Life-Cycle-Management* realisiert, das das Starten und Stoppen von Bundles zur Laufzeit erlaubt. Dabei wird sichergestellt, dass ein Hinzufügen, Entfernen oder auch eine Fehlfunktion einzelner Softwarekomponenten nicht das Gesamtsystem negativ beeinflussen kann, indem Bundles im Hinblick auf ihren Code streng voneinander getrennt werden und jeweils eine geschlossene Einheit darstellen. Ursprünglich entwickelt wurde *OSGi*, um die bereits genannte Fernwartung von Systemen durch die Integration oder den Austausch von Bundles zu ermöglichen. Ein Beispiel dafür ist das Management von Settop-Boxen durch den Service-Provider.

Mittlerweile findet *OSGi* aber auch in vielen anderen Bereichen Verwendung wie der *Eclipse IDE*<sup>6</sup> oder im *BMW ConnectedDrive*. Außerdem eignet es sich aufgrund seiner Plattform- und Herstellerunabhängigkeit ebenso für die Bereiche der Heimautomatisierung und der *Ambient Intelligence (AI)* [17, 54], da durch seine Verwalt- und Erweiterbarkeit die unterschiedlichsten Geräte mit dem und über das Framework verbunden werden können. Zusätzlich ist aufgrund der Veröffentlichung der Bundle-Funktionalität in Form von *Service Interfaces* und einer Suchfunktion für im Framework registrierte Dienste (Discovery) die automatische und dynamische Kopplung von Diensten zur Laufzeit möglich.

Ein Nachteil von *OSGi* besteht allerdings darin, dass es als in sich geschlossenes System konzipiert wurde, das eine Inter-Bundle-Kommunikation nur innerhalb des Frameworks

---

<sup>3</sup><http://www.upnp.org>

<sup>4</sup><http://www.jini.org>

<sup>5</sup><http://www.osgi.org>

<sup>6</sup><http://www.eclipse.org>

erlaubt. Daraus ergibt sich zum einen eine begrenzte Skalierbarkeit, zum anderen wird ein Framework damit zu einem so genannten *Single-Point-of-Failure*. Im Falle einer Hausinstallation beispielsweise, bei der alle Funktionen des *intelligenten Hauses* auf einem OSGi-Gateway zusammengeführt sind, bedeutete ein Ausfall dieses Gateways, dass weder die Steuerung von Licht, Heizung noch die Nutzung anderer Funktionalitäten möglich wären.

Zur Umgehung dieser Problematik kann eine von Rellermeyer u. a. [82, 83] vorgestellte Erweiterung von OSGi namens R-OSGi genutzt werden, die es erlaubt, mehrere Frameworks transparent zu einem virtuellen Framework zu vereinen. Am Institut für Roboterforschung der TU Dortmund wiederum wird von Wegner u. a. ein auf R-OSGi und LDAP (Lightweight Directory Access Protocol) basierender Ansatz entwickelt, mit dem sich ein solches verteiltes Framework komfortabel verwalten lässt [108].

### 8.1.2. Fazit

Folglich bietet OSGi in Verbindung mit dem IP-Protokoll, das von Java und damit auch von OSGi direkt unterstützt wird, eine geeignete Möglichkeit, ein Lokalisierungssystem in eine bestehende Dienstlandschaft zu integrieren. So könnte ein als Bundle implementierter Lokalisierungsservice – der die per Netzwerk empfangenen Sensordaten auswertet und daraus die Position einer oder mehrerer Personen im Raum bestimmt – einfach mit anderen Diensten wie der Steuerung des Lichts oder der Jalousien zu einem höherwertigen Dienst kombiniert werden. Aus diesem Grund wurde der soeben vorgestellte Ansatz bei der Entwicklung der in den folgenden Abschnitten beschriebenen System-Infrastruktur berücksichtigt.

## 8.2. Entwicklung einer Funk-Infrastruktur

Bei der Umsetzung einer geeigneten System-Infrastruktur, über die die Übertragung der Sensordaten zur auswertenden Instanz – also beispielsweise dem OSGi-Gateway – erfolgt, müssen verschiedene Aspekte wie die zu übertragende Datenmenge, die räumliche Ausdehnung des Systems und die Hardwarekosten berücksichtigt werden. Der Nachteil der Anbindung über USB, die bei der ersten Modulversion umgesetzt wurde (vgl. Abschnitt 4.2), besteht in der begrenzten Reichweite, die ohne Repeater fünf Meter beträgt, sodass sich typischerweise in jedem Raum, in dem ein Lokalisierungssystem installiert ist, ein PC befinden muss. Vorteilhaft ist hingegen, dass die Stromversorgung der Sensormodule direkt über USB erfolgt.

Im weiteren Verlauf wird das Konzept einer auf die Bedürfnisse des Lokalisierungssystems angepassten Infrastruktur beschrieben, bei der die Datenübertragung zur Datensinke aufgrund der in Abschnitt 8.1 genannten Gründe auf Grundlage des IP-Protokolls erfolgt. Bei der Auswahl des physikalischen Übertragungsmediums ergeben sich grundsätzlich die Möglichkeiten der kabellosen und der kabelgebundenen Übertragung. Da aber die kabellose Übertragung im Hinblick auf die schnelle Installation eines Systems weitaus flexibler und damit insbesondere in der Entwicklungsphase von Vorteil ist, wird diese Variante folgend betrachtet. Dazu werden zu Beginn die Anforderungen an das System erarbeitet. Basierend darauf wird anschließend eine geeignete Hardwarebasis ausgewählt und das realisierte System

beschrieben. Die folgende Evaluierung schließlich dient der Beantwortung der Frage, ob das entstandene System den gestellten Anforderungen gerecht wird.

### 8.2.1. Anforderungen

Bei der Entwicklung des Systems müssen verschiedene Anforderungen berücksichtigt werden, die sich einerseits aus den in der Einleitung genannten Aspekten ergeben und andererseits durch die Art der verwendeten Sensoren beeinflusst werden. Diese Anforderungen umfassen

- die Datenrate zur Übertragung der Sensordaten,
- die räumliche Ausdehnung des Systems (Reichweite),
- den Stromverbrauch, falls ein Batteriebetrieb angedacht ist,
- die Störsicherheit,
- die Baugröße der resultierenden Sensormodule,
- den Installationsaufwand und
- die Systemkosten.

**Datenrate** Um eine ausreichend genaue Lokalisierung durchführen zu können, wird eine Updaterate von mindestens 20 Hz angestrebt<sup>7</sup>, d. h. dass jeder Sensor mindestens zwanzig Mal pro Sekunde neue Messdaten übermitteln können muss. Berücksichtigt man außerdem, dass bei einem typischen Aufbau mindestens vier Module mit jeweils zwei Sensoren (vgl. Abschnitt 4.1) notwendig sind, so ergibt sich bei acht Pixeln pro Sensor und einer Auflösung von 16 Bit/Pixel<sup>8</sup> eine erforderliche Nettoübertragungsrate von 20480 bit/s. Da allerdings auch Konfigurationen mit bis zu vier Sensoren pro Modul denkbar sind, um einen FoV von 180° abdecken zu können, ist die Datenrate höher auszulegen. So resultiert beispielsweise die Verwendung von acht Vierfachsensoren bei einer Updaterate von 20 Hz in einer Nettodatenrate von 81200 bit/s. Zusätzlich müssen allerdings noch der Protokolloverhead und ein gewisser zeitlicher Abstand zwischen dem Senden der einzelnen Module berücksichtigt werden, sodass insgesamt eine Datenrate von weit über 100 kbit/s angestrebt wird.

**Reichweite** Typische Raumgrößen bewegen sich in einem Bereich von unter  $10 \times 10 \text{ m}^2$ . Allerdings sollte zusätzlich berücksichtigt werden, dass in gewissem Maße Hindernisse wie Wände überwunden werden müssen.

---

<sup>7</sup>Eigentlich ist bei einer angestrebten Genauigkeit von  $\pm 30 \text{ cm}$  und einer durchschnittlichen Bewegungsgeschwindigkeit von  $1,5 \text{ m/s}$  eine Updaterate von 5 Hz ausreichend. Allerdings sollen auch schnellere Bewegungen noch nachverfolgt werden können, wodurch sich die Überdimensionierung erklärt.

<sup>8</sup>Aufgrund des Rauschverhaltens der Sensoren ist ein AD-Wandler mit 10 Bit ausreichend. Die restlichen sechs Bit können dafür genutzt werden eine Summe mehrerer Messwerte zu übertragen. Durch Division dieser Summe durch die Anzahl der Messwerte lässt sich damit auf Empfängerseite der Mittelwert der Messwerte berechnen (vgl. Abschnitt 4.2).

**Stromverbrauch** Bei einer festen Verkabelung spielt der Stromverbrauch nur eine untergeordnete Rolle. Bei einem Funksystem erscheint es jedoch sinnvoll, im Hinblick auf die Entwicklungsphase auch eine batteriebetriebene Versorgung zu ermöglichen, bei der die Laufzeit zumindest einige Stunden betragen sollte. Eine Laufzeit über mehrere Wochen ist hingegen aufgrund des hohen Stromverbrauchs der Funkkomponenten nicht realistisch und erfordert in jedem Fall eine kabelgebundene Versorgung.

**Störsicherheit** Die Störsicherheit beinhaltet einerseits, dass die analogen Sensorwerte nicht durch die Funkübertragung verfälscht werden. Andererseits muss die Übertragung unempfindlich gegenüber äußeren Störungen durch andere Funksysteme sein.

**Installationsaufwand** Die Module müssen sich einfach und unauffällig in verschiedenen Umgebungen anbringen lassen. Außerdem sollte die Inbetriebnahme des Systems – die nicht mit der Kalibrierung zu verwechseln ist – möglichst automatisiert ablaufen.

**Systemkosten** Bei der verwendeten Hardware sollte es sich typischerweise um Standardbauteile handeln, sodass eine kostengünstige Realisierung möglich ist.

### 8.2.2. Systemhardware

Basierend auf diesen Anforderungen und den zuvor gemachten Überlegungen wird nun zuerst die Systemtopologie vorgestellt und danach eine Hardwareauswahl getroffen.

Obwohl bereits festgelegt wurde, dass die Anbindung des Lokalisierungssystems an das Gateway unter Nutzung des IP-Protokolls erfolgen soll, ist seine funkseitige Verwendung nicht zwingend erforderlich, solange der Funkempfänger eine entsprechende Protokollumsetzung vornimmt. Der Vorteil einer solchen Umsetzung liegt zum einen darin, dass durch die Nutzung eines einfacheren Protokolls der Overhead der Funkübertragung geringer ausfällt und dadurch eine höhere Nettodatenrate erreicht werden kann. Zum anderen bietet ein dediziertes Empfängermodul mit Ethernetanbindung ein hohes Maß an Flexibilität, da das die Lokalisierung durchführende Gateway an einem beliebigen Ort im oder auch außerhalb des Gebäudes platziert werden kann, solange eine Netzwerkverbindung besteht. Für das Funksystem ergibt sich damit prinzipiell der in Abbildung 8.2.1 gezeigte Aufbau. Deutlich wird die Sternstruktur des Systems, bei der die Module ihre Daten an das Empfängermodul, im Weiteren auch Access-Point genannt, senden, das die Weiterleitung realisiert.

Bei der Auswahl des Funkverfahrens stehen beim Verzicht auf eine proprietäre Technologie und unter Berücksichtigung der gewünschten Übertragungsrates mit WLAN, Bluetooth und dem IEEE 802.15.4 Standard drei geeignete Varianten zur Verfügung. Auf dem letzteren setzt beispielsweise das ZigBee-Protokoll auf, weswegen im weiteren Verlauf beide Bezeichnungen synonym verwendet werden, auch wenn das nicht ganz korrekt ist.

Von den drei genannten Varianten erweist sich ZigBee als die geeignetste, da sie für die Vernetzung von Sensoren konzipiert wurde und in der 2,45 GHz Variante<sup>9</sup> eine ausreichend hohe

---

<sup>9</sup>In Europa ist zusätzlich der Frequenzbereich von 868 MHz, in den USA der Bereich von 915 MHz zulässig.

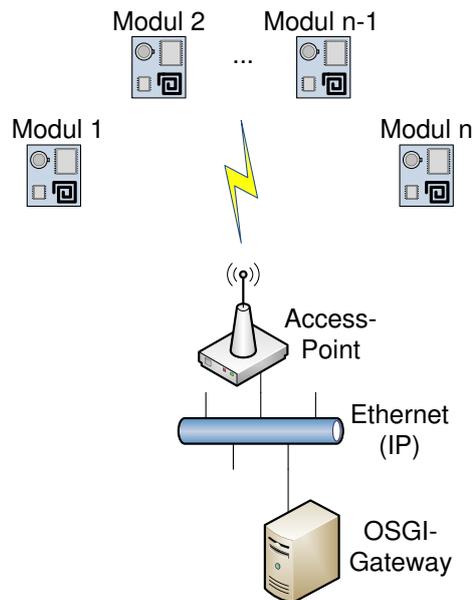


Abbildung 8.2.1.: Struktureller Aufbau des Lokalisierungssystems

Übertragungsgeschwindigkeit und den geringsten Stromverbrauch von weniger als 30 mA aufweist. Außerdem ist ZigBee mit IC-Preisen von ca. 2 € (Microchip MRF24J40)<sup>10</sup> auch die kostengünstigste Variante. Weiterhin erfüllt der Standard mit einer Reichweite von bis zu 30 m im Innenbereich auch diesen Aspekt der Anforderungen.

Aufgrund der Verwendung des IEEE 802.15.4 Standards seien an dieser Stelle für das spätere Verständnis noch einige seiner wichtigsten Eigenschaften genannt. So ist das genutzte Frequenzspektrum in 16 Kanäle aufgeteilt, wobei jeder Kanal eine Übertragungsrate 250 kbit/s aufweist. Da pro Übertragung allerdings immer nur ein Kanal genutzt werden kann, ist auch die maximale Datenrate auf 250 kbit/s begrenzt. Weiterhin wird zur Kollisionsvermeidung ein CSMA/CA<sup>11</sup>-Verfahren genutzt, das sicherstellt, dass ein Teilnehmer nur sendet, wenn der Kanal frei ist. Schließlich werden zwei unterschiedliche Adressformate unterstützt, eine Long- und eine Short-Address. Erstere stellt eine weltweite eindeutige Kennung dar und ist 64 Bit lang. Letztere hingegen besteht nur aus 16 Bit und dient der Verminderung des Protokoll-Overheads.

Neben dedizierten Transceiverchips existieren für ZigBee auch Varianten mit integriertem Mikrocontroller. Aufgrund der bereits existenten USB-Lösung, die einen 8Bit-Controller der Firma Microchip (Microchip PIC 18F4550) nutzt, wurde wegen der leichteren Anpassbarkeit der Modulfirmware allerdings auf eine integrierte Lösung verzichtet. Zur Realisierung der Empfängerplatine dient auch eine Microchip-Lösung mit dediziertem Ethernet-Kontroller (Microchip ENC28J60), um eine möglichst homogene Hardwareplattform zu schaffen. Der Mikrocontroller und der Ethernet-Kontroller liegen mit Preisen<sup>12</sup> von 3,50 € bzw. 1,70 € in

<sup>10</sup> bei einer Abnahme von 1000 Stück (Quelle: <http://www.microchip.com>)

<sup>11</sup> Carrier-Sense-Multiple-Access/Collision-Avoidance

<sup>12</sup> bei einer Abnahme von 1000 Stück (Quelle: <http://www.microchip.com>)

einer ähnlichen Preisregion wie der Funktransceiver. Berücksichtigt man zusätzlich die Kosten für einige weitere Bauteile wie Spannungsregler, Kondensatoren, Steckverbinder, Quarze und Widerstände, die insgesamt weniger als 5 € kosten sollten und den Preis für zwei Sensoren pro Modul von ca. 10 € pro Sensor<sup>13</sup> sowie die Kosten der Platinenherstellung mit ca. 30 € pro Stück<sup>14</sup>, so ergeben sich letztlich die in Tabelle 8.2.1 aufgeführten Kosten von ca. 60 € für ein Sensormodul und ca. 42 € für den Access-Point. Legt man ein System mit vier Doppelsensoren

Sensormodul		Access-Point	
Bauteil	Preis	Bauteil	Preis
PIC 18F4550	3,50 €	PIC 18F4550	3,50 €
MRF24J40	2 €	MRF24J40	2 €
2×TPL08A 3.9	20 €	ENC28J60	1,70 €
Platine	30 €	Platine	30 €
Sonstiges	5 €	Sonstiges	5 €
Gesamt	60,50 €	Gesamt	42,20 €

Tabelle 8.2.1.: Kostenaufstellung für ein Doppelsensor-Modul und den Access-Point

zugrunde, so ergeben sich schließlich Gesamtkosten von ca. 280 €. Auch wenn es sich hierbei um Herstellungskosten handelt und Softwarekosten vernachlässigt werden, so ergeben sich im Vergleich zu Systemen wie *Ubisense* oder *Cricket* (vgl. Abschnitt 2.2.1.1 und 2.2.2) bereits im Prototypenstadium viel geringere Kosten.

Somit lässt sich abschließend festhalten, dass aufgrund der gewählten Hardware die Anforderungen an die Datenrate, Reichweite und Systemkosten grundsätzlich als erfüllt angesehen werden können. Bezüglich der Baugröße kann festgehalten werden, dass wegen der geringen Bauteilanzahl und -größe eine Platinenfläche  $\leq 30 \text{ cm}^2$  realistisch ist.

### 8.2.3. Systemkonzept

Nachdem die Systemtopologie und die verwendete Hardware vorgestellt wurden, folgt nun die Beschreibung des Systemkonzepts, das insbesondere den Ablauf der Kommunikation beinhaltet. Um eine möglichst effiziente Datenübertragung realisieren zu können, sollte die Periodizität berücksichtigt werden, mit der die Sensoren ihre Daten übertragen. So sind zwei Dinge festzuhalten: Einerseits benötigen die Module in etwa die gleiche Zeit zur Ermittlung der Messwerte und andererseits werden zur Lokalisierung idealerweise die Messwerte aller Sensoren eines Zeitpunktes miteinbezogen.

Entsprechend erscheint eine koordinierte Kommunikation zweckmäßig, die Kollisionen zwischen den einzelnen Modulen bei der Datenübertragung vermeidet. Dabei übernimmt der Accesspoint die Rolle des Koordinators, der jedem Modul sein Sendeintervall zuteilt. Das führt allerdings dazu, dass jedes Lokalisierungssystem einen eigenen Koordinator benötigt.

<sup>13</sup>Dieser Preis ist nur geschätzt. Exakte Sensorpreise konnten leider nicht in Erfahrung gebracht werden.

<sup>14</sup>Preis bei geringen Produktionsmengen von unter 50 Stück

Bei der Kommunikation müssen generell zwei Situationen unterschieden werden: Die Initialisierung des Systems, in der die Sensormodule mit einem entsprechenden Access-Point Verbindung aufnehmen und die Arbeitsphase, in der die Sensormodule kontinuierlich Messdaten an den Koordinator senden.

### 8.2.3.1. Initialisierungsphase

Um die Inbetriebnahme für den Benutzer möglichst einfach zu gestalten, sollte die Anzahl notwendiger Eingriffe minimiert werden. Allgemein müssen drei Situationen unterschieden werden: die Inbetriebnahme eines neuen Systems (1), eines bereits eingerichteten Systems (2) und die Änderung der Sensorkonfiguration eines Systems (3), deren Ablauf für Koordinator und Sensormodul in Abbildung 8.2.2(a) und 8.2.2(b) illustriert ist. Der Einfachheit halber werden dabei jedoch nur die ersten beiden Situationen berücksichtigt. Im ersten Fall besitzen weder die Sensormodule Informationen über den Access-Point, noch umgekehrt. Deshalb untersucht der Koordinator zuerst alle Kanäle und wählt den Kanal mit dem besten Signal-Rausch-Abstand (SNR) aus, um im weiteren Verlauf eine möglichst störungsfreie Kommunikation zu gewährleisten. Nun beginnt er für einen festgelegten Zeitraum mit dem regelmäßigen Senden eines Broadcasts, auf den Sensoren, die noch keinem Koordinator zugeordnet sind und ihrerseits alle Kanäle nach einem Broadcast absuchen, durch das Zurücksenden ihrer Long-Adress antworten. Nach einem empfangenen Broadcast speichern die Sensormodule die Adresse des Access-Points persistent. Ebenso legt der Koordinator eine dauerhafte Liste der gefundenen Module an und teilt außerdem jedem dieser Module eine Short-Adress zu, um den Protokolloverhead bei der Kommunikation zu senken. Das Abspeichern der Daten wiederum dient einer vereinfachten Wiederinbetriebnahme, die dem zweiten zu Beginn genannten Fall entspricht. Hierbei sucht der Koordinator zwar wie zuvor nach der Frequenz mit dem besten SNR, die Initialisierungsphase kann jedoch sofort beendet werden, wenn alle gelisteten Module gefunden wurden. Die Module hingegen antworten diesmal nur auf Broadcasts des gespeicherten Koordinators. So wird sichergestellt, dass keine Falschzuordnung auftreten kann.

Im dritten Fall schließlich sollen dem System entweder zusätzliche Sensoren hinzugefügt oder aber Sensoren vom System entfernt werden. Die Umsetzung des Hinzufügens ist relativ einfach machbar, indem dem Koordinator über ein Konfigurationsinterface mitgeteilt wird, das hier nicht näher beschrieben werden soll, einen neuen Suchvorgang zu starten und die bestehende Liste um die neu gefundenen Module zu erweitern. Das Löschen von Modulen schließlich kann ebenso über das Konfigurationsmenü des Koordinators erfolgen. Weiterhin müssen die Module ein Zurücksetzen in den Auslieferungszustand erlauben, sodass sie nicht nur einmal einem System zugeordnet werden können.

Damit die Initialisierungsphase möglichst automatisiert ablaufen kann, muss gewährleistet sein, dass zu diesem Zeitpunkt nur Module aktiv sind, die eingebunden werden sollen und solche, die bereits einem Koordinator zugewiesen wurden. Weiterhin sollte klar sein, dass im dritten Fall eine Benutzeraktion nicht vermieden werden kann.

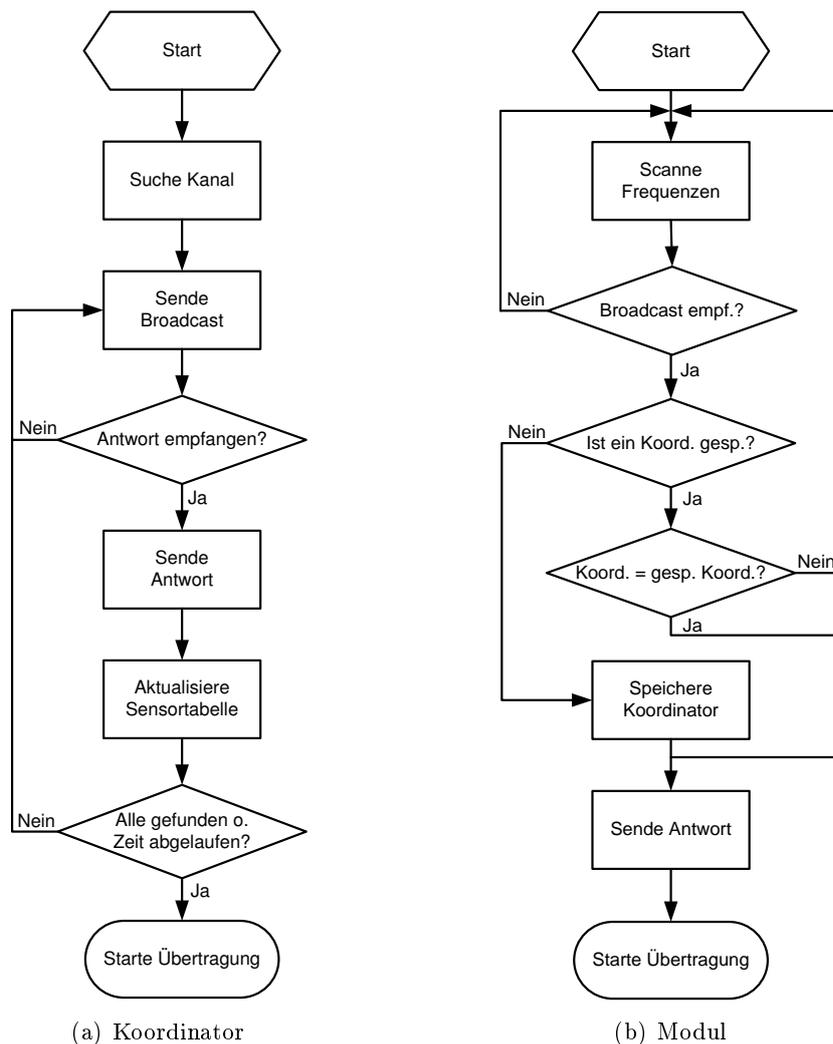


Abbildung 8.2.2.: Initialisierungsablauf des Funk-Systems

### 8.2.3.2. Arbeitsphase

Ist die Initialisierungsphase abgeschlossen, kann mit der Datenübertragung begonnen werden. Um eine effiziente Ausnutzung des Kanals zu erreichen und die Möglichkeit des gleichzeitigen Sendewunsches zweier Module auszuschließen, wird die Datenübertragung wie erwähnt komplett durch den Koordinator gesteuert, der die einzelnen Module synchronisiert, indem er ihnen einen Zeitschlitz zum Senden zuteilt. Dies geschieht mit Hilfe eines sogenannten Beaconpakets, das zu Beginn der Kommunikation und in bestimmten Abständen zur Resynchronisierung gesendet wird. Durch dieses Paket teilt der Koordinator den Sensoren außerdem die Intervallbreite und die Anzahl der Sensoren mit. Basierend auf diesen Daten und der zugeteilten Short-Address können sie dann die Position ihres Zeitschlitzes im Intervall

mit Hilfe der folgenden Formel ermitteln:

$$t_{send} = \frac{t_{Intervall} \cdot (ShortAddress - 1)}{Anzahl\ der\ Module} + Offset \quad (8.2.1)$$

Die *ShortAddress* wird dabei einfach als Ganzzahl interpretiert, wobei sich die Subtraktion von eins dadurch erklärt, dass der Koordinator selbst die Adresse 0 besitzt und das erste Modul somit die Adresse 1. Der Offset wiederum spezifiziert die Zeitspanne zwischen dem Empfang des Beaconpakets und dem Senden durch das erste Modul. Die Resynchronisierung schließlich ist aufgrund der Ungenauigkeit der Quarze der einzelnen Module notwendig.

Zwei Dinge seien an dieser Stelle noch angemerkt. Einerseits sendet der Koordinator die empfangenen Daten nicht direkt weiter, sondern sammelt alle Sensordaten eines Durchlaufs, um die Datenverarbeitung im OSGI-Framework zu erleichtern. Andererseits wird der Funktransceiver eines Sensormoduls in den Schlafmodus versetzt, solange die anderen Module senden, um den Stromverbrauch zu senken. Dies ist relativ effizient möglich, da das Senden periodisch erfolgt und somit klar ist, wann der Transceiver vom Mikrocontroller wieder aktiviert werden muss.

#### 8.2.4. Evaluierung

Abschließend erfolgt die Darstellung der Evaluierungsergebnisse im Hinblick auf die Datenübertragungsrate, den Stromverbrauch, die Störsicherheit und die Reichweite, wobei die letzten beiden Aspekte nur kurz betrachtet werden.

##### 8.2.4.1. Reichweite und Störsicherheit

Zur Reichweite des System lassen sich grundsätzlich keine exakten Angaben machen, da sie von mehreren Faktoren, insbesondere aber vom Aufbau des Gebäudes abhängt, d. h. wie viele Wände sich zwischen Sender und Empfänger befinden und ob es sich dabei beispielsweise um einfache Rigips- oder massive Wände aus Stahlbeton handelt. Untersuchungen haben aber gezeigt, dass die Überbrückung eines Abstands von 20 m und die Durchdringung einer Wand kein Problem darstellt.

Im Rahmen der Störsicherheit müssen zwei Aspekte unterschieden werden. Einerseits darf die Funkübertragung die Messwerte nicht negativ beeinflussen. Andererseits muss die Datenübertragung störsicher gegenüber parallel betriebenen Funksystemen sein. Der erste Aspekt lässt sich dabei relativ einfach sicherstellen, indem die Messwerterfassung nicht parallel zur Datenübertragung durchgeführt wird, was aufgrund der relativ großen Sendepausen, in der die anderen Module senden, kein Problem darstellt.

Die Störsicherheit der Funkübertragung wiederum wurde in einem Umfeld mit mehreren parallel betriebenen WLANs getestet und es konnten keine Beeinträchtigungen festgestellt werden. Beeinflussungen durch andere Lokalisierungs- oder ZigBee-Systeme sollten aufgrund

der zu Beginn durchgeführten Kanalwahl vermieden werden. Beim dauerhaftem Senden zweier Systeme auf einem Kanal allerdings wäre automatischer Kanalwechsel sinnvoll, der aber derzeit noch nicht implementiert ist.

Abschließend sei an dieser Stelle angemerkt, dass die Lokalisierung selbst fehlertolerant ist. Das heißt, dass die Lokalisierung beim zwischenzeitlichen Ausbleiben der Daten eines Moduls weiterhin durchgeführt werden kann und auch der Ausfall aller Daten eines Umlaufs kein grundsätzliches Problem darstellt, sondern höchstens zu einer zeitweise verminderten Lokalisierungsgenauigkeit führt.

#### 8.2.4.2. Datenrate

Zur Ermittlung der Datenrate wurde ein System mit bis zu vier Doppelsensoren aufgebaut und auf der Empfangsseite mit Hilfe eines Netzwerkclients die Anzahl korrekter Pakete pro Sekunde gezählt. Weiterhin wurde die Integrität der Daten auf der Funkstrecke unter Nutzung eines Funkanalysators untersucht und die Anzahl der korrekt übertragenen Sensordaten ermittelt. Jedes Modul sendete dabei 32 Byte Nutzdaten<sup>15</sup> und 22 Byte protokollbedingten Overhead. Damit ergibt sich nach Formel 8.2.2 für den Aufbau mit vier Doppelsensoren eine maximale Updaterate von 144 Hz.

$$f_{upd,max} = \frac{250kBit/s}{4 \cdot (32Byte + 22Byte) \cdot 8Bit/Byte} \approx 144 \text{ Hz} \quad (8.2.2)$$

In der Praxis fällt dieser Wert jedoch aus mehreren Gründen deutlich geringer aus. So muss aufgrund des Auseinanderlaufens der Taktgeber der Module ein gewisser Mindestabstand zwischen den Timeslots vorgesehen werden. Außerdem ist es wie bereits erwähnt notwendig, dass der Koordinator in regelmäßigen Abständen ein Beacon-Signal sendet. Ein weitaus entscheidenderer Faktor ist jedoch die Kollisionsvermeidung der Module, die zu einer Sendeverzögerung führt und trotz der Modulsynchronisierung nicht komplett abgeschaltet werden kann, da eine Sendekollision mit anderen Systemen denkbar wäre, die ebenfalls ZigBee zur Übertragung nutzen.

So ergeben sich schließlich die in Tabelle 8.2.2 gezeigten Updateraten. Diese Werte sollten jedoch nur als Richtwert angesehen werden, da durchaus noch Optimierungsmöglichkeiten bestehen. Auffallend ist die Diskrepanz zwischen der funk- und ethernetseitigen Übertragungsraten, die darin begründet ist, dass der Koordinator die empfangenen Daten bei einer hohen Updaterate nicht schnell genug verarbeiten kann, sodass die Anzahl der vom Netzwerk-Klienten empfangenen Daten deutlich geringer ausfällt, wie die dritte Spalte der Tabelle zeigt. Dieses Problem lässt sich jedoch durch die Verwendung eines leistungsfähigeren Controllers leicht beheben. Insgesamt lässt sich feststellen, dass die gestellten Anforderungen an die Übertragungsraten trotz dieses Problems deutlich übertroffen wurden.

---

<sup>15</sup> 2 Sensoren  $\times$  8 Pixel  $\times$  2 Bytes/Pixel

Modulanzahl	max. Updaterate (Funk)	max. Updaterate (IP)
2	100 Hz	77 Hz
3	83 Hz	53 Hz
4	50 Hz	40 Hz

Tabelle 8.2.2.: Maximale Updateraten des Funksystems für eine verschiedene Anzahl von Modulen

### 8.2.4.3. Stromverbrauch

Um den Stromverbrauch der Sensormodule zu ermitteln, wurden Messungen im Testbetrieb durchgeführt. Dazu diente wiederum ein System mit vier Doppelsensoren. Der Koordinator bedurfte hingegen keiner Untersuchung, da er nicht batteriebetrieben genutzt werden soll und seine Leistungsaufnahme folglich zweitrangig ist.

Abbildung 8.2.3 zeigt beispielhaft eine Messung für eine Updatefrequenz von 21 Hz. Es ist deutlich zu erkennen, dass der Grundverbrauch des Moduls bei 22 mA liegt und während des Sendens Stromspitzen von bis zu 44 mA auftreten. Berechnet man den Mittelwert des

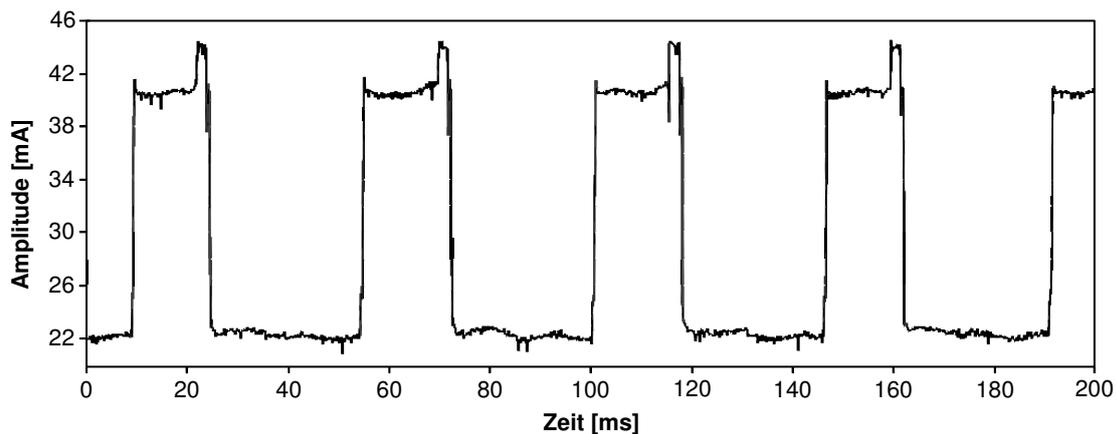


Abbildung 8.2.3.: Stromverbrauch eines Moduls bei 21 Hz Übertragungsfrequenz und einem Mikrocontrollertakt von 8 MHz

Verbrauchs nach Formel 8.2.3 – wobei das Resultat aufgrund des Ablesens der Werte aus gezeigter Grafik nur als Approximation anzusehen ist – so ergibt sich in diesem Fall ein mittlerer Stromverbrauch ca. 30 mA.

$$\begin{aligned}
 \bar{I} &= \frac{\bar{I}_{RF,on} \cdot t_{RF,on} + \bar{I}_{RF,off} \cdot t_{RF,off} + \bar{I}_{RF,send} \cdot t_{RF,send}}{t_{intervall}} \\
 &= \frac{13 \text{ ms} \cdot 41 \text{ mA} + 30,5 \text{ ms} \cdot 22 \text{ mA} + 2 \text{ ms} \cdot 44 \text{ mA}}{45,5 \text{ ms}} \\
 &\approx 30 \text{ mA}
 \end{aligned} \tag{8.2.3}$$

Mit steigender Updatefrequenz stiege der Stromverbrauch allerdings an, würde jedoch niemals den Maximalwert von 44 mA überschreiten.

Ausgehend von einem mittleren Stromverbrauch von 30 mA und der Versorgung der Platine mit vier in Reihe geschalteten AAA-Akkus mit einer typischen Kapazität von 900mAh ergibt sich folglich eine Laufzeit von ungefähr 30 Stunden. Das ist für Testzwecke völlig ausreichend, macht aber gleichzeitig deutlich, dass für einen dauerhaften Betrieb auf eine kabelgebundene Stromversorgung zurückgegriffen werden muss.

### 8.3. Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde eine auf das Lokalisierungssystem angepasste Funkinfrastruktur vorgestellt, die eine ausreichend hohe Datenrate und Reichweite für den angestrebten Einsatzzweck ermöglicht. Eine Abschätzung der Hardwaresystemkosten hat gezeigt, dass diese mit ca. 280 € für einen typischen Systemaufbau weitaus geringer als bei vielen anderen derzeit verfügbaren Lösungen sind.

Durch die Entwicklung eines geeigneten Verfahrens zur Systeminitialisierung und zur Datenübertragung wurden außerdem Aspekten wie einem geringen Installationsaufwand und einem niedrigen Stromverbrauch Rechnung getragen. Letzterer ist mit einem Wert im Bereich von 30 mA zwar für einen dauerhaften Batteriebetrieb zu hoch, für Testzwecke sind die erreichbaren Laufzeiten von ca. 30 Stunden mit handelsüblichen AAA-Akkus aber mehr als ausreichend.

## 9. Fazit & Ausblick

Im Vergleich zur Lokalisierung von Fahrzeugen oder Robotern stellt die Inhaus-Lokalisierung von Personen besondere Anforderungen an das Lokalisierungssystem. Dazu zählen insbesondere der Nutzungskomfort und der daraus resultierende Verzicht auf am Körper zu tragende Geräte, der Schutz der Privatsphäre sowie geringe Kosten.

Ein Überblick existierender Systeme hat verdeutlicht, dass diese Anforderungen derzeit von keiner der verfügbaren Lösungen gänzlich erfüllt werden. Gleichzeitig konnte aber deutlich gemacht werden, dass eine auf der Detektion menschlicher Körperwärmestrahlung basierende Realisierung ein vielversprechender Ansatz zur Umsetzung eines kostengünstigen und komfortablen Systems für die Personenlokalisierung im Inhaus-Bereich ist. Ein aus diesem Grund durchgeführter Vergleich verfügbarer Sensoren zur Erfassung dieser Strahlung hat gezeigt, dass Thermopile-Sensoren eine geeignete Technologie zur Realisierung eines entsprechenden Systems darstellen, da sie einfach zu benutzen und aufgrund ihres Einsatzes in der kontaktlosen Temperaturmessung kostengünstig und in den verschiedensten Varianten verfügbar sind.

So kann bei der Verwendung niedrig auflösender Zeilensensoren, deren Pixel leicht unterschiedliche Blickrichtungen aufweisen, eine Bestimmung des Winkels durchgeführt werden, unter dem eine Person gesehen wird. Bei der Nutzung mehrerer im Raum verteilter Sensoren ist schließlich eine Lokalisierung mit Hilfe von Triangulation möglich. Weiterhin kann bei Platzierung dieser Sensoren auf Brusthöhe in den Ecken eines Raums eine relativ kostengünstige Umsetzung erreicht werden, die aus nur wenigen Komponenten besteht.

Allerdings ergeben sich bedingt durch die Ausnutzung der Körperwärmestrahlung einige Herausforderungen. So emittieren alle Objekte mit einer Temperatur über dem absoluten Nullpunkt Wärmestrahlung und stellen deshalb Störquellen dar, deren Auswirkungen auf die Lokalisierung mit Hilfe geeigneter Filter minimiert werden müssen. Im Falle kaum veränderlicher Störstrahlung ist diese Filterung durch eine einfache Differenzbildung möglich, wenn die Szene zuvor ohne menschliche Wärmequellen aufgenommen wurden. Dynamische Störeffekte, wie sie beispielsweise durch sich erwärmende elektrische Geräte entstehen, stellen hingegen eine weitaus größere Herausforderung dar und müssen folglich genauer untersucht werden. Da solche Untersuchungen mit Hilfe realer Testaufbauten sehr aufwändig sind, wurde ein Simulator entwickelt, mit dem die Nachbildung typischer Inhausszenen und der resultierenden Sensorsignale möglich ist. Da damit insbesondere der dynamische Charakter der Störquellen nachgebildet werden soll und der Wunsch nach einer möglichst echtzeitfähigen Simulation bestand, wurde zur Umsetzung auf einen Raytracing-Ansatz verzichtet und stattdessen eine Realisierung basierend auf OpenGL entwickelt, die eine Hardwarebeschleunigung durch die Grafikkarte erlaubt. Untersuchungen haben gezeigt, dass die dazu notwendigen Vereinfachungen wie der Verzicht auf diffuse Reflektionen – die in OpenGL nicht umgesetzt werden können – zulässig sind, da die resultierenden Auswirkungen unter Berücksichtigung der verwendeten

Sensoren vernachlässigt werden können. Mit einer Bildwiederholrate von ca. 8 Hz bei der Simulation eines Raums mit vier Doppelsensoren ist der Simulator außerdem wie gewünscht (nahezu) echtzeitfähig.

Unter Nutzung dieses Simulators wurde im nächsten Schritt ein Verfahren entwickelt, das die Lokalisierung und die Verfolgung mehrerer Personen im Raum erlaubt. Das Verfahren baut auf dem sogenannten PHD-Filter auf, das Aspekte wie eine unbekannt Anzahl von Objekten, Fehlmessungen, nicht erkannte Objekte und die nicht verfügbare Assoziation zwischen Objekt und Messung implizit berücksichtigt. Aufgrund der Tatsache, dass das PHD-Filter nur das erste Moment der Multi-Objekt-Dichteverteilung propagiert, ermöglicht es außerdem eine recheneffiziente Umsetzung. Mit der im Rahmen dieser Arbeit genutzten Partikelfilter-Implementierung sind auf einem Standard-PC bei drei zu verfolgenden Objekten derzeit Updateraten von bis zu 50 Hz möglich. Simulationen und reale Messungen zeigen des Weiteren, dass eine mittlere Lokalisierungsgenauigkeit von unter  $\pm 30$  cm erreicht wird und bis zu drei Personen zuverlässig unterschieden werden können.

Um dem Aspekt der einfachen Inbetriebnahme gerecht zu werden, erfolgte zusätzlich die Entwicklung einer softwaregestützten Kalibrierung des Systems. Nach geeigneter Anbringung der Sensoren im Raum ist es damit möglich, ihre Positionen und Orientierungen automatisch zu bestimmen, indem der Nutzer, akustisch angeleitet durch die Kalibrierungssoftware, durch den Raum geht und an verschiedenen Stellen stehen bleibt, während das System Messungen durchführt. Die Ermittlung der Sensorposen erfolgt schließlich mit Hilfe des Newton-Raphson-Verfahrens durch Lösen eines aus den Messungen resultierenden nichtlinearen Gleichungssystems. Dauerte die manuelle Kalibrierung mit zwei Personen zuvor ca. zwei Stunden, so ist die automatische Einrichtung nun innerhalb von fünf Minuten möglich, wodurch der enorme Vorteil des entwickelten Verfahrens deutlich wird. Die dabei erzielte Genauigkeit ist nur durch die Messungengenauigkeit der Sensoren beschränkt, d. h. exakte Messungen führten auch zu einer exakten Systemkalibrierung.

Da neben der einfachen Inbetriebnahme auch eine möglichst unkomplizierte Einbindung in eine bestehende Hausinstallation wünschenswert ist, wurde abschließend eine geeignete Funk-Infrastruktur vorgestellt, die auf dem IEEE 802.15.4 Standard basiert und eine einfache Systeminstallation, niedrige Kosten sowie eine ausreichend hohe Datenübertragungsrate erlaubt. Die Anbindung an den die Messwerte verarbeitenden Computer erfolgt dabei über Ethernet und IP und bietet dadurch einen hohen Grad an Flexibilität. Um gleichzeitig eine einfache Nutzung der Lokalisierung durch andere Dienste zu erlauben, ist eine softwareseitige Integration mit Hilfe von OSGi angedacht, dass aufgrund seines service-orientierten Ansatzes eine dynamische Kopplung verschiedenster Systeme auf einfachem Wege ermöglicht.

Um das Ziel eines praktisch einsetzbaren Lokalisierungssystems zu erreichen, sind allerdings über diese Arbeit hinaus noch zusätzliche Entwicklungen notwendig. So wurde durch die Entwicklung des Simulators zwar die Möglichkeit geschaffen, dynamische Inhaus-Umgebungen zu erstellen und zu simulieren, derzeit fehlt aber noch eine umfangreiche Objektbibliothek, die zur komfortablen Szenengenerierung notwendig ist. Weiterhin wurden bei der Lokalisierung bis zu diesem Zeitpunkt noch keine dynamischen Störer berücksichtigt, deren Erkennung und Filterung, wie bereits angedeutet, eine große Herausforderung darstellen.

---

Weiterhin existiert mit der Partikel-Implementierung zwar eine brauchbare Umsetzung des PHD-Filters. Im Hinblick auf die Berechnung dieser Filterung auf einem im Vergleich zu heutigen Standard-PCs weniger leistungsstarken OSGi-Gateway und dem Fakt, dass der Rechenaufwand mit der Anzahl der überwachten Räume linear steigt, ist eine effizientere Realisierung des Filters wünschenswert. Dazu könnte die von Vo und Ma vorgestellte Variante des *Gaussian-Mixture-PHDs* [103] auf das Problem der passiven Infrarot-Lokalisierung angepasst werden, wodurch vermutlich eine enorme Verminderung der benötigten Rechenzeit erreicht würde.

Zusätzlich ist eine Verbesserung der Genauigkeit des bestehenden Verfahrens möglich, indem nicht wie zurzeit eine Standardkennlinie für alle Sensoren verwendet, sondern für jeden Sensor die spezifische Charakteristik ermittelt und bei der Winkelberechnung berücksichtigt wird. Dazu müsste allerdings eine Möglichkeit gefunden werden, diese Kennlinien möglichst einfach auszumessen und zu generieren.

Und schließlich stellt die Anbringung der Sensoren in den Ecken eines Raums nicht in jedem Fall die optimale Lösung dar. Deshalb sollte zusätzlich untersucht werden, welche Sensortypen notwendig bzw. zukünftig verfügbar sind, die eine Anbringung unter der Decke erlauben. In diesem Zusammenhang müsste natürlich auch analysiert werden, inwieweit die entwickelten Verfahren zur Inbetriebnahme und Lokalisierung angepasst werden müssten.

# A. Anhang

## A.1. Infrarotspezifische Tabellen

Material	Beschaffenheit	Temperaturbereich	Emissivität
Aluminium	poliert	50 – 100 °C	0.04 - 0.06
	rau	20 – 50 °C	0.06 - 0.07
Eisen	poliert	275 – 225 °C	0.05 - 0.06
	matt	20 °C	0.24
	rostig	100 °C	0.74
Glas	-	20 – 100 °C	0.94
Haut	-	0 – 100 °C	0.93 - 0.96
Holz	-	0 – 100 °C	0.93
Kunststoff	-	Raumtemperatur	0.8 - 0.95
Lack	weiß	40 – 100 °C	0.8 - 0.95
	schwarz, matt	40 – 100 °C	0.96 - 0.98
	schwarz, glänzend	20 °C	0.87
Marmor	gräulich, poliert	20 °C	0.93
Papier	weiß	Raumtemperatur	0.7 - 0.9
	schwarz	Raumtemperatur	0.9
	schwarz, matt	Raumtemperatur	0.94
	rot	Raumtemperatur	0.85
	grün	Raumtemperatur	0.76
Stoff	schwarz	20 °C	0.98
	Baumwolle	0 – 100 °C	0.80
Wasser	Schicht > 0.1mm	0 – 100 °C	0.95 - 0.98
Ziegel	Schamotte	20 °C	0.85

Tabelle A.1.1.: Emissivität gebräuchlicher Materialien [14, 26]

Material	Durchlassbereich
Germanium	1, 5..23 $\mu\text{m}$
GaAs	1, 1..18 $\mu\text{m}$
Silizium	1, 1..12 $\mu\text{m}$
Quarzglas	0.2..4, 5 $\mu\text{m}$

Tabelle A.1.2.: Transmission optischer Materialien

## A.2. Mess- und Simulationsergebnisse

### A.2.1. Überprüfung der Korrektheit der Sensornachbildung

	1	2	3	4	5	6	7	8
Raytracer	512	512	646	986	986	646	512	512
IRSim	512	512	645	986	987	645	512	512

Tabelle A.2.3.: Vergleich Raytracer - IRSim (Keine Verschiebung)

	1	2	3	4	5	6	7	8
Raytracer	512	512	512	512	513	690	993	923
IRSim	512	512	512	512	513	691	995	924

Tabelle A.2.4.: Vergleich Raytracer - IRSim (Mit Verschiebung)

### A.2.2. Untersuchung spiegelnder Reflektionen

		1	2	3	4	5	6	7	8
z=3	Raytracer	512	515	748	859	778	535	512	512
	IRSim (R=1)	512	515	749	868	743	524	512	512
	IRSim (R=4)	512	515	749	856	967	1044	658	512
z=2	Raytracer	570	907	660	515	657	584	512	512
	IRSim (R=2)	576	912	661	517	672	554	512	512
	IRSim (R=4)	576	912	661	513	659	799	524	512
z=1	Raytracer	512	512	512	512	567	618	513	512
	IRSim (R=3)	512	512	512	512	599	589	512	512
	IRSim (R=4)	512	512	512	512	581	671	515	512
z=0	Raytracer	512	512	512	512	531	622	515	512
	IRSim (R=4)	512	512	512	512	548	602	513	512

Tabelle A.2.5.: Ergebnisse der Evaluierung des *Environment Mappings*

### A.2.3. Vergleich mit einem realen Sensor

	1	2	3	4	5	6	7	8
Sensor	633	624	501	498	497	496	493	491
IRSim	637	625	496	495	495	496	501	503

Tabelle A.2.6.: Heizplatte um 60 cm nach links verschoben

	1	2	3	4	5	6	7	8
Sensor	545	722	580	501	498	498	495	491
IRSim	554	724	596	495	495	496	501	503

Tabelle A.2.7.: Heizplatte um 45 cm nach links verschoben

	1	2	3	4	5	6	7	8
Sensor	519	653	749	515	501	501	496	490
IRSim	515	668	760	521	495	496	501	503

Tabelle A.2.8.: Heizplatte um 30 cm nach rechts verschoben

	1	2	3	4	5	6	7	8
Sensor	502	521	726	774	526	505	497	492
IRSim	503	515	732	790	528	496	501	503

Tabelle A.2.9.: Heizplatte um 15 cm nach links verschoben

	1	2	3	4	5	6	7	8
Sensor	493	494	501	531	785	718	522	499
IRSim	503	499	496	531	791	717	513	503

Tabelle A.2.10.: Heizplatte um 15 cm nach rechts verschoben

	1	2	3	4	5	6	7	8
Sensor	493	494	497	500	504	590	712	547
IRSim	503	499	496	495	495	590	694	549

Tabelle A.2.11.: Heizplatte um 45 cm nach rechts verschoben

	1	2	3	4	5	6	7	8
Sensor	493	493	493	495	500	504	631	649
IRSim	503	499	496	495	495	496	619	639

Tabelle A.2.12.: Heizplatte um 60 cm nach rechts verschoben

### A.2.4. Auswirkungen von Reflektionen

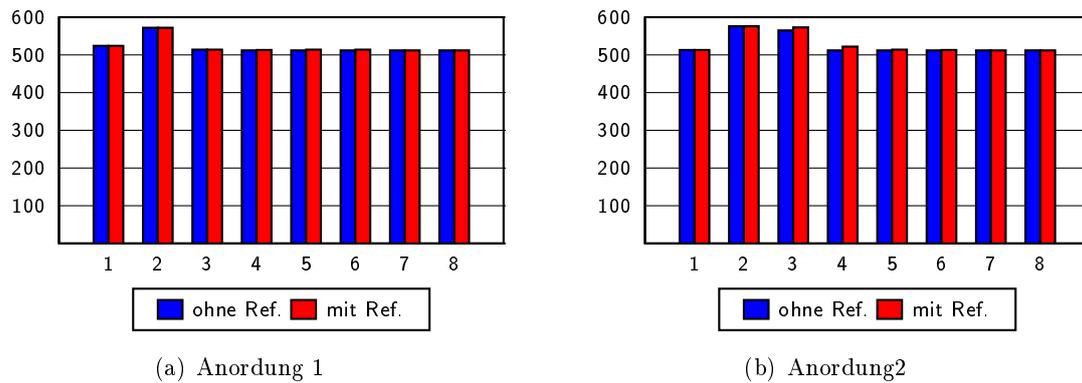
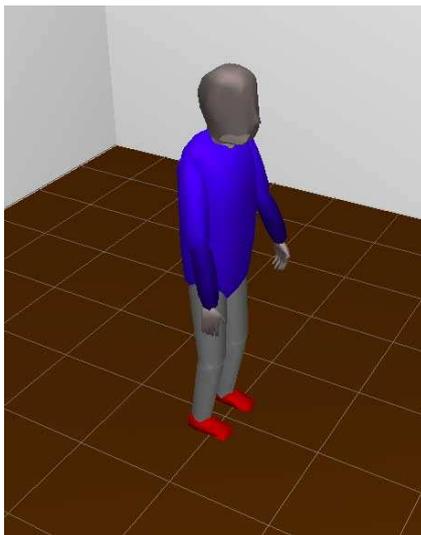


Abbildung A.2.1.: Auswirkungen von Reflektionen auf die Sensormesswerte

### A.3. IRSim-Modell eines Menschen



Körperteil	Temperatur	Emissivität
Kopf	34°	0,93
Oberkörper	34°	0,85
Arme	34°	0,85
Hände	34°	0,93
Beine	34°	0,85
Füße	34°	0,85

Abbildung A.3.3.: Modell-Parameter

Abbildung A.3.2.: Mensch-Modell

Abbildung A.3.2 zeigt das im Simulator verwendete Modell eines Menschen und Tabelle A.3.3 die Parameter für Körpertemperatur und Emissivität. Das Modell wurde bezüglich seiner Proportionen einer real existierenden Person mit einer Größe von 1,8 m nachempfunden.

## A.4. Schaltplan des Thermopiles

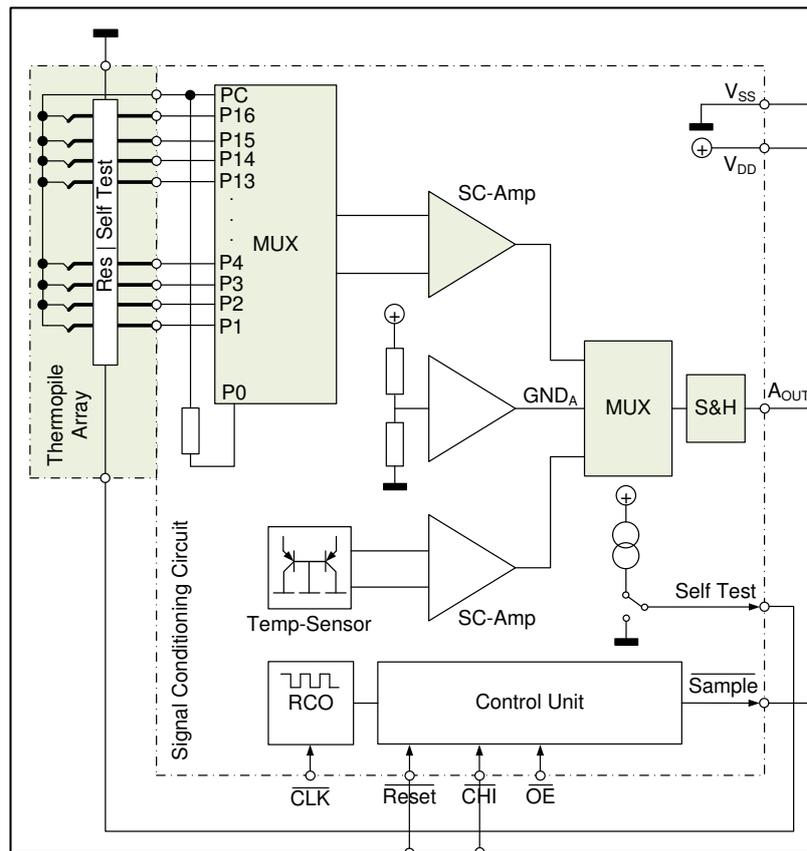


Abbildung A.4.4.: Interner Aufbau des TPL086 [75]

# Danksagung

Abschließend möchte ich mich bei allen bedanken, die zum Entstehen dieser Arbeit beigetragen haben. Ein besonderer Dank gilt deshalb Prof. Dr.-Ing. Uwe Schiegelshohn, der mir die Chance zur Promotion gegeben und in den entscheidenden Momenten durch seinen Rat sehr geholfen hat. Weiterhin gilt mein Dank Prof. Dr.-Ing Rüdiger Kays für die Zweitbetreuung und konstruktive Kritik.

Ein Wort des Dankes für die hervorragende Zusammenarbeit möchte ich auch an alle Mitarbeiter der Firma Ambiplex richten, ohne deren Unterstützung diese Arbeit nicht möglich gewesen wäre.

Meinen Kollegen am Institut für Roboterforschung danke ich für eine schöne Zeit und viele amüsante Stunden, insbesondere aber Dr.-Ing. Jörg Platte für seinen unvergleichlichen Humor und die Unterstützung bei meinem Kampf mit Linux, Dr.-Ing. Holger Linde, Dr.-Ing. Edwin Naroska und Dr.-Ing Peter Schramm für Ihren fachlichen Rat und die gute Zusammenarbeit, und natürlich Dipl.-Ing. Peter Resch, der mir in allen Bereichen ein wichtiger Ratgeber war.

Weithin möchte ich natürlich allen Studenten danken, die mich durch ihre Mithilfe bei meiner Arbeit in Form von Studien-, Master- und Diplomarbeiten oder als studentische Hilfskraft unterstützt haben, insbesondere aber Benedict Juretko, Markus Walter, Daniel Hauschildt und Lars Ostwald.

Bedanken möchte ich mich auch bei meiner gesamten Familie, insbesondere aber bei meinen Eltern, die mir, soweit möglich, immer geholfen und mir erst die Möglichkeit gegeben haben, diesen Weg zu gehen.

Mein letzter und wichtigster Dank gilt aber meiner Frau Silke für Ihre Liebe und Unterstützung und dafür, dass Sie mir das größte Geschenk überhaupt gemacht hat, unseren Sohn Linus!

# Literaturverzeichnis

- [1] Normblatt DIN 5496, Temperaturstrahlung. Beuth-Vertrieb GmbH, Juli 1971
- [2] ADDLESEE, M. D. ; JONES, A. H. ; LIVESEY, F. ; SAMARIA, F. S.: ORL Active Floor. In: *IEEE Personal Communications* Bd. 4. Piscataway, NJ, USA. : IEEE, 1997, S. 35–41
- [3] APODACA, Anthony A. ; GRITZ, Larry ; BARSKY, Brian A. (Hrsg.): *Advanced Render-Man: Creating CGI for Motion Pictures*. The Morgan Kaufmann Publishers, 2000
- [4] ARNAUD, Rémi ; BARNES, Mark C.: *Collada - Sailing the Gulf of 3D Digital Content Creation*. A K Peters, Ltd, 2006
- [5] ARNAUD, Rémi ; PARISI, Tony: Developing Web Applications with COLLADA and X3D - A Whitepaper. 2007. – Forschungsbericht
- [6] BAHL, Paramvir ; PADMANABHAN, Venkata N.: RADAR: An In-Building RF-Based User Location and Tracking System. In: *19th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies (INFOCOM)* Bd. 2. Tel Aviv, Israel, March 2000, 775–784. – Last accessed on 2010-06-08
- [7] BALAKRISHNAN, Hari ; BALIGA, Roshan ; CURTIS, Dorothy ; GORACZKO, Michel ; MIU, Allen ; PRIYANTHA, Nissanka B. ; SMITH, Adam ; STEELE, Ken ; TELLER, Seth ; WANG, Kevin: Lessons from Developing and Deploying the Cricket Indoor Location System / MIT Computer Science and Artificial Intelligence Laboratory. 2003. – Forschungsbericht
- [8] BAR-SHALOM, Yaakov ; FORTMANN, Thomas E.: *Mathematics in Science and Engineering*. Bd. 179: *Tracking and data association*. San Diego, CA, USA : Academic Press Professional, Inc., 1988. – ISBN 0120797607
- [9] BARISIC, Daniel ; KROGMANN, Martin ; STROMBERG, Guido ; SCHRAMM, Peter: Making Embedded Software Development More Efficient with SOA. In: *2nd IEEE Workshop on Service Oriented Architectures in Converging Networked Environments*, 2007
- [10] BARNES, Joel ; RIZOS, Chris ; WANG, Jinling ; SMALL, David ; VOIGT, Gavin ; GAMBALE, Nunzio: High precision indoor and outdoor positioning using LocataNet. In: *International Symposium on GPS/GNSS*. Tokyo, Japan, November 2003, S. 9–18
- [11] BARRY, John R. ; KAHN, Joseph M. ; KRAUSE, William J. ; LEE, Edward A. ; MESSERSCHMITT., David G.: Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels. In: *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* 11 (1993), April, Nr. 3, S. 367–379. <http://dx.doi.org/10.1109/49.219552>. – DOI 10.1109/49.219552

- [12] BIAN, Xuehai ; REHG, James M. ; ABOWD, Gregory D.: Using Sound Source Localization in a Home Environment. In: *3rd International Conference on Pervasive Computing (Pervasive)*. Munich, Germany, May 2005, S. 19–36
- [13] BORENSTEIN, J. ; EVERETT, H. R. ; FENG, L.: Where am I? Sensors and methods for mobile robot positioning / University of Michigan. MI, USA, April 1996. – Technical Report
- [14] BRAMSON, Mikael A.: *Infrared Radiation: A Handbook for Applications*. Optical Physics and Engineering, New York: Plenum Press, 1968
- [15] CLARK, D. ; VO, Ba-Tuong ; VO, Ba-Ngu ; GODSILL, S.: Gaussian mixture implementations of probability hypothesis density filters for non-linear dynamical models. In: *IET Seminar Digests 2008* (2008), Nr. 12273, 19-28. <http://dx.doi.org/10.1049/ic:20080053>. – DOI 10.1049/ic:20080053
- [16] CLARK, Daniel E. ; BELL, Judith: Multi-target state estimation and track continuity for the particle PHD filter. In: *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* 43 (2007), October, Nr. 4, S. 1441–1453. <http://dx.doi.org/10.1109/TAES.2007.4441750>. – DOI 10.1109/TAES.2007.4441750. – ISSN 0018–9251
- [17] COEN, Michael H.: A Prototype Intelligent Environment. In: *CoBuild '98: Proceedings of the First International Workshop on Cooperative Buildings, Integrating Information, Organization, and Architecture*. London, UK : Springer-Verlag, 1998. – ISBN 3–540–64237–4, S. 41–52
- [18] DOHERTY, Lance ; PISTER, Kristofer S. J. ; GHAOUI, Laurent E.: Convex Position Estimation in Wireless Sensor Networks. In: *IEEE Infocom*, 2001
- [19] DOUCET, Arnaud ; VO, Ba-Ngu ; SINGH, Sumeetpal S.: Sequential Monte Carlo Implementation of the PHD Filter for Multitarget Tracking / University of Cambridge, Department of Engineering. 2003 (CUED/F-INFENG/TR 451). – Technical Report
- [20] DUFF, Paul ; MULLER, Henk: Autocalibration Algorithm for Ultrasonic Location Systems. In: *ISWC '03: Proceedings of the 7th IEEE International Symposium on Wearable Computers*. Washington, DC, USA : IEEE Computer Society, 2003. – ISBN 0–7695–2034–0, S. 62
- [21] EVERETT INFRARED: *Physics of Electro-Optic Detectors*. [www.everettinfrared.com/detectors.pdf](http://www.everettinfrared.com/detectors.pdf). Version: 2005
- [22] FELDMANN, Silke ; KYAMAKYA, Kyandoghene ; ZAPATER, Ana ; LUE, Zighuo: An Indoor Bluetooth-Based Positioning System: Concept, Implementation and Experimental Evaluation. In: *ICWN'03*, 2003
- [23] FONTANA, Robert J.: Experimental Results from an Ultra Wideband Precision Geolocation System. In: *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 5 2* (2002), S. 215–223

- [24] FONTANA, Robert J. ; RICHLEY, Edward ; BARNEY, JoAnn: Commercialization of an Ultra Wideband Precision Asset Location System. In: *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies* IEEE, 2003, S. 369–373
- [25] FOX, Dieter ; HIGHTOWER, Jeffrey ; LIAO, Lin ; SCHULZ, Dirk ; BORRIELLO, Gaetano: Bayesian Filtering for Location Estimation. In: *IEEE Pervasive Computing* 2 (2003), July-September, Nr. 3, S. 24–33
- [26] FRADEN, Jacob: *Handbook of Modern Sensors - Physics, Designs and Applications*. 3. Edition. Springer-Verlag, 2004
- [27] FUENTES, Juan C. ; MILLNER, Hendrik ; VOSSIEK, Martin: A Novell Wireless Forklift Positioning System for Indoor and Outdoor Use. In: *Proceedings of the 5th Workshop on Positioning, Navigation and Communication 2008 (WPNC'08)*, 2008
- [28] GIROD, Lewis ; ESTRIN, Deborah: Robust Range Estimation Using Acoustic And Multimodal Sensing. In: *IEEE/RSI International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2001
- [29] GOODMAN, Irwin R. ; MAHLER, Ronald P. ; NGUYEN, Hung T.: *Mathematics of Data Fusion*. Norwell, MA, USA : Kluwer Academic Publishers, 1997. – ISBN 0792346742
- [30] GRISWOLD, William G. ; BOYER, Robert ; BROWN, Steven W. ; TRUONG, Tan M. ; BHASKER, Ezekiel ; JAY, Gregory R. ; SHAPIRO, R. B.: ActiveCampus - Sustaining Educational Communities through Mobile Technology / Computer Science and Engineering, UC San Diego. 2002. – CS2002-0714. – CS2002-0714
- [31] HALLBERG, J. ; NILSSON, M. ; SYNNESE, K.: Positioning with Bluetooth. In: *Telecommunications, 2003. ICT 2003. 10th International Conference on* Bd. 2, 2003, S. 954–958vol.2
- [32] HALLBERG, Josef ; NILSSON, Markus ; SYNNESE, Kåre: Bluetooth Positioning / Luleå University of Technology / Centre for Distance-spanning Technology. Version: May 2002. <http://www.media.csee.ltu.se/publications/2002/hallberg02bluetooth.pdf>. 971 87 Luleå, Sweden., May 2002. – Forschungsbericht
- [33] HARTWIG, Stephan ; HEITE, Christian ; JURTHE, Sascha ; KEMPER, Juergen ; RESCH, Peter ; SCHRAMM, Peter ; WILMS, Benjamin: EIBblue - A Self-contained System for EIB Device Control Using Bluetooth. In: *Proceedings of the International Symposium on Intelligent Environments*, 2006, S. 77–84
- [34] HAUSSECKER, Horst: *Messung und Simulation von kleinskaligen Austauschvorgängen an der Ozeanoberfläche mittels Thermographie*, Ruprecht-Karls-Universität, Heidelberg, Diss., May 1996
- [35] HEWLETT PACKARD: *Fundamentals of the Electronic Counters - Application Note 200 (Electronic Counter Series)*. March 1997
- [36] HIGHTOWER, Jeffrey ; BORRIELLO, Gaetano: Location Sensing Techniques / University of Washington, Department of Computer Science and Engineering. Seattle, WA, Juli 2001 (01-07-01). – UW CSE

- [37] HIGHTOWER, Jeffrey ; BORRIELLO, Gaetano: Location Systems for Ubiquitous Computing. In: *Computer* 34 (2001), August, Nr. 8, S. 57–66
- [38] HIGHTOWER, Jeffrey ; WANT, Roy ; BORRIELLO, Gaetano: SpotON: An Indoor 3D Location Sensing Technology Based on RF Signal Strength / University of Washington, Department of Computer Science and Engineering. Seattle, WA, Februar 2000 (00-02-02). – UW CSE
- [39] HL-PLANARTECHNIK GMBH: *Thermosensoren - TS105-3 / TS105-4*. <http://www.hlplanar.de>, March 1999
- [40] HOFFMANN, Armin ; MARX, Bernd ; VOGT, Werner: *Mathematik für Ingenieure 1*. 1. Edition. Pearson Studium, 2005
- [41] HUDSON, Richard D.: *Infrared System Engineering*. 1. Edition. Wiley-Interscience, 1969
- [42] IPINA, Diego L. ; MENDONCA, Paulo R. S. ; HOPPER, Andy: TRIP: A low-cost vision-based Location System for Ubiquitous Computing. In: *Personal and Ubiquitous Computing* Bd. 6, 2002, 206-219
- [43] ISKE, Burkhard ; JÄGER, Björn ; RÜCKERT, Ulrich: A Ray-Tracing Approach for Simulating Recognition Abilities of Active Infrared Sensors Arrays. In: *IEEE Sensors Journal* Bd. 4, 2004, S. 237–247
- [44] JIMENEZ, A. R. ; SECO, F. ; CERES, R. ; CALDERON, L.: *Absolute Localization using Active Beacons: A survey and IAI-CSIC contribution*. White Paper, 2004
- [45] KADDOURA, Youssef ; KING, Jeff ; HELAL, Abdelsalam S.: Cost-Precision Tradeoffs in Unencumbered Floor-based Indoor Location Tracking. In: *ICOST 2005 : 3rd International Conference on Smart Homes and Health Telematicmahler*, 2005
- [46] KEMPER, Jürgen ; WEGNER, Tobias ; RESCH, Peter ; LINDE, Holger ; SCHRAMM, Peter ; WILMS, Benjamin ; PROST, Sebastian ; WALTER, Markus: Parameterizable UPnP - Device level SOA with hot-config capabilities. In: *International Conference on Automation, Robotics and Control Systems*, 2008
- [47] KEMPER, Jürgen ; HAUSCHILDT, Daniel: Passive Infrared Localization with a Probability Hypothesis Density Filter. In: *7th Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC)*, 2010
- [48] KEMPER, Jürgen ; HAUSCHILDT, Daniel ; LINDE, Holger ; KIRCHHOF, Nicolaj ; JURETKO, Benedict: Real-time Scene Simulator for Thermal Infrared Localization. In: *In proceedings of the 2010 Winter Simulation Conference*, 2010
- [49] KEMPER, Jürgen ; KIRCHHOF, Nicolaj ; LINDE, Holger ; WALTER, Markus: Human-Assisted Calibration of an Angulation based Location Indoor System with Preselection of Measurements. In: *International Journal On Advances in Networks and Services* 3 (2010), September, Nr. 1&2, 75-84. [http://www.iariajournals.org/networks\\_and\\_services/netser\\_v3\\_n12\\_2010\\_paged.pdf](http://www.iariajournals.org/networks_and_services/netser_v3_n12_2010_paged.pdf). – ISSN 1942–2644

- [50] KEMPER, Jürgen ; LINDE, Holger: Challenges of Passive Infrared Indoor Localization. In: *5th Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC)*, 2008
- [51] KEMPER, Jürgen ; LINDE, Holger ; WALTER, Markus: Human-Assisted Calibration of an Angulation based Indoor Location System. In: *2nd International Conference on Sensor Technologies and Applications (SENSORCOMM 2008)*, 2008
- [52] KRUMM, John ; HARRIS, Steve ; MEYERS, Brian ; BRUMITT, Barry ; HALE, Michael ; SHAFER, Steve: Multi-Camera Multi-Person Tracking for EasyLiving / Microsoft Research Vision Technology Group, Microsoft Corporation. 2000. – Forschungsbericht
- [53] KWOK, Cody ; FOX, Dieter ; MEILA, Marina: Real-time Particle Filters. 92 (2004), Mar, Nr. 3, S. 469–484. <http://dx.doi.org/10.1109/JPROC.2003.823144>. – DOI 10.1109/JPROC.2003.823144
- [54] LEE, Choonhwa ; NORDSTEDT, David ; HELAL, Sumi: Enabling smart spaces with OSGi. In: *Pervasive Computing, IEEE 2* (2003), July-Sept., Nr. 3, S. 89–94. <http://dx.doi.org/10.1109/MPRV.2003.1228530>. – DOI 10.1109/MPRV.2003.1228530. – ISSN 1536–1268
- [55] LINZMEIER, Dirk ; KÖESTLER, Andeas ; MEKHAIEL, Moheb ; DIETMAYER, Klaus C. J.: Simulation of Thermopile IR-Sensors for Automotive Safety Applications. In: *63rd Vehicular Technology Conference* Bd. 6, 2006. – ISSN 1550–2252, S. 3002–3006
- [56] MAHLER, Ronald P. S.: Multitarget Bayes filtering via first-order multitarget moments. 39 (2003), Oct., Nr. 4, S. 1152–1178. <http://dx.doi.org/10.1109/TAES.2003.1261119>. – DOI 10.1109/TAES.2003.1261119
- [57] MAHLER, Ronald P. S.: Statistics 101 for Multisensor, Multitarget Data Fusion. In: *IEEE A&E Systems Magazine* 19 (2004), January, Nr. 1, S. 53–64
- [58] MAHLER, Ronald P. S.: *Statistical Multisource-Multitarget Information Fusion*. Artech House, Boston, 2007
- [59] *Kapitel 16*. In: MAHLER, Ronald P. S.: *Handbook of Multisensor Data Fusion - Theory and Practice*. 2. Edition. Taylor & Francis Group, LLC, 2009, S. 369–410
- [60] MAHLER, Ronald P. S. ; ZAJIC, Tim: A particle-systems implementation of the PHD multitarget tracking filter. In: KADAR, Ivan (Hrsg.): *Processing, Sensor Fusion and Target Recognition, Proceedings of SPIE* Bd. 5099, 2003, S. 291–293
- [61] MAHLER, Ronald R. S.: Engineering statistics for multi-object tracking. In: *Proc. IEEE Workshop on Multi-Object Tracking*, 2001, S. 53–60
- [62] MCCARTHY, Michael R. ; MULLER, Henk L.: RF Free Ultrasonic Positioning. In: *Seventh IEEE International Symposium on Wearable Computers*, IEEE Computer Society, October 2003. – ISBN 0–7695–2034–0, S. 79–85
- [63] MCCLUNEY, William R.: *Introduction to Radiometry and Photometry*. Artech House, Boston, 1994

- [64] MCREYNOLDS, Tom ; BLYTHE, David ; BARSKY, Brian A. (Hrsg.): *Advanced Graphics Programming Using OpenGL*. Elsevier, 2005. – 644 S.
- [65] MICROTECH INSTRUMENTS, Inc.: *THz Detectors - Golay Cells*. 132 East Broadway, Suite 810, Eugene, OR 97401, USA, 2007
- [66] NAKAZATO, Yusuke ; KANBARA, Masayuki ; YOKOYA, Naokazu: Discreet Markers for User Localization. In: *Wearable Computers, 2004. ISWC 2004. Eighth International Symposium on* Bd. 1, 2004, S. 172–173
- [67] NI, Lionel M. ; LIU, Yunhao ; LAU, Yiu C. ; , Abhishek P. P.: LANDMARC: Indoor Location Sensing Using Active RFID, 2003, 407–415
- [68] NICULESCU, D. ; NATH, B.: Ad hoc positioning system (APS). In: *GLOBECOM*, 2001
- [69] NICULESCU, Dragos ; NATH, Badri: Ad hoc Positioning System (APS) using AOA. In: *INFOCOM 2003. Twenty-Second Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. IEEE* Bd. 3, 2003, S. 1734–1743vol.3
- [70] ORR, Robert J. ; ABOWD, Gregory D.: The Smart Floor: A Mechanism for Natural User Identification and Tracking. In: *Proceedings of the 2000 Conference on Human Factors in Computing Systems (CHI 2000)*, ACM Press, April 2000, S. 275–276
- [71] PANTA, K. ; VO, B. ; SINGH, S.: Improved Probability Hypothesis Density (PHD) Filter for Multitarget Tracking. In: *Third International Conference on Intelligent Sensing and Information Processing*, 2005, S. 213–218
- [72] PANTA, Kusha ; VO, Ba-Ngu ; SINGH, Sumeetpla: Novel data association schemes for the probability hypothesis density filter. In: *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* 43 (2007), April, Nr. 2, S. 556–570. <http://dx.doi.org/10.1109/TAES.2007.4285353>. – DOI 10.1109/TAES.2007.4285353. – ISSN 0018–9251
- [73] PAPULA, Lothar: *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. Bd. 3. 4. Edition. Vieweg, 2001
- [74] PATHIRANA, Pubudu N.: Node Localization Using Mobile Robots in Delay-Tolerant Sensor Networks. In: *IEEE Transactions on Mobile Computing* 4 (2005), Nr. 3, S. 285–296. <http://dx.doi.org/http://dx.doi.org/10.1109/TMC.2005.43>. – DOI <http://dx.doi.org/10.1109/TMC.2005.43>. – ISSN 1536–1233. – Member-Nirupama Bulusu and Senior Member-Andrey V. Savkin and Member-Sanjay Jha
- [75] PERKIN ELMER: *TPLM086 L3.9 Thermopile linear array with digital interface, Part Number: 9638 4300*. Rev. 1, 2005
- [76] PERKINELMER: *Temperature Measurement with Multi-Element Thermopiles*, <http://www.perkinelmer.com>. – Application Node
- [77] PERKINELMER: *Preliminary Sample Specification: Thermopile Array Sensors*, 2000. <http://www.perkinelmer.com>

- [78] PETER J. M. LAARHOVEN, Emile H. L. A.: *Simulated Annealing: Theory and Applications*. Kluwer Academic Publishers
- [79] PRIYANTHA, Nissanka B. ; MIU, Allen K. L. ; BALAKRISHNAN, Hari ; TELLER, Seth: The Cricket Compass for ContextAware Mobile Applications. In: *7th Annual ACM International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom 2001)*, 2001, S. 1–14
- [80] PRIYANTHA, Nissanka B. ; BALAKRISHNAN, Hari ; DEMAINE, Erik ; TELLER, Seth: Mobile-Assisted Localization in Wireless Sensor Networks. In: *IEEE INFOCOM 2005, 24th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies*. Miami, FL, March 2005
- [81] RANDELL, Cliff ; MULLER, Henk L.: Low Cost Indoor Positioning System. In: *UbiComp '01: Proceedings of the 3rd international conference on Ubiquitous Computing*. London, UK : Springer-Verlag, 2001. – ISBN 3–540–42614–0, S. 42–48
- [82] RELLERMEYER, Jan S. ; ALONSO, Gustavo: Services Everywhere: OSGi in Distributed Environments. In: *EclipseCon 2007*, 2007
- [83] RELLERMEYER, Jan S. ; ALONSO, Gustavo ; ROSCOE, Timothy: Building, deploying, and monitoring distributed applications with eclipse and R-OSGi. In: *Eclipse Technology eXchange (ETX 07) Workshop (in conjunction with OOPSLA 07)*, Montreal, Canada, 2007
- [84] ROST, Randi J.: *OpenGL Shading Language*. 2nd. Addison-Wesley, 2006. – 800 S.
- [85] SAVVIDES, Andreas ; HAN, Chih-Chieh ; STRIVASTAVA, Mani B.: Dynamic Fine-Grained Localization in AD-Hoc Networks of Sensors. In: *7th Annual ACM International Conference on Mobile Computing and Networking*, 2001, S. 166–179
- [86] SCHMITTLER, Jörg ; WALD, Ingo ; SLUSALLEK, Philipp: SaarCOR - A Hardware Architecture for Ray Tracing. In: ERTL, Thomas (Hrsg.) ; HEIDRICH, Wolfgang (Hrsg.) ; DOGGETT, Michael (Hrsg.) ; Computer Graphics Group, Saarland University, Germany (Veranst.): *Graphics Hardware* Computer Graphics Group, Saarland University, Germany, 2002, S. 1–11
- [87] SCHUSTER, Norbert ; KOLOBRODOV, Valentin G.: *Infrarotthermographie*. Wiley-VCH, 2000
- [88] SCOTT, James ; HAZAS, Mike: User-Friendly Surveying Techniques for Location-Aware Systems. In: *Fifth International Conference on Ubiquitous Computing (UbiComp), Lecture Notes in Computer Science* Bd. 2864. Seattle, USA, October 2003, S. 45– 54
- [89] SEMICONDUCTORS, Vishay: *High Speed Silicon PIN Photodiode*. Rev. 2, May 1999
- [90] SERWAY, Raymond A. ; BEICHER, Robert J.: *Physics for Scientists and Engineers*. 5. Edition. Harcourt, Orlando, Florida, 2001

- [91] SICHITIU, Mihail L. ; RAMADURAI, Vaidyanathan: Localization of Wireless Sensor Networks with a Mobile Beacon. In: *Mobile Ad-hoc and Sensor Systems, 2004 IEEE International Conference on*, 2004, S. 174–183
- [92] SIDENBLADH, Hedvig: Multi-Target Particle Filtering for the Probability Hypothesis Density. In: *6th International Conference on Information Fusion*. Cairns, Australia, 2003, S. 800–806
- [93] SIDENBLADH, Hedvig ; WIRKANDER, Sven-Lennart: Tracking Random Sets of Vehicles in Terrain. In: *Proc. Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshop CVPRW '03* Bd. 9, 2003. – ISSN 1063–6919, S. 98–98
- [94] SIEGWART, Roland ; NOURBAKHS, Illah R.: *Introduction to Autonomous Mobile Robots*. 1. Edition. Bradford Book, 2004. – ISBN 026219502X
- [95] SMITH, A. B.: Using virtual reality for the simulation of infrared environments for human training. In: *ACM-SE 33: Proceedings of the 33rd annual on Southeast regional conference*. New York, NY, USA : ACM Press, 1995. – ISBN 0–89791747–2, S. 101–109
- [96] SYMEO GMBH: *Hochverfügbare Positionserfassung - LPR-2D - Positionserfassung von Kranen und Fahrzeugen zur Warenverfolgung*. [www.symeo.com](http://www.symeo.com), November 2007
- [97] TAUBER, Joshua A.: *Indoor Location Systems for Pervasive Computing / Massachusetts Institute of Technology*. Cambridge, MA, USA, 2002. – Forschungsbericht
- [98] THRUN, Sebastian ; BURGARD, Wolfram ; FOX, Dieter: *Probabilistic Robotics*. 1. Edition. MIT Press, 2005
- [99] THRUN, Sebastian ; FOX, Dieter ; BURGARD, Wolfram ; DELLAERT, Frank: Robust Monte Carlo localization for mobile robots. In: *Artificial Intelligence* 128 (2001), Nr. 1-2, 99-141. [citeseer.ist.psu.edu/thrun01robust.html](http://citeseer.ist.psu.edu/thrun01robust.html)
- [100] TOBIAS, Martin ; LANTERMAN, Aaron D.: A probability hypothesis density-based multitarget tracker using multiple bistatic range and velocity measurements. In: *Proc. Thirty-Sixth Southeastern Symposium on System Theory*, 2004. – ISSN 0094–2898, S. 205–209
- [101] TOBIAS, Martin ; LANTERMAN, Aaron D.: Probability hypothesis density-based multitarget tracking with bistatic range and Doppler observations. In: *IEEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation* 152 (2005), Nr. 3, S. 195–205. <http://dx.doi.org/10.1049/ip-rsn:20045031>. – DOI 10.1049/ip-rsn:20045031. – ISSN 1350–2395
- [102] VERMAAK, Jaco ; GODSILL, Simon J. ; PEREZ, Patrick: Monte Carlo Filtering for Multi-target Tracking and Data Association. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems* 41 (1) (2005), January, S. 309–332
- [103] VO, Ba-Ngu ; MA, Wing-Kin: The Gaussian Mixture Probability Hypothesis Density Filter. In: *Signal Processing, IEEE Transactions on* 54 (2006), November, Nr. 11, S. 4091–4104. <http://dx.doi.org/10.1109/TSP.2006.881190>. – DOI 10.1109/TSP.2006.881190. – ISSN 1053–587X

- [104] VO, Ba-Ngu ; SINGH, Sumeetpal S. ; DOUCET, Arnaud: Sequential Monte Carlo methods for Multi-target Filtering with Random Finite Sets. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 41 (2005), October, Nr. 4, S. 1223–1245
- [105] WALTHER, Ludwig ; GERBER, Dietrich ; TRUMPOLD, Harry (Hrsg.) ; WOSCHNI, Eugen-Georg (Hrsg.): *Infrarotmesstechnik*. VEB Verlag Technik Berlin, 1981
- [106] WANT, R. ; HOPPER, A. ; FALCÃO, V. ; GIBBONS, J.: The Active Badge Location System / Olivetti Research Ltd. (ORL). Version:1992. [http://www.cs.cmu.edu/~biorobotics/papers/sbp\\_papers/integrated2/want\\_ir\\_badge.pdf](http://www.cs.cmu.edu/~biorobotics/papers/sbp_papers/integrated2/want_ir_badge.pdf). 1992 (92.1). – Forschungsbericht. – Last accessed on 2010-06-08
- [107] WARD, A. ; JONES, A. ; HOPPER, A.: A New Location Technique for the Active Office. In: *IEEE Personal Communications* 4 (1997), October, Nr. 5, 42–47. [citeseer.nj.nec.com/ward97new.html](http://citeseer.nj.nec.com/ward97new.html)
- [108] WEGNER, Tobias ; UPTMOOR, Frank ; KEMPER, Jürgen: Using LDAP as a management solution for distributed OSGi. In: TAKAHASHI, Yutaka (Hrsg.) ; BERNTZEN, Lasse (Hrsg.) ; SMEDBERG, Asa (Hrsg.): *The Third International Conference on Digital Society ICDS 2009*, IEEE Computer Society Conference Publishing Services (CPS), 2009, S. 143 – 148
- [109] WEISER, Mark: The computer for the 21st century. In: *SIGMOBILE Mob. Comput. Commun. Rev.* 3 (1999), Nr. 3, S. 3–11. <http://dx.doi.org/http://doi.acm.org/10.1145/329124.329126>. – DOI <http://doi.acm.org/10.1145/329124.329126>. – ISSN 1559–1662
- [110] WERB, J. ; LANZL, C.: Designing a positioning system for finding things and people indoors. In: *IEEE Spectrum* 35 (1998), Nr. 9, S. 71–78
- [111] WOO, Mason ; NEIDER, Jackie ; DAVIS, Tom: *OpenGL Programming Guide - The Official Guide to Learning OpenGL, Version 1.1*. 2. Edition. Addison-Wesley, 1997
- [112] WRIGHT, Richard S. ; LIPCHAK, Benjamin ; HAEMEL, Nicholas ; TAUB, Mark (Hrsg.): *OpenGL Superbible*. Addison-Wesley, 2007
- [113] YON, Jean-Jacques ; MOTTIN, Eric ; TISSOT, Jean-Luc: Latest amorphous silicon microbolometer developments at LETI-LIR. In: *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series* Bd. 6940, 2008 (Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series)
- [114] YOSHIKE, Nobuyuki ; MORINAKA, Katsuya ; HASHIMOTO, Kazuhiki ; KAWAGURI, Mariko ; TANAKA, Shiniji: 360° direction type human information sensor. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 77 (2 November 1999), 199-208(10). [http://dx.doi.org/doi:10.1016/S0924-4247\(98\)00367-7](http://dx.doi.org/doi:10.1016/S0924-4247(98)00367-7). – DOI [doi:10.1016/S0924-4247\(98\)00367-7](http://dx.doi.org/doi:10.1016/S0924-4247(98)00367-7). – Last accessed on 2010-06-08