

Zweipfadmodell für die RSSI-basierte Entfernungsschätzung im ISM-Frequenzband

Kokorsch, Marcel¹; Vidal, Jonas¹; Dietl, Guido²

¹ Hochschule Landshut

² Universität Würzburg

<https://doi.org/10.57688/371>

Kurzfassung

In diesem Konferenzbeitrag wird zunächst ein gängiges mathematisches Modell für die RSSI-basierte Entfernungsschätzung vorgestellt und physikalische Einflüsse auf den Übertragungskanal werden diskutiert. Im Rahmen einer empirischen Untersuchung wird festgestellt, dass Effekte der Mehrwegeausbreitung durch dieses Modell nicht abgebildet werden. Auf der Grundlage dessen wird ein erweitertes mathematisches Modell, welches Interferenzen durch Mehrwegeausbreitung berücksichtigt, vorgestellt. Daraus lassen sich neue Erkenntnisse über den Zusammenhang zwischen Entfernung und RSSI-Wert gewinnen, aus welchen wiederum verbesserte Verfahren für die RSSI-basierte Entfernungsschätzung generiert werden können.

1. Einleitung

Im Rahmen des Forschungsprojekts *Meshed Radio Drone Swarm* (MeshRaDS) des Labors für Kommunikationstechnik an der Hochschule für angewandte Wissenschaften Landshut, wird der mögliche Aufbau und Betrieb dezentral gesteuerter Drohnen-schwärme erforscht. Als Teilaufgabe dieses Projekts gilt es, die Frage zu beantworten, wie es technisch realisiert werden kann, dass die einzelnen Drohnen innerhalb des Schwarms ihre Position zueinander dezentral bestimmen können. Da besonders Anwendungen innerhalb geschlossener Räume von Interesse sind, kann hierbei das *Global Positioning System* (GPS) nicht verwendet werden. Für die Lokalisierung von mobilen Netzwerkknoten in Innenräumen existieren alternative Methoden, die auf einer Abstandsmessung zu Netzwerkknoten mit bekannten Orten, so genannten *Beacons*, mit anschließender Multilateration beruhen. Für die Abstandsmessung wird hierfür die empfangene Signalleistung in Form des *Received Signal Strength Indicators* (RSSI) herangezogen.

Dieser Ansatz der Abstandsschätzung gewinnt in der Forschung zunehmend an Bedeutung. Als Hauptanwendungsfall ist dabei die Navigation in Innenräumen zu nennen. Da im Zusammenhang mit *Internet of Things* (IoT) immer mehr Geräte drahtlos vernetzt werden und auch jedes gängige Handy heutzutage über solche Kommunika-

tionsschnittstellen verfügt, ist die benötigte Hardware bereits weitestgehend vorhanden. Es mangelt lediglich noch an Algorithmen, die den Abstand zuverlässig im Zentimeterbereich, aus der gegebenen Signalstärke schätzen können.

Da die Genauigkeit der Abstandsschätzung Auswirkungen auf die Genauigkeit der Positionsschätzung hat, wird dieser folglich ein großer Stellenwert zugerechnet. Für die Abstandsschätzung anhand von RSSI-Werten wird in der Regel das logarithmische Pfadverlustmodell [1] für die Umrechnung der gemessenen RSSI-Werte in Entfernungen verwendet. Hierbei ist es gängige Praxis, die Modellparameter mittels regressiver Verfahren, wie dem Levenberg-Marquardt-Algorithmus [2], basierend auf Trainingsdaten zu schätzen [4-6]. RSSI-Werte variieren unterschiedlich stark, je nach Umgebung, was die Abstandsschätzung ungenauer macht [3]. Daher werden zur Verbesserung des Verfahrens Methoden zur Vorauswahl von erhaltenen Messdaten [4] sowie zur nachträglichen Korrektur von einzelnen Abstandsschätzungen [5] verwendet. Ebenfalls finden Verfahren Anwendung, bei denen zusätzlich Sensorergebnisse in Kombination mit den RSSI-Werten ausgewertet werden [6]. Die Abstandsschätzung wird dann als Grundlage für komplexe Lokalisierungsalgorithmen [4-7] genutzt. Um solche fortschrittlichen Algorithmen besser auslegen zu können, gilt es genauer zu verstehen, wie sich Störeinflüsse auf den RSSI-Wert auswirken.

2. Logarithmisches Pfadverlustmodell

Für Entfernungsschätzungen durch die Auswertung der empfangenen Signalleistung hat sich dank seiner Genauigkeit und Flexibilität das logarithmische Pfadverlustmodell zum aktuellen Standardmodell entwickelt [4-7]. Mit dem Referenzempfangsleistungspegel L_0 in dBm ergibt sich in der Entfernung d der Empfangsleistungspegel L in dBm wie folgt [1]:

$$L = L_0 - 10n \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (1)$$

Dabei ist d_0 der frei wählbare Referenzabstand und n der umgebungsabhängige Pfadverlustexponent. Hierbei wird in der Regel nicht die absolute Empfangsleistung gemessen, sondern der RSSI-Wert. Dieser Wert gibt ein Verhältnis zwischen Sendee- und Empfangsleistung kabelloser Kommunikationsanwendungen an und ist meist ganzzahlig quantisiert. Die quantisierte Form des normierten Empfangsleistungspegels definiert schließlich den RSSI-Wert gemäß

$$\text{RSSI} = Q(k_{\text{offset}} + k_{\text{scale}} \cdot L) \quad (2)$$

mit der Quantisierungsfunktion Q , die eine reelle Zahl auf die nächstliegende ganze Zahl abbildet. Hardwareabhängig wird dabei durch die Konstanten k_{offset} und k_{scale} der Empfangsleistungspegel normiert.

Dabei besteht jedoch, nach aktuellem Stand der Forschung, das Problem, dass der für die Abstandsschätzung verwendete RSSI-Wert eine direkte Abhängigkeit zum Übertragungskanal aufweist. Das unter Gleichung (1) dargestellte Modell versucht diese Störeinflüsse im Pfadverlustexponenten n zusammenzufassen. Diese Vorgehensweise stellt lediglich ein sehr grobes Modell der Realität dar. Folgende Einflüsse können mit diesem Modell nicht oder nur näherungsweise abgebildet werden:

- Mehrwegeausbreitung durch Reflexionen an umliegenden Ebenen und Objekten, z.B. dem Boden, Objekte im Raum, aber auch Oberflächen direkt am Sender und Empfänger [8 S. 163-206],
- Mehrnutzerinterferenzen durch Überlagerung der Funkwellen mit anderen Nutzern desselben Kanals [8 S. 77-79] und
- äußere Umgebungsfaktoren wie Temperatur oder Luftfeuchtigkeit [9].

Insbesondere die durch Reflexionen entstehende Mehrwegeausbreitung führt zu einer empfindlichen räumlichen Abhängigkeit von n .

3. Empirische Untersuchung

Das Verständnis des realen abstandsabhängigen RSSI-Werts ist von fundamentaler Bedeutung für die Entwicklung von signalstärkenbasierten Abstandsschätzern. Eine empirische Untersuchung soll diesen daher genauer betrachten. Da eine Abhängigkeit von Hardware und Kommunikationsschnittstelle bekannt ist, wird die Untersuchung für ein explizites Paar eben jener durchgeführt, deren genauen Parameter in den folgenden Unterkapiteln vorgestellt werden.

3.1. Hardware

Für das Senden und Empfangen der Signale wird jeweils ein Crazyflie-2.1-Quadrocopter der Firma Bitcraze verwendet. Dabei handelt es sich um eine 27g leichte und 92 mm diagonal spannende Open-Source-Plattform. Die Drohne verfügt über eine 2,4-GHz-SMT-Antenne mit der Bezeichnung 2450AT18B10 von der Firma Johanson Technology. Diese ist leicht überstehend an der Vorderseite der Drohne angebracht. Die Antenne kann im Bereich von 2,4 GHz bis 2,5 GHz bei einem durchschnittlichen Gewinn von 0,5 dBi senden und empfangen. Die Kommunikationsschnittstelle verwendet einen nRF51822-Chip der Firma Nordic. Gesteuert wird die Drohne durch einen STM32F405- μ Controller aus dem Hause STMicroelectronics, auf welchem eine modifizierte Version der Crazyflie-2.1-Firmware läuft.

3.2. Kommunikationsschnittstelle

Für die drahtlose Kommunikation zwischen den Drohnen wird das sogenannte „Enhanced Shock Burst“ (ESB) Protokoll verwendet. Dieses, von Nordic entwickelte Protokoll, ermöglicht eine schlanke Kommunikation zwischen mehreren Teilnehmern im

ISM-Frequenzband. Die Signale können im 2,4-GHz-ISM-Band auf 126 Kanälen mit einer Breite von je 1 MHz übertragen werden. Als Modulationsschema wird Gauß'sche Frequenzumtastung verwendet. Es können Netzwerke mit bis zu acht Knoten mit bidirektionalen Verbindungen gebildet werden. Die Payload-Größe von bis zu 64 Bytes ist zudem groß genug, um für zukünftige Betrachtungen, Parameter und Zustandsbeschreibungen zwischen den einzelnen Netzwerkteilnehmern auszutauschen.

3.3. Versuchsdurchführung

Alle Versuche werden mit je zwei der bereits erwähnten Crazyflie-Drohnen durchgeführt. Um die aus Abschnitt 2 bekannten Störeinflüsse gering zu halten, wird als Ort für alle Messungen ein Hartplatz, also eine freie Fläche mit großem Abstand zu anderen ISM-Geräten, z.B. privaten WLAN-Routern, verwendet. Zudem befinden sich bei den Messungen keine zusätzlichen Objekte in der Nähe, um Mehrwegeausbreitungen durch Reflexionen an Oberflächen zu begrenzen. Die Messreihen werden in kurzen abgeschlossenen Zeitintervallen durchgeführt, damit weniger beherrschbare Einflüsse wie die Luftfeuchtigkeit oder Temperatur als annähernd konstant angenommen werden können. Für die eigentliche Versuchsdurchführung werden die Drohnen mit zueinander ausgerichteten Antennen und einer zum Boden parallelen Orientierung auf Kunststoffkisten in einer Höhe von 0,5 m platziert. Die Drohnen befinden sich nicht im Flugbetrieb, um etwaige daraus resultierende Störungen auszuschließen. Softwareseitig wurde eine periodische Nachrichtenübertragung implementiert. Alle 250 ms werden Nachrichten mit konstanter Sendeleistung und einer exemplarischen Trägerfrequenz von 2,48 GHz übertragen. Für jeden Messpunkt werden so pro Drohne durchschnittlich 100 Datenpakete empfangen und der jeweilig ermittelte RSSI-Wert protokolliert. Eine Messreihe erstreckte sich dabei in einem horizontalen Abstand von 0,5 m bis 10 m zwischen den beiden Drohnen. Gemessen wird in inkrementellen Abschnitten von 0,1 m.

3.4. Messergebnisse

Abbildung 1 zeigt die Ergebnisse der durchgeführten Messreihe. Diese werden mit dem in Gleichung (1) beschriebenen Modell verglichen. Für jede Entfernung wurde das arithmetische Mittel aller RSSI-Werte gebildet, im Folgenden als *Mean Received Signal Strength Indicator* (MRSSI) bezeichnet. Er ergibt sich zu

$$\text{MRSSI} = \sum_i \text{RSSI}_i \quad (3)$$

mit dem RSSI-Wert RSSI_i der i -ten Messung. Mit Hilfe dieses Vorgehens können durch Rauschen auftretende Schwankungen für die nachfolgenden Analysen ausgeschlossen werden.

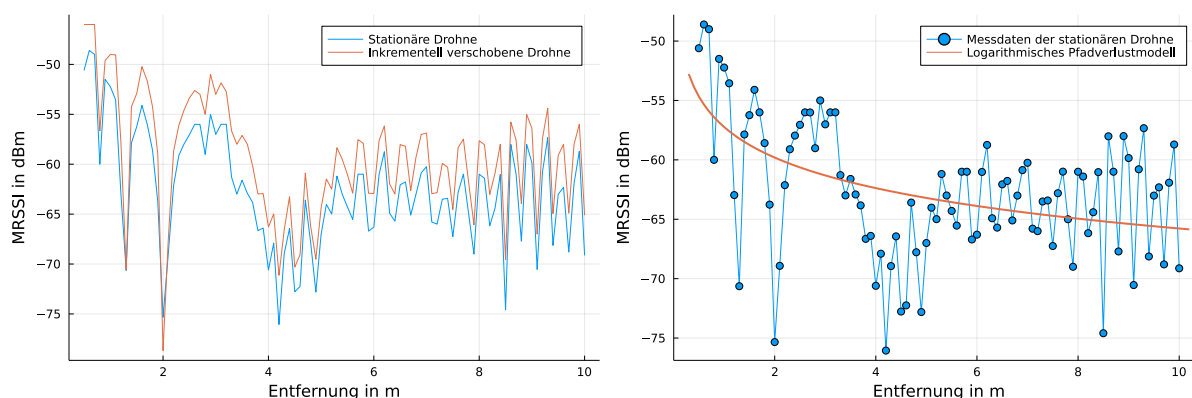


Abb. 1: Gegenüberstellung der gemittelten Messungen der einzelnen Drohnen innerhalb der Messreihe (links). Gemittelte Messungen im Vergleich mit dem logarithmischen Pfadverlustmodell (rechts). Ohne Beschränkung der Allgemeinheit kann für $d_0 = 1\text{ m}$ angenommen werden. Mittels nichtlinearer Regression [2] ergeben sich so die Werte $L_0 = -57,2349\text{ dBm}$ und $n = 0,85427$.

Nach dem in Gleichung (1) gegebenen logarithmischen Pfadverlustmodell ist zu erwarten, dass der gemessene MRSSI-Wert bei steigender Entfernung logarithmisch abfällt. Es ist klar zu erkennen, dass sich dieses Verhalten in den gemessenen Werten nicht widerspiegelt. Ebenfalls ist es aufgrund der Mehrdeutigkeit der MRSSI-Werte, für einzelne Entfernungen, nicht möglich eindeutige Rückschlüsse auf die korrespondierende Entfernung zu ziehen. Zudem weicht der durch nichtlineare Regression [2] ermittelte Wert für den Pfadverlustexponenten von $n \approx 0,85$ stark vom Referenzwert [7,8 S. 67] von $n \approx 2$ ab. Dies deutet darauf hin, dass die auftretenden Störeinflüsse einen maßgeblichen Einfluss auf den Kanal haben. Abbildung 1 links zeigt, dass das Verhalten der MRSSI-Werte drohnenunabhängig ist, was bedeutet, dass ein äußerer Einfluss für dieses Verhalten verantwortlich ist.

4. Zweipfadmodell

Die in Abbildung 1 gezeigten Ergebnisse lassen darauf rückschließen, dass das mit Gleichung (1) gegebene Modell die Messungen nicht vollständig beschreiben kann. Grund hierfür ist, dass das Modell nicht alle physikalischen Einflüsse ausreichend abdeckt. So wird die durch Reflexionen am Untergrund entstehende Mehrwegeausbreitung, wie in Abbildung 2 dargestellt, nicht berücksichtigt. Um diesen Effekt abzubilden, bedarf es eines erweiterten Modells. Für das bessere Verständnis der zugrundeliegenden Prinzipien wird im nachfolgenden ein solches Modell hergeleitet.

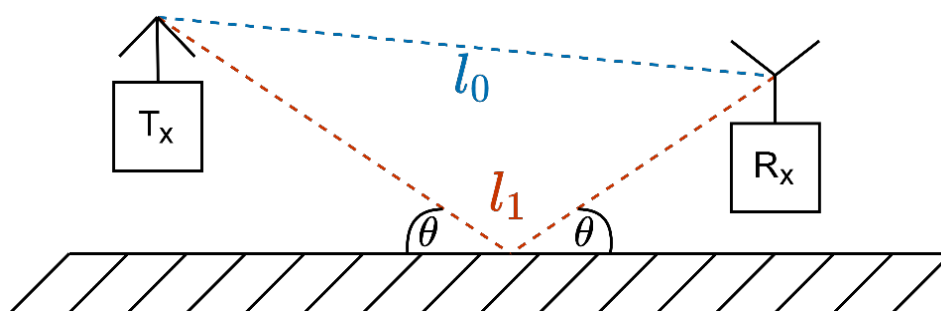


Abb. 2: Seitliche Darstellung von Sender und Empfänger. Neben dem direkten Pfad l_0 ergibt sich nach dem Reflexionsgesetz zusätzlich genau ein, über den Untergrund reflektierter, Reflexionspfad l_1 .

Die Wellen legen auf dem direkten und auf dem vom Boden reflektierten Pfad unterschiedlich lange Wege l_0 bzw. l_1 zurück. Aufgrund des Reflexionsgesetzes und des Zusammenhangs, dass Ein- und Ausfallswinkel θ gleichgroß sind, sind diese Pfade eindeutig durch die Geometrie zwischen Sender und Empfänger vorgegeben. Mit der Annahme, dass die Ausbreitungsgeschwindigkeit dabei konstant der Lichtgeschwindigkeit $c = 299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ entspricht, ergeben sich daraus unterschiedliche Laufzeiten für die Signale. Hieraus resultieren wiederum verschiedene Phasen φ_0 bzw. φ_1 für die direkte bzw. reflektierte Welle am Empfänger, was schlussendlich zum Phasenversatz $\varphi_d = \varphi_1 - \varphi_0$ führt. Je nach Wert dieses Phasenversatzes kommt es so zu einer konstruktiven bzw. destruktiven Interferenz, was in einer höheren oder niedrigeren Empfangsleistung resultiert. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wählen wir $\varphi_0 = 0$, woraus resultiert, dass $\varphi_1 = \varphi_d$ ist. Somit ist nur noch der von der Laufzeitendifferenz

$$t_d = \frac{l_1}{c} - \frac{l_0}{c} \quad (4)$$

abhängige Phasenversatz

$$\varphi_d = \omega t_d \quad (5)$$

für die Interferenz ausschlaggebend. Zusammen mit der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ wird dieser bestimmt. Durch die variierenden Lauflängen werden die Signalstärken auch unterschiedlich gedämpft. Für jeden der Ausbreitungspfade muss daher auch die pfadlängenabhängige Freiraumdämpfung

$$a_{0/1} = \frac{1}{G_{\text{Tx}} G_{\text{Rx}}} \left(\frac{4\pi l_{0/1}}{\lambda} \right)^2 \quad (6)$$

separat berechnet werden.

Die Wellenlänge $\lambda = \frac{c}{f}$ wird über die Trägerfrequenz f bestimmt. Der über den Untergrund reflektierte Pfad verliert einen Teil seiner Energie und widerfährt einer Phasenänderung durch die Reflexion, was durch den komplexen Reflexionsfaktor $\underline{\Gamma}$ modelliert wird [10]. Dieser hängt von der Oberflächenbeschaffenheit und dem Einfallswinkel θ ab. Da $\angle \underline{\Gamma}$ näherungsweise konstant $-\pi$ ist und $|\Gamma|$ keinen Einfluss auf das Verhalten der Signalinterferenz hat, kann im Weiteren von einer idealen Reflexion, mit $\Gamma = -1$ ausgegangen werden. Dabei resultiert diese Annahme nur in einer geringfügigen Abweichung vom realen Zusammenhang.

Aus den dargestellten Zusammenhängen ergeben sich die Signale $x_0(t)$ und $x_1(t)$ der beiden Pfade wie in Gleichung (7) und (8) angegeben. A entspricht dabei der Signalamplitude am Sender.

$$x_0(t) = A \cdot \sqrt{a_0^{-1}} \cdot \cos(\omega t) \quad (7)$$

$$x_1(t) = A\Gamma \cdot \sqrt{a_1^{-1}} \cdot \cos(\omega t + \varphi_d) \quad (8)$$

Nach dem Superpositionsprinzip lässt sich somit die gesuchte Amplitude des resultierenden Signals $x_{\text{res}}(t)$ am Empfänger mit Gleichung (9) darstellen.

$$\hat{x}_{\text{res}} = A \cdot \sqrt{\left(\sqrt{a_0^{-1}} + \Gamma \cdot \sqrt{a_1^{-1}} \cdot \cos(\varphi_d)\right)^2 + \left(\Gamma \cdot \sqrt{a_1^{-1}} \cdot \sin(\varphi_d)\right)^2} \quad (9)$$

Über den Proportionalitätsfaktor k wird die resultierenden Empfangsleistung

$$P_{\text{RX}} = k \hat{x}_{\text{res}}^2 \quad (10)$$

bestimmt, woraus sich der erwartete Empfangsleistungspegel nach

$$L = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{RX}}}{1 \text{ mW}} \right) \quad (11)$$

ergibt.

Das in Gleichung (12) dargestellte Modell leitet sich aus den im vorangegangenen dargestellten Zusammenhängen ab. Hardwareabhängige Einflüsse auf die Empfangsleistung wie z.B. der Antennengewinn G_{Tx} und G_{Rx} , die Sender-Amplitude A und der Proportionalitätsfaktor k sowie konstante Parameter, werden alle im Faktor ΔL zusammengefasst.

$$L = 10 \lg \left(\frac{\lambda^2}{l_0^2} + \frac{\lambda^2}{l_1^2} - \frac{2\lambda^2 \cos \left(\frac{2\pi f}{c} (l_1 - l_0) \right)}{l_0 l_1} \right) + \Delta L \quad (12)$$

Das vorgestellte Zweifadmodell berücksichtigt so neben dem Einfluss des direkt empfangenen Sendesignals auch das damit interferierende, über den Untergrund reflektierte Sendesignal. Dabei liegt ein rein geometrischer Zusammenhang vor, wodurch lediglich ΔL hardwareabhängig angepasst werden muss.

5. Diskussion

Im Gegensatz zum logarithmischen Pfadverlustmodell beschreibt und erklärt das Zweifadmodell die gemessenen Schwankungen im Bereich bis ca. 4 m, siehe Abbildung 3. Somit kann gezeigt werden, dass eben jene auf die Effekte der Mehrwegeausbreitung zurückzuführen sind. Die bei höheren Entfernungen auftretenden Schwankungen in der Messung lassen sich jedoch auch mit dem Zweifadmodell nicht vollständig erklären. Als Ursache werden hierfür weitere Interferenzen durch Reflexionen an anderen Oberflächen, z.B. am Gehäuse der Drohne oder an den, für die Positionierung der Drohnen verwendeten Kunststoffkisten, vermutet.

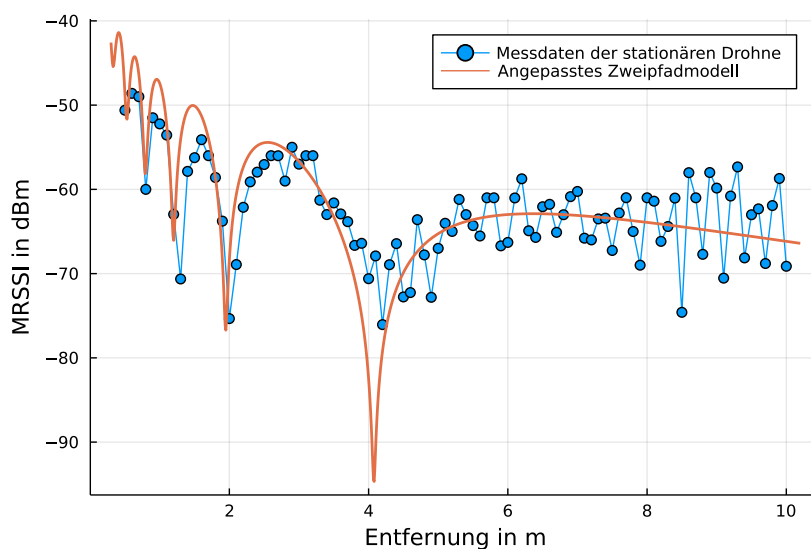


Abb. 3: Gemittelte Messungen im Vergleich zum Zweifadmodell, mit durch Kleinstquadratanpassung dimensioniertem $\Delta L = -70,2 \text{ dBm}$.

Aufgrund der Mehrdeutigkeiten ist das Zweifadmodell jedoch nicht zur Abstandsschätzung geeignet. Dennoch hilft es, die durch Mehrwegeausbreitungen entstehenden Effekte besser zu verstehen. Durch die so erfolgte Modellierung der starken Schwankungen des MRSSI-Werts bei geringen Entfernungen können gezielt Methoden entwickelt werden, diese zu reduzieren.

6. Zusammenfassung & Ausblick

Im vorliegenden Beitrag wurde ein Modell vorgestellt, welches die Empfangsleistung eines Sendesignals unter Berücksichtigung der Interferenz von zwei Signalen beschreibt. Dabei wurde die entstehende Interferenz betrachtet, die durch den direkten Pfad und einem über den Untergrund reflektierten Reflexionspfad entsteht. Auf der Grundlage der aufgenommenen Messdaten konnte gezeigt werden, dass sich das vorgestellte Zweipfadmodell zur Abbildung der Effekte der Mehrwegeausbreitung eignet. Dadurch konnte ein besseres Verständnis für die Optimierung der signalstärkenbasierten Abstandsschätzungen generiert werden.

In zukünftigen Arbeiten soll der Effekt der Mehrwegeausbreitungen weiter untersucht werden. Es ist geplant, die gewonnenen Erkenntnisse zu nutzen, um Verfahren zu entwickeln, welche den Einfluss der Mehrwegeausbreitung reduzieren und somit zu besseren Abstandsschätzungen führen. Ein solcher Ansatz wäre z.B. die Höhe von Sender und/oder Empfänger während einer Messung zu variieren, um so sowohl konstruktive als auch destruktive Interferenzen zu erzeugen. Durch die Mittelung der RSSI-Werte ließen sich so die entstehenden Auswirkungen der Interferenzen reduzieren.

Literatur

- [1] Hata, Masaharu: Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 29/1980, S. 317-325.
- [2] Marquardt, Donald W.: An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters. *SIAM J. Appl. Math.*, 11/1963, S. 431-441.
- [3] Lisheng, Xu et al.: Variation of Received Signal Strength in Wireless Sensor Network. 3rd International Conference on Advanced Computer Control, 2011, S. 151-154.
- [4] Zhu, Jianyong et al.: RSSI Based Bluetooth Low Energy Positioning. *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation*, 2014, S. 526-533.
- [5] Nagah Amr, Mohamed et al.: An Enhanced Indoor Positioning Technique Based on a Novel Received Signal Strength Indicator Distance Prediction and Correction Model. *Sensors*, 21/2021, S. 719-744.
- [6] Coppola, Mario et al.: On-board communication-based relative localization for collision avoidance in Micro Air Vehicle teams. *Autonomous Robot*, 42/2018, S. 1787-1805.
- [7] Kushki, Azadeh et al.: Indoor Positioning with Wireless Local Area Networks (WLAN). *Encyclopedia of GIS*, Springer, Cham, 2017, S. 566-571.
- [8] Seybold, John S.: *Introduction to RF Propagation*. John Wiley and Sons, New Jersey, 2005.

- [9] Luomala, Jari; Hakala, Ismo: Effects of temperature and humidity on radio signal strength in outdoor wireless sensor networks. Federated Conference on Computer Science and Information Systems, 2015, S. 1247-1255.
- [10] Jordan, Edward C.; Balmain, Keith G.: Electromagnetic waves and radiating systems. Prentice Hall, Upper Saddle River, 1968, S. 628-633.

Kontakt

Hochschule Landshut
Labor Kommunikationstechnik
Am Lurzenhof 1
84036 Landshut
Marcel Kokorsch, B. Eng.
E-Mail: m.kokorsch@gmail.com
Jonas Vidal, B. Eng.
E-Mail: jonasvidal771@gmail.com

Julius-Maximilians-Universität Würzburg
Institut für Informatik
Satellite Communication and Radar Systems
Am Hubland
97074 Würzburg
Prof. Dr. Guido Dietl
E-Mail: guido.dietl@uni-wuerzburg.de