

Masterthesis

Raik Kube

Drahtloses Sensornetzwerk für
Fahrzeugbatterien - Kanal, Antennen und
Fehlerraten

Raik Kube

Drahtloses Sensornetzwerk für Fahrzeugbatterien -
Kanal, Antennen und Fehlerraten

Masterthesis eingereicht im Rahmen der Masterprüfung
im Masterstudiengang Informations- und Kommunikationstechnik
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr.Ing. Jürgen Vollmer
Zweitgutachter : Prof. Dr.Ing. Karl-Ragnar Reimschneider

Abgegeben am 1. Dezember 2011

Raik Kube

Thema der Masterthesis

Drahtloses Sensornetzwerk für Fahrzeugbatterien - Kanal, Antennen und Fehlerraten

Stichworte

Batteriezellensensor, Sensornetzwerk, Kollisionswahrscheinlichkeit, Fehlerrate, Kanalmessung, Anpassung von Antennen

Kurzzusammenfassung

Diese Arbeit behandelt die Untersuchung eines Funkkanals für ein Netzwerk aus Zellsensoren zur Überwachung einer Fahrzeugbatterie. Für die spätere Modellierung des Kanals werden Kanalmessungen durchgeführt. Aus den gewonnenen Ergebnissen wird ein Modell zur Bestimmung von Fehlerraten entwickelt und in Matlab implementiert. Es wird besonders auf das Kanalzugriffsverfahren eingegangen, da es die Höhe der Fehlerrate dominiert. Das Fehlen eines Kanals von einer zentralen Steuereinheit zum Sensor, lässt keine synchronisierte Übertragung zu. Infolge dessen muss ein stochastisches Kanalzugriffsverfahren zur Kollisionsminimierung benutzt werden. Die Fehlerrate ist in diesem Fall stark von der Anzahl der Sensoren und dem gewählten Sendeintervall abhängig.

Raik Kube

Title of the paper

Wireless sensor network for automotive batteries - Channel, Antennas and Error Rates

Keywords

battery cell sensor, sensor network, collision probability, error rate, channel measurement, antenna matching

Abstract

This paper treats the investigation of a wireless sensor network for supervision of automotive batteries. To model the wireless channel measurements are carried out. From the results a model is developed to estimate the error rate. The Implementation in Matlab allows to get a simulative result. Especially the channel access method will be discussed because it dominates the degree of error rate. An asynchronous transmission is caused by the absence of a channel back to a sensor. As a result a random channel access method have to be used to avoid collisions. In this case the error rate is strongly dependent on the number of sensors and the elective broadcasting interval.

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Jürgen Vollmer, betreuender Prüfer und Projektleiter, für die Ermöglichung dieser Masterarbeit und der vielen Unterstützung bedanken.

Weiterer Dank geht an Prof. Dr.-Ing. Karl-Ragmar Riemschneider, ebenfalls Projektleiter und betreuender Prüfer für die anregenden Besprechungen und fortwährende Motivation bedanken.

Zusätzlich möchte Herrn Prof. Dr.-Ing. Ralf Wendel für die tatkräftige und fachliche Unterstützung meinen Dank aussprechen. Diesbezüglich geht mein Dank auch an Dipl.-Ing. Jörg Neugebauer, Dipl.-Ing. Günter Müller, Dipl.-Ing. Matthias Schneider und Dipl.-Ing.(FH) Martin Krey.

Ebenfalls möchte ich meinen Kommilitonen Niels Jegenhorst und Simon Püttjer, welche ihre Abschlussarbeiten im Rahmen des Forschungsprojektes verfasst haben, meinen Dank aussprechen.

Großer Dank geht an meine Familie, die mir die Unterstützung zukommen ließen, diese Arbeit zu schreiben.

Ein ganz besonderer Dank geht an meine Verlobte Kathleen Doliwa, die mir vor und während der Bearbeitungsdauer immer stärkend zur Seite stand.

Inhaltsverzeichnis

1	Einführung	1
1.1	Motivation und Zielstellung	2
1.2	Einordnung in das Gesamtprojekt	2
2	Analyse	4
2.1	Grundstruktur der digitalen Übertragung	4
2.2	Darstellung von Bandpasssignalen und -systemen	6
2.2.1	Äquivalente Tiefpassdarstellung von Bandpasssignalen	6
2.2.2	Äquivalente TP-Darstellung von BP-Systemen	8
2.3	Lineare digitale Modulationsverfahren	10
2.3.1	Amplitudenmodulation	12
2.3.2	Phasenmodulation	14
2.3.3	Quadratur-Amplitudenmodulation	15
2.3.4	Frequenzmodulation	16
2.3.5	Bitfehlerwahrscheinlichkeit	17
2.4	Magnetische Antennen	20
2.4.1	Elektromagnetische Wellenausbreitung	20
2.4.2	Elektrischer und magnetischer Elementarstrahler	21
2.4.3	Kleine Schleifenantenne	23
2.4.3.1	Anpassung von gedruckten Schleifenantennen	26
2.5	Frequenzbänder	31
2.6	Fakten zu den Zellensensoren	33
2.6.1	Aufbau eines Zellensensors	33
2.6.2	Einteilung der Zellensensoren	34
2.6.3	Kanalzugriffsverfahren - Klasse 1	36
2.6.4	Kanalzugriffsverfahren - Klasse 2	41
3	Realisierung	43
3.1	Kanalmessung	43
3.1.1	Umbau des Zellensensor H0IMG06	43
3.1.2	Bau einer 50 Ohm - Testplatine	48
3.1.3	Messung in der Antennenmesskammer	59
3.1.4	Messung am KFZ	62
3.2	Zeitdiskretes Systemmodell	69
3.2.0.1	Kanalmodellierung	71
3.2.0.2	Kanalkapazität	73

3.2.0.3	Simulation - Bitfehlerwahrscheinlichkeit	81
3.3	Kollisionsmodell	82
3.3.1	Implementierung in Matlab	85
3.3.2	Grafische Benutzeroberfläche	94
3.3.3	Simulationsergebnisse	96
3.4	3D EM Simulation mit CST Microwave Studio	103
3.5	Bewertung der Ergebnisse	105
4	Zusammenfassung und Ausblick	108
	Literatur	111
	Abbildungsverzeichnis	115
	Tabellenverzeichnis	119
	Quellcodeverzeichnis	120
A	Hilfsmittel	121
A.1	TXLINE	121
A.2	AWR Microwave Office	122
B	Ergänzungen zur Kanalmessung	123
B.1	Geräteeinstellungen	123
B.2	Zusätzliche Messergebnisse	124
C	Ergänzung zum zeitdiskreten Systemmodell	132
C.1	Quellcode zur Simulation	132
D	Ergänzung zum Kollisionsmodell	138
D.1	Erzeugung der Pseudo-Zufallszahlen	138
D.2	Quellcode	140
D.2.1	Zellensensor Klasse 1	140
D.2.2	Zellensensor Klasse 2	146

1 Einführung

Den Schlüssel herumdrehen und losfahren, ist im Allgemeinen das Ziel was der Halter eines Kraftfahrzeuges verfolgt. Dies ist jedoch vom Zustand der Batterie abhängig, die nicht nur als Starterbatterie für Verbrennungsmotoren fungiert. Andere Einsatzgebiete sind z.B. die Anwendung als Pufferspeicher für das Automobil-Bordnetz oder der Betrieb als Antriebs- und Traktionsbatterie elektrischer Fahr- und Förderfahrzeuge (Gabelstapler, Flurförderfahrzeuge) sowie die Funktionsweise als Antriebsbatterie von Hybrid- und Elektrofahrzeugen. In allen Fällen spielt die Lebensdauer und die Zuverlässigkeit der Batterie eine wichtige Rolle. Durch die Verlängerung der Lebensdauer können Neubeschaffungskosten gespart werden. Ein sicherer Betrieb ist nur dann möglich, wenn die Batterie zuverlässig arbeitet. Um diese Forderungen zu erfüllen, ist eine Überwachung der Batterie in Bezug auf ihren Zustand nötig. Fahrzeugbatterien enthalten mehrere in Reihe geschaltete Batteriezellen, um eine geforderte Spannung zu erhalten. Eine Überwachung der Batterie als geschlossenes System („Black Box“) kann nur unzureichende Angaben zum Zustand der Batterie geben, da einzelne Batteriezellen unterschiedlich geschwächt sein können. Durch die Überwachung jeder einzelnen Batteriezelle ist der Gehalt an Information über den Zustand der Batterie deutlich höher. Diese Art der Überwachung beinhaltet einen messtechnischen Zugang zu den einzelnen Batteriezellen.

An der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg verfolgt man in dem vom Bundesministerium für Bildung und Forschung geförderten Forschungsprojekt BATSEN (Drahtlosen Zellensensoren für Fahrzeugbatterien) das Lösungskonzept eines drahtlosen Systems. Dieses bietet im Gegensatz zum drahtgebundenen System einige Vorteile, wie Robustheit oder einfachere Skalierbarkeit. Jede Batteriezelle wird dabei mit einem Zellsensor bestückt, welcher mit einer zentralen Batteriemanagementeinheit drahtlos Daten austauschen kann. Die Energie für den Betrieb des Zellsensors stellt die Batterie zur Verfügung, wobei die Menge an Energie vom Anwendungsgebiet abhängig ist.

1.1 Motivation und Zielstellung

Innerhalb des Forschungsprojektes sind bereits zwei Muster von Zellsensoren entwickelt worden (siehe [Pla08]; [Püt11]; [Jeg11]). Beide verfügen über eine drahtlose Kommunikationsschnittstelle zur Batteriemanagementeinheit. Eines der beiden Muster verfügt zusätzlich über eine drahtlose Schnittstelle in entgegengesetzter Richtung und damit über eine bidirektionale Verbindung. Für beide Konzepte ergeben sich damit unterschiedliche Kanalzugriffsverfahren für ein Sensornetzwerk. Bei dem System mit der unidirektionalen Verbindung sendet jeder Zellsensor zu einem zufälligen Zeitpunkt, da eine Synchronisation aufgrund des nichtvorhandenen Rückkanals nicht möglich ist. Im Gegensatz dazu wird bei dem anderen System jeder Zellsensor von der Batteriemanagementeinheit synchronisiert. In beiden Fällen können Übertragungsfehler auftreten, die durch das Kanalzugriffsverfahren und den Funkkanal verursacht werden. Die Vorhersage einer Fehlerrate ist ein wichtiges Maß für die Abschätzung der Leitungsfähigkeit beider Systeme.

Im Zuge der Masterarbeit soll daher der Übertragungskanal zwischen den Zellsensoren und der zentralen Steuereinheit untersucht werden. Insbesondere soll das Kanalzugriffsverfahren in Matlab nachgebildet und somit anhand einer minimalen Fehlerrate und einer maximalen Übertragungsrate optimiert werden. Zusätzlich sollen die physikalischen Eigenschaften des Funkkanals näher untersucht werden. Dazu sollen Mess- und Testantennen aufgebaut werden, um durch Kanalmessungen den Funkkanal zu modellieren und simulativ Fehlerraten in Abhängigkeit vom verwendeten Übertragungsverfahren zu bestimmen. Die Kanalmessungen sollen im reflexionsfreien Raum und am Kraftfahrzeug erfolgen. Die Ergebnisse sind im exemplarischen Umfang zu erfassen und auszuwerten und sollen eine Grundlage für weitere Designentscheidungen bilden.

1.2 Einordnung in das Gesamtprojekt

Bisher sind im Forschungsprojekt keine Untersuchungen zum Übertragungskanal gemacht worden. Die Herangehensweise ist durch die Aufgabenstellung grob abgesteckt, jedoch können sich unvorhersagbare Komplikationen ergeben, die in der Bearbeitungszeit nicht realisiert werden können.

Mit dem Wissen über die Eigenschaften des Kanals lassen sich Vorhersagen bezüglich von möglichen Signal-zu Rauschverhältnissen, Übertragungsraten oder Übertragungsfehlern ableiten. Besonders der Einfluss des Kanalzugriffsverfahren auf mögliche Übertragungsfehler ist bisher stark abgeschätzt worden. Mit der genauen Analyse des Verfahrens wird es möglich sein ein Modell aufzustellen. Wenn das Modell in Matlab realitätsnah implementiert werden kann, lassen sich durch Simulationen Fehlerraten bestimmen. Somit kann das Sensornetzwerk diesbezüglich optimiert werden um eine möglichst hohe Leistungseffizienz zu erhalten. Die Ergebnisse der Simulation können für weitere Entwürfe von Sensornetzwerken genutzt werden. Die Frage, wieviel Zellsensoren in einem Intervall senden dürfen, ohne dass die Fehlerrate zu hoch wird, kann somit ermittelt werden.

2 Analyse

Im folgenden Abschnitt soll auf einige Grundbegriffe eingegangen werden, um so eine Wissensbasis für den Leser zu bilden. Im ersten Abschnitt wird auf die Grundstruktur einer digitalen Übertragung eingegangen, gefolgt von der mathematischen Darstellungsweise von Signalen und Systemen in der Nachrichtentechnik. Weiterhin werden die Grundlagen der linearen digitalen Modulation erläutert und einige Verfahren beschrieben. Im darauf folgenden Abschnitt werden allgemeine Grundlagen zu magnetischen Antennen vermittelt, insbesondere wird auf kleine gedruckte Schleifenantennen eingegangen. Letztendlich folgt eine Beschreibung des aktuellen Standes der ZSs (Zellensensor) im Forschungsprojekt BATSEN.

2.1 Grundstruktur der digitalen Übertragung

Zunächst soll anhand eines allgemeinen Systemmodells, dargestellt in Bild 2.1, die Grundstruktur der digitalen Übertragung beschrieben werden. Die digitale Datenquelle gibt eine diskrete Symbolfolge $d(i)$ mit reellen Symbolen ab. Diese müssen mit Hilfe eines physikalischen Trägers über den analogen Kanal übertragen werden. Ein Impulsgenerator erzeugt schmale Spannungsimpulse, denen die Symbole

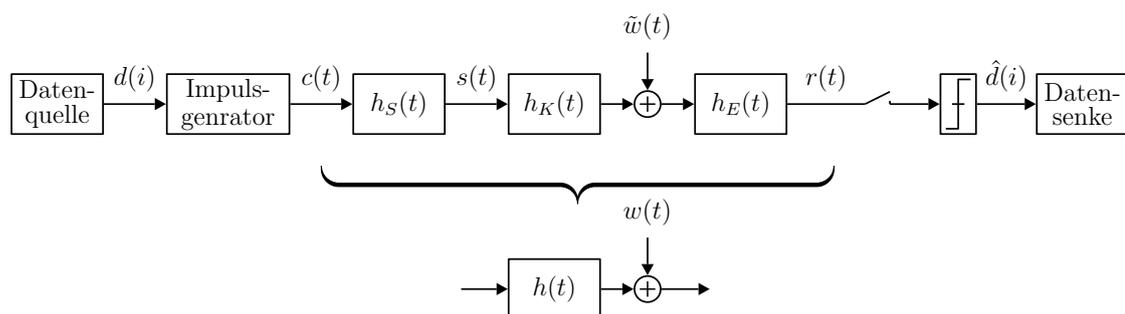


Bild 2.1: Allgemeines Systemmodell

aufgeprägt werden. Als mathematisches Modell wählt man zur Beschreibung der Spannungsimpulse Dirac-Impulse. Man erhält das kontinuierliche Sendesignal

$$c(t) = T_S \sum_{i=-\infty}^{\infty} d(i) \delta(t - iT_S), \quad (2.1)$$

wobei T_S die Symboldauer beschreibt. Im Interesse der Bandbreiteneffizienz wird das Signal $c(t)$ durch ein Sendefilter mit der Impulsantwort $h_S(t)$ bandbegrenzt. Somit erhält man

$$\begin{aligned} s(t) &= T_S \sum_{i=-\infty}^{\infty} d(i) \delta(t - iT_S) * h_S(t) \\ &= T_S \sum_{i=-\infty}^{\infty} d(i) h_S(t - iT_S) \end{aligned} \quad (2.2)$$

als geformtes Sendesignal. Im Anschluss wird $s(t)$ über den Kanal mit der Impulsantwort $h_K(t)$ übertragen und erfährt dabei Verformungen aufgrund der Kanaleigenschaften. Zusätzlich wird dem Nutzsinal additives Rauschen $\tilde{w}(t)$ überlagert. Zur Begrenzung der Rauschanteile findet am Empfängereingang eine Filterung des Sendesignals durch das Empfangsfilter mit der Impulsantwort $h_E(t)$ statt. Um ein optimales SNR (Signal-to-Noise Ratio) zu erhalten wird es als signal-angepasstes Filter (Matched-Filter) mit $h_E(t) = h_S^*(-t)$ angenommen. Ein optimaler Empfänger¹ würde ebenfalls die Kanalimpulsantwort $h_K(t)$ in den Matched-Filter-Entwurf einbeziehen. Da jedoch eine Schätzung der Kanalimpulsantwort im hohen Abtasttakt in praktischen Realisierungen oft ein Problem darstellt, wird häufig der Kanal außer Acht gelassen [Kam08]. Somit erhält man das Signal

$$r(t) = c(t) * h_S(t) * h_K(t) * h_E(t) + \tilde{w}(t) * h_E(t) \quad (2.3)$$

als Empfangssignal. Gemäß Bild 2.1 gilt nun

$$h(t) = h_S(t) * h_K(t) * h_E(t) \quad (2.4)$$

¹Forney Empfänger

und

$$w(t) = \tilde{w}(t) * h_E(t), \quad (2.5)$$

wodurch sich (2.3) zu

$$r(t) = c(t) * h(t) + w(t) \quad (2.6)$$

vereinfachen lässt. Am Empfangsfilterausgang wird $r(t)$ mit dem Symboltakt zum idealen Abtastzeitpunkt abgetastet. Anschließend wird die Folge $r(iT_S)$ einem Entscheider zugeführt und man erhält somit die konkrete, geschätzte Symbolfolge $\hat{d}(i)$.

2.2 Darstellung von Bandpasssignalen und -systemen

In der Nachrichtentechnik ist es üblich Signale und Systeme im äquivalenten Tiefpass darzustellen. Hilfreich ist diese Darstellung z. B. bei Rechnersimulationen, da eine Verschiebung aus der Bandpass- in die Tiefpasslage erfolgt und man so die Modulation nicht berücksichtigen muss. Da sich zwischen den Signalen im Bandpass und im Tiefpass besondere Beziehungen einstellen, die z. B. bei der Simulation zur Ermittlung von Fehlerraten berücksichtigt werden müssen, sollen kurz die wichtigsten Begriffe angeschnitten werden.

2.2.1 Äquivalente Tiefpassdarstellung von Bandpasssignalen

Bestimmte Anforderungen, wie die Benutzung eines bestimmten Frequenzbandes oder die Abstrahlung über eine Antenne, fordern die Notwendigkeit einer modulierten Übertragung von Signalen [Nus09]. Diese Signale werden Bandpasssignale genannt. Sie entstehen bei der Modulation eines Trägersignals

$$s_T(t) = a_T \cos(2\pi f_T t + \varphi_T). \quad (2.7)$$

Dabei werden ein oder mehrere Trägerparameter (a_T , f_T , φ_T) proportional zum modulierenden Signal $s_{mod}(t)$ verändert. Betrachtet man den Zusammenhang zwischen der Frequenz und der Phase, kann man die Frequenzmodulation durch eine entsprechende Phasenänderung beschreiben. Somit kommt man auf die allgemeingültige Form

$$s_{BP}(t) = a(t) \cos(2\pi f_T t + \phi(t)). \quad (2.8)$$

zur Beschreibung eines modulierten Trägersignals. Es ist möglich die Modulation sowie die Demodulation im Basisband zu realisieren.

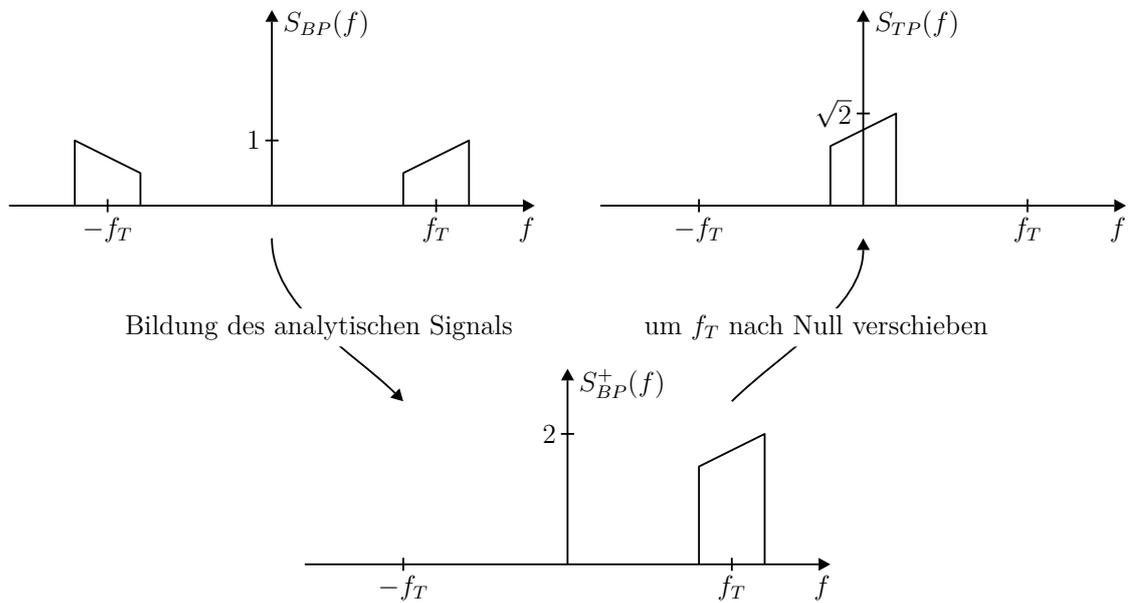


Bild 2.2: Äquivalente Tiefpassdarstellung

Dazu wird $s_{BP}(t)$ in folgender Form geschrieben

$$\begin{aligned} s_{BP}(t) &= \Re \left\{ s_{BP}^+(t) \right\} \\ &= \Re \left\{ a(t) e^{j\phi(t)} e^{j2\pi f_T t} \right\} \\ &= \Re \left\{ [I(t) + jQ(t)] e^{j2\pi f_T t} \right\} \\ &= \Re \left\{ s_{TP}(t) e^{j2\pi f_T t} \right\} \end{aligned} \quad (2.9)$$

wobei $s_{BP}^+(t)$ das analytische Signal von $s_{BP}(t)$ ist. $I(t)$ und $Q(t)$ sind die Quadraturkomponenten. Sie bilden den Real- und Imaginärteil des äquivalenten Tiefpasssignals, das auch als *Komplexe Hüllkurve* des Bandpasssignals $s_{BP}(t)$ bezüglich der Frequenz f_T bezeichnet wird. Das äquivalente Tiefpasssignal kann demnach wie folgt beschrieben werden [Kam08]

$$s_{TP}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} s_{BP}^+(t) e^{-j2\pi f_T t}. \quad (2.10)$$

Der Faktor $1/\sqrt{2}$ bewirkt, dass im Bandpass- und im Tiefpassbereich die gleiche Leistung vorliegt. Zur Veranschaulichung ist die Formung des äquivalenten Tiefpasssignals aus dem Basisbandsignal in Bild 2.2 dargestellt. Durch die Bildung des analytischen Signals werden die Bereiche bei den negativen Frequenzanteilen ausgelöscht. Das dadurch entstandene einseitige Spektrum von $S_{BP}^+(f)$ wird dann um f_T nach Null verschoben. Das nun entstandene äquivalente Tiefpasssignal $s_{TP}(t)$ beschreibt das modulierte Signal damit vollständig im Basisband und ist somit einer digitalen Signalverarbeitung zugänglich.

2.2.2 Äquivalente Tiefpassdarstellung von Bandpass-Übertragungssystemen

Ähnlich wie im vorherigen Kapitel das Bandpasssignal $s_{BP}(t)$ durch das äquivalente Tiefpasssignal $s_{TP}(t)$ beschrieben wurde, kann auch ein BP-System (Bandpass-Übertragungssystem) durch ein äquivalentes TP-System (Tiefpass-Übertragungssystem) dargestellt werden. In Bild 2.3(a) ist ein BP-System dargestellt. Das Eingangssignal $s_{BP}(t)$ wird mit der Kanalimpulsantwort $h_{BP}(t)$ gewichtet. Dem resultierenden Signal wird additives Rauschen $w_{BP}(t)$ überlagert und man erhält schließlich das Empfangssignal

$$r_{BP}(t) = s_{BP}(t) * h_{BP}(t) + w_{BP}(t). \quad (2.11)$$

Die äquivalente Tiefpassdarstellung von $h_{BP}(t)$ hat die Form

$$h_{TP}(t) = \frac{1}{2} h_{BP}^+(t) e^{-j2\pi f_T t} \quad (2.12)$$

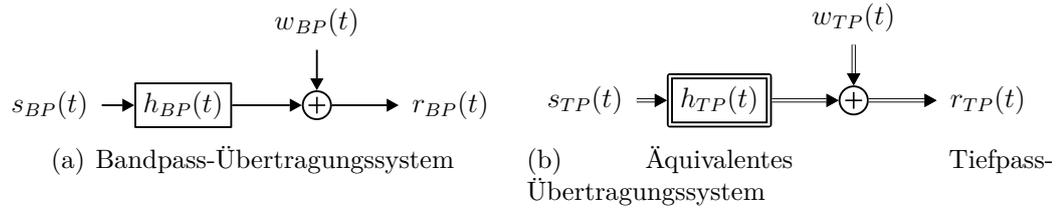


Bild 2.3: Übertragungssystem

Der Faktor $1/2$ ermöglicht die gleiche Bewertung der Spektren des Systems im Bandpass- und im Tiefpassbereich. Die additive Rauschstörung $w_{BP}(t)$ ist ein stochastischer Prozess mit einer gaußverteilten Amplitudenverteilung. Das zweiseitige LDS (Leistungsdichtespektrum) ist konstant und beträgt

$$\Phi_{w_{BP}w_{BP}}(f) = \frac{N_0}{2}. \quad (2.13)$$

Eine derartige Störung wird als AWGN (Additive White Gaussian Noise) bezeichnet. Die äquivalente Tiefpassdarstellung hat die folgende Form

$$w_{TP}(t) = w_I(t) + jw_Q(t). \quad (2.14)$$

Die Quadraturkomponenten $w_I(t)$ und $w_Q(t)$ haben eine Rauschleistungsdichte von

$$\Phi_{w_I w_I}(f) = \Phi_{w_Q w_Q}(f) = \frac{N_0}{2} \quad (2.15)$$

und somit hat $w_{TP}(t)$ eine Rauschleistungsdichte von

$$\Phi_{w_{TP}w_{TP}}(f) = N_0. \quad (2.16)$$

2.3 Lineare digitale Modulationsverfahren

In den folgenden Ausführungen soll die im Abschnitt 2.2.1 erwähnte modulierte Übertragung von Signalen etwas näher erläutert werden. Ausgangspunkt ist das in Abschnitt 2.1 nach (2.2) eingeführte reelle Datensignal $s(t)$. Da eine Bandpassübertragung durchgeführt werden soll und nach Abschnitt 2.2.1 das äquivalente Tiefpasssignal komplex ist, kann die Symbolfolge $d(i)$ wie folgt

$$d(i) = d_I(i) + jd_Q(i) \quad (2.17)$$

erweitert werden. Somit ergibt sich die *Komplexe Einhüllende* eines digitalen Modulationssignals zu

$$\begin{aligned} u(t) &= T_S \sum_{i=-\infty}^{\infty} [d_I(i) + jd_Q(i)] h_S(t - iT_S) \\ &= T_S \sum_{i=-\infty}^{\infty} u_m(t - iT_S). \end{aligned} \quad (2.18)$$

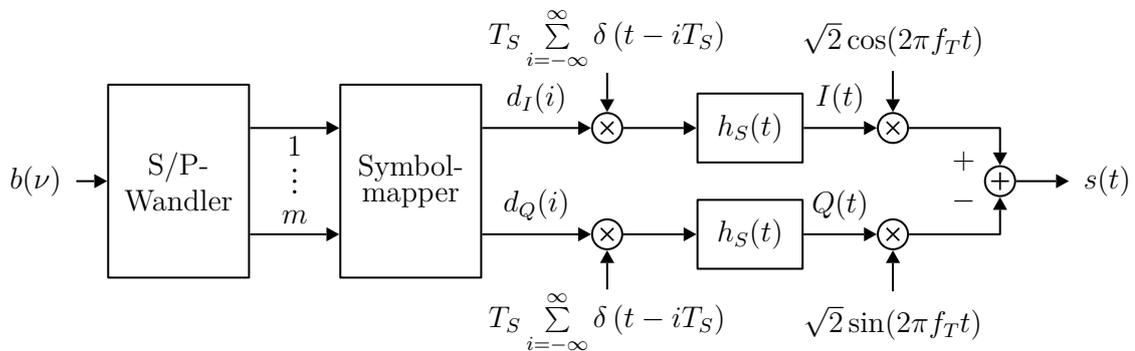


Bild 2.4: Linearer Modulator

Mit

$$s_m(t - iT_S) = u_m(t - iT_S)e^{j2\pi f_T t} \quad (2.19)$$

erhält man durch Realteilbildung vom analytischen Signal das reelle Bandpasssignal gemäß

$$\begin{aligned}
s(t) &= \Re \left\{ s^+(t) \right\} \\
&= \Re \left\{ \sqrt{2} T_S \sum_{i=-\infty}^{\infty} s_m(t - iT_S) \right\} \\
&= \Re \left\{ T_S \sum_{i=-\infty}^{\infty} u_m(t - iT_S) e^{j2\pi f_T t} \right\} \\
&= \Re \left\{ T_S \sum_{i=-\infty}^{\infty} [d_I(i) + jd_Q(i)] h_S(t - iT_S) e^{j2\pi f_T t} \right\} \quad (2.20) \\
&= \sqrt{2} T_S \left[\cos(2\pi f_T t) \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_I(i) h_S(t - iT_S) \right. \\
&\quad \left. - \sin(2\pi f_T t) \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_Q(i) h_S(t - iT_S) \right] \\
&= \sqrt{2} T_S [\cos(2\pi f_T t) I(t) - \sin(2\pi f_T t) Q(t)].
\end{aligned}$$

In Bild 2.4 ist das Blockschaltbild eines linearen Modulators dargestellt. Die Binärzeichen $b(\nu)$ werden durch einen Serien-Parallel-Wandler (S/P-Wandler) in m -bit Gruppen zusammengefasst. Zu den Zeitpunkten iT_S werden den Gruppen durch den Symbolmapper Symbole zugeordnet. Je nach Modulationsart wird für die komplexen Symbole $d(i)$ eine bestimmte Anzahl von diskreten Werten zugelassen. Diese Anzahl wird durch M beschrieben und als Wertigkeit oder Valenz bezeichnet. Für sie gilt bei binärer Übertragung

$$M = 2^m. \quad (2.21)$$

Somit erhält man einen Symbolvektor in folgender Form

$$d(i) \in \{d_0, d_1, \dots, d_{M-1}\}. \quad (2.22)$$

Aus Abschnitt 2.2 ist bekannt, dass drei Parameter des Trägersignals $s_T(t)$ verändert werden können. Die Amplitude a_T , die Frequenz f_T und die Phase φ_T . Demnach unterscheidet man zwischen Amplituden-, Frequenz- und Phasenmodulation als Modulationsformen. Unter der Annahme, dass die Impulsantwort des Sendefilter folgende Form hat

$$h_S(t) = \frac{1}{T_S} g(t), \quad (2.23)$$

gilt für lineare Modulationsverfahren

$$\begin{aligned} u_m(t) &= d g(t) \\ &= (d_I + jd_Q) g(t) \\ &= a_m e^{j\phi_m} g(t). \end{aligned} \quad (2.24)$$

2.3.1 Amplitudenmodulation

Die digitale Amplitudenmodulation wird auch als M -ary ASK (Amplitude Shift Keying) bezeichnet. Für die Symbole gilt

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \Re \left\{ u_m(t) e^{j2\pi f_T t} \right\} \\ &= \Re \left\{ a_m g(t) e^{j2\pi f_T t} \right\} \\ &= a_m g(t) \cos(j2\pi f_T t), \end{aligned} \quad (2.25)$$

wobei $g(t)$ der Sendegrundimpuls ist. Wie man sieht, ist die komplexe Amplitude d jetzt reell ($d = a_m$). Daher beschränkt sich die Signalraumdarstellung auf die reelle I -Achse mit den Amplitudenwerten

$$a_m = (2m - 1 - M) d_M \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (2.26)$$

Die einfachste Form der ASK ist OOK (On Off Keying). Das Null-Symbol wird hier mittels Trägeraustastung realisiert und das Eins-Symbol durch die Trägeramplitude. Es gilt also

$$a_1 = 0, \quad a_2 = d_2.$$

Es handelt sich hierbei um eine 2-ASK mit unipolaren Impulsen [Nus09]. Für bipolare Impulse nehmen die Amplituden folgende Werte an

$$a_1 = -d_2, \quad a_2 = d_2$$

2.3.2 Phasenmodulation

Bei der M -PSK (Phase Shift Keying) werden die Symbole durch verschiedene Phasenlagen repräsentiert. Für die Symbole gilt

$$\begin{aligned}
 s_m(t) &= \Re \left\{ u_m(t) e^{j2\pi f_T t} \right\} \\
 &= \Re \left\{ g(t) e^{j\phi_m} e^{j2\pi f_T t} \right\} \\
 &= \Re \left\{ g(t) [I_m + jQ_m] e^{j2\pi f_T t} \right\} \\
 &= g(t) \cos(j2\pi f_T t + \phi_m),
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

wobei sich die Trägerphasen wie folgt zusammensetzen

$$\phi_m = \frac{2\pi(m-1)}{M} + \lambda \quad m = 1, 2, \dots, M. \tag{2.30}$$

Für QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) ist die Signalraumkonstellation mit $\lambda = 0$ und $\lambda = \pi/4$ in Bild 2.6 dargestellt.

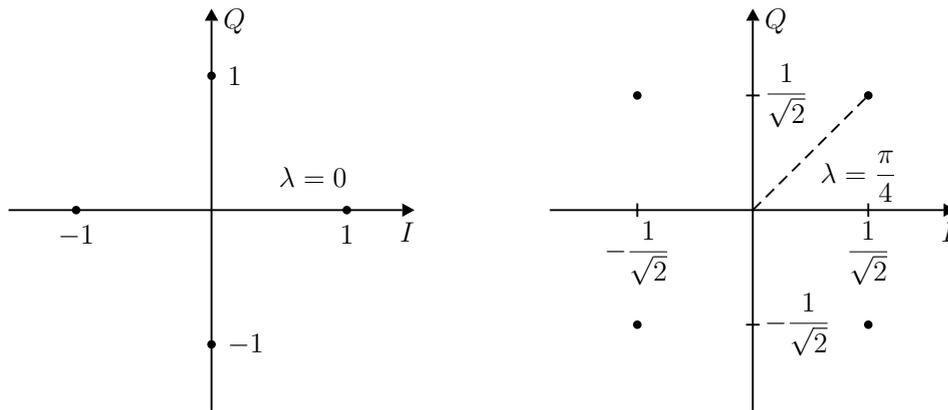


Bild 2.6: Signalraumdarstellung für QPSK, $M = 4$

Eine 2-PSK wird auch als BPSK (Binary Phase Shift Keying) bezeichnet und entspricht einer 2-ASK, da hier eine Vorzeichenänderung einen Phasensprung von π bedeutet. Geht man davon aus, dass die Bitenergie E_b unabhängig von M konstant bleibt, dann liegen die Symbole auf Kreisen mit den konstanten Radien von $\sqrt{\text{ld}(M)E_b}$. Der Abstand zwischen zwei Symbolen berechnet sich zu

$$d_{min} = 2\sqrt{\text{ld}(M)E_b} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right). \tag{2.31}$$

Wie bei ASK sinkt auch hier der minimale Abstand zwischen zwei Symbolen mit wachsendem M und damit verringert sich die Störfestigkeit. Ein Vergleich von BPSK und QPSK zeigt, dass beide in etwa die gleiche Störfestigkeit besitzen. Ein Symbolfehler bei der QPSK führt jedoch zu einem doppelten Bitfehler. Das kann man durch eine entsprechende Codierung der Symbole minimieren, indem man die Bitmuster so wählt, dass sich zwei benachbarte Symbole nur in einem Bit unterscheiden. Diese Art der Codierung wird als *Gray-Codierung* bezeichnet. QPSK besitzt gegenüber der BPSK jedoch eine doppelte spektrale Effizienz B_E , wenn man bei beiden Verfahren von einer gleichen Informationsrate ausgeht. Die Erklärung hierfür liegt darin, dass bei der QPSK pro Symbol zwei Bit Information anstelle von nur einem Bit übertragen werden. Aufgrund der besseren Ausnutzung des Signalraums, besitzt die M -PSK für $M > 2$ eine höhere Störfestigkeit als die M -ASK.

2.3.3 Quadratur-Amplitudenmodulation

Die M -QAM (Quadrature Amplitude Modulation) kann man als Überlagerung des Realteils und des Imaginärteils betrachten. Diese können als \sqrt{M} -ASK-Signale mit den Amplituden $a_{m,I}$ und $a_{m,Q}$ aufgefasst werden. Damit gilt

$$\begin{aligned}
 s_m(t) &= \Re \left\{ [a_{m,I} + ja_{m,Q}] g(t) e^{j2\pi f_T t} \right\} \\
 &= \Re \left\{ a_m e^{j\phi_m} g(t) e^{j2\pi f_T t} \right\} \\
 &= \Re \left\{ u_m(t) g(t) e^{j2\pi f_T t} \right\} \\
 &= a_m \cos(\phi_m) g(t) \cos 2\pi f_T t - a_m \sin(\phi_m) g(t) \sin 2\pi f_T t
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

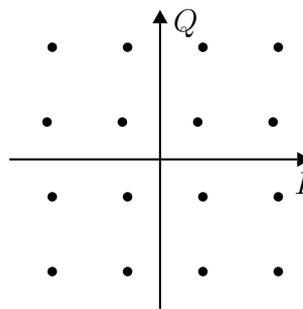


Bild 2.7: Signalraumdarstellung für 16-QAM, $M = 16$

Für quadratische Signalraumkonstellationen ist d_{min} von M -QAM identisch mit dem einer \sqrt{M} -ASK. Die Ausnutzung des Signalraums ist besser als bei der M -

ASK und der M -PSK. Damit ergibt sich eine höhere Störfestigkeit als bei den anderen beiden Verfahren. Für $M = 16$ ist die Signalraumdarstellung in Bild 2.7 abgebildet.

2.3.4 Frequenzmodulation

Im Gegensatz zur M -ASK, -PSK und -QAM ist die M -FSK (Frequency Shift Keying) ein nichtlineares Modulationsverfahren. Die $\log_2(M)$ Bit werden hier auf eine Frequenz f'_m abgebildet und anschließend findet eine nichtlineare Abbildung von f'_m auf das Symbol $s_m(t)$ statt. Es gilt

$$\begin{aligned}
 s_m(t) &= \Re \left\{ g(t) e^{j(2\pi f'_m t + \phi_{0m})} e^{j2\pi f_T t} \right\} \\
 &= \Re \left\{ u_m(t) e^{j2\pi f_T t} \right\} \\
 &= g(t) \cos [2\pi (f'_m + f_T) t + \phi_{0m}] \\
 &= g(t) \cos [2\pi f_m t + \phi_{0m}] \\
 &= g(t) \cos(\phi_{0m}) \cos(2\pi f_m t) - g(t) \sin(\phi_{0m}) \sin(2\pi f_m t),
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

wobei f'_m die durch die Frequenzastung hervorgerufene Frequenzabweichung von f_T beschreibt und ϕ_{0m} die Anfangsphasen der M -FSK Symbole. Eine Signalraumdarstellung wie bei den linearen Modulationsverfahren gibt es nicht, jedoch kann man die Bewegung des komplexen Zeigers $e^{j(2\pi f'_m t + \phi_{0m})}$ im Signalraum darstellen (siehe Bild 2.8). Während einer Symboldauer T_S bewegt sich der Zeiger mit der konstanten Winkelgeschwindigkeit $2\pi f_m$.

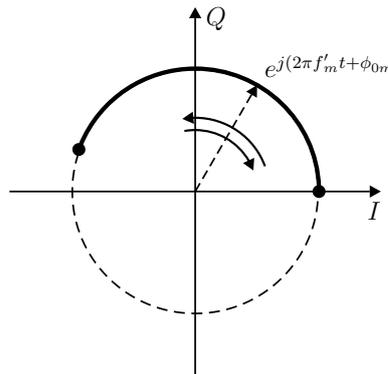


Bild 2.8: Signalraumdarstellung für FSK

Somit wird in dieser Zeit der Winkel $\pm 2\pi f_m T_S$ abgefahren. Folgen zwei unterschiedliche Symbole aufeinander, entsteht an den Symbolgrenzen ein Frequenzsprung. Zusätzlich kann dieser Sachverhalt auch einen Phasensprung verursachen. Wird dieser Effekt jedoch vermieden, spricht man von CPFSK (Continuous Phase Frequency Shift Keying). Die „einfache“ FSK kann als Überlagerung von zwei OOK-Signalen mit den Frequenzen f_1 und f_2 aufgefasst werden. Daher ist diese Variante nur für sehr einfache Übertragungssysteme mit geringen Symbolraten geeignet [Nus09]. Der minimale Abstand der Symbole berechnet sich zu

$$d_{min} = \sqrt{2 \text{ld}(M) E_b}, \quad (2.34)$$

wenn die Symbole orthogonal zueinander sind. Damit wächst entgegen den anderen Modulationsverfahren die Störfestigkeit mit steigendem M , was jedoch durch eine linear mit M ansteigende Signalbandbreite erkauft wird. Der Bandbreitenbedarf wird durch den Modulationsindex $\eta_{FSK} = \Delta f T_S$ bestimmt, wobei Δf der Abstand zwischen zwei benachbarten Trägerfrequenzen ist.

2.3.5 Bitfehlerwahrscheinlichkeit

Wie der Name schon sagt, gibt die BER (Bit Error Rate) die Wahrscheinlichkeit eines Bitfehlers an. Am Ausgang eines Matched-Filter-Empfängers gilt

$$\text{SNR} = \frac{\bar{E}_s}{N_0/2} = \frac{\text{ld}(M) \bar{E}_b}{N_0/2}, \quad (2.35)$$

wobei \bar{E}_s die mittlere Symbolenergie² beschreibt [Kam08]. Damit kann man im Falle von *Gray*-codierten Symbolen und für den AWGN-Kanal die BER P_b für einige Modulationsverfahren analytisch berechnen. Im Folgenden sind die Gleichungen für die oben beschriebenen Modulationsverfahren angegeben. Exemplarisch sind dazu für ausgewählte M die BER-Kurvenverläufe dargestellt (Bild 2.9 bis 2.10).

OOK:

$$P_{b,\text{OOK}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) \quad (2.36)$$

²Im weiteren Verlauf wird immer von der mittleren Symbolenergie ausgegangen, weshalb nur noch E_s bzw. E_b geschrieben wird.

ASK:

$$P_{b,ASK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.37)$$

M-ASK:

$$P_{b,M-ASK} \approx \frac{P_{symp}}{\operatorname{ld}(M)} \quad (2.38)$$

$$P_{symp,M-ASK} = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \operatorname{ld}(M) E_b}{(M^2-1) N_0}} \right)$$

BPSK, QPSK:

$$P_{b,BPSK} = P_{b,ASK} = P_{b,QPSK} \quad (2.39)$$

M-PSK:

$$P_{b,M-PSK} \approx \frac{1}{\operatorname{ld}(M)} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\operatorname{ld}(M) \frac{E_b}{N_0} \sin \left(\frac{\pi}{M} \right)} \right) \quad (2.40)$$

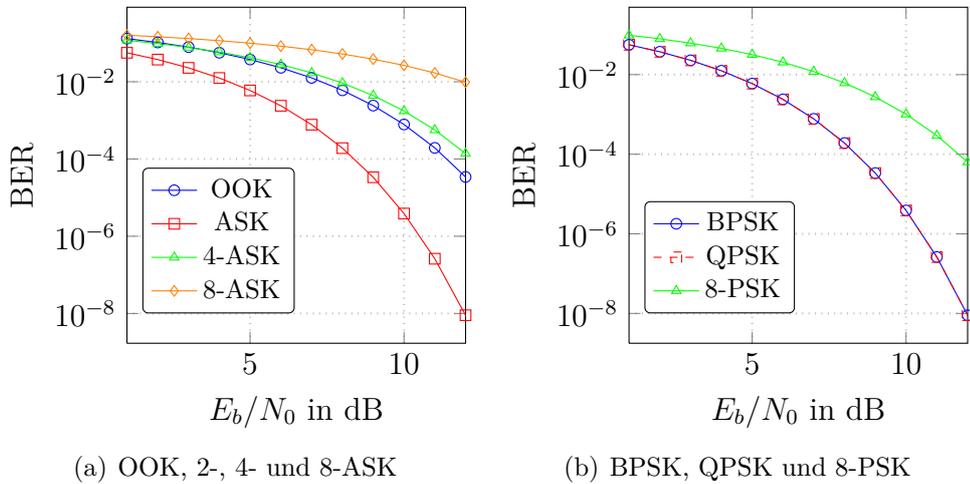


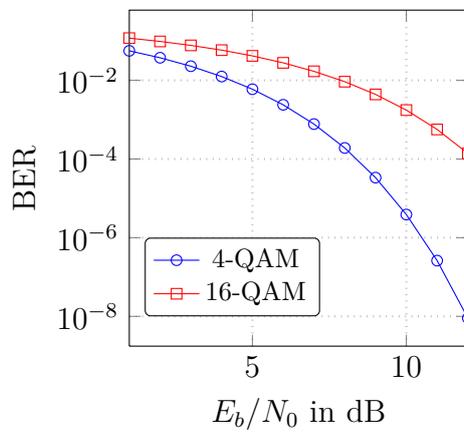
Bild 2.9: BER in Abhängigkeit von E_b/N_0 bei Übertragung über einen AWGN-Kanal

M-QAM:

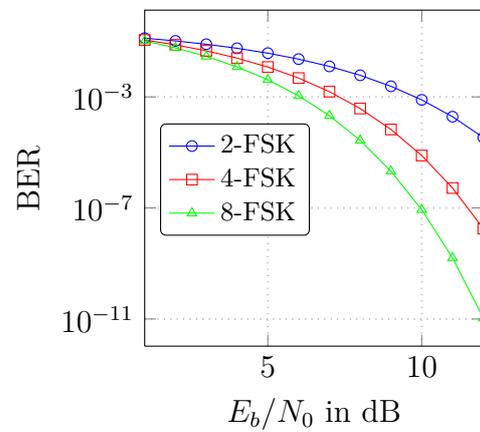
$$P_{b,M\text{-QAM}} \approx \frac{2}{\text{ld}(M)} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \text{ld}(M) E_b}{2(M-1)N_0}} \right) \quad (2.41)$$

M-FSK:

$$P_{b,M\text{-FSK}} \leq \frac{M}{4} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\text{ld}(M) E_b}{2N_0}} \right) \quad (2.42)$$



(a) 4- und 16-QAM



(b) 2-, 4- und 8-FSK

Bild 2.10: BER in Abhängigkeit von E_b/N_0 bei Übertragung über einen AWGN-Kanal

2.4 Magnetische Antennen

Im Forschungsprojekt BATSEN werden zum Senden und Empfangen der Daten kleine gedruckte Schleifenantennen verwendet. Um Aussagen über den Kanal treffen zu können, müssen die Antennen in der Kanalmessung mit berücksichtigt werden. Für die Kanalmessungen ist es allerdings notwendig Testantennen zu fertigen. Dies verlangt jedoch einige Grundkenntnisse über Antennen und Strahlungsfelder, die im Folgenden erläutert werden sollen.

2.4.1 Elektromagnetische Wellenausbreitung

Ein sich zeitlich veränderliches Magnetfeld im Raum induziert ein elektrisches Feld mit geschlossenen Feldlinien. Das elektrische Feld ist in sich selbst zeitlich veränderlich und umfasst wiederum das magnetische Feld, wodurch wiederum ein magnetisches Feld mit in sich geschlossenen Feldlinien entsteht. Beide sich zeitlich veränderliche Felder sind also gegenseitig voneinander abhängig, was auch als *Verkettung* des elektrischen und magnetischen Feldes bezeichnet wird [FLP79]. Durch die endliche Ausbreitungsgeschwindigkeit des elektromagnetischen Feldes mit der Vakuumlichtgeschwindigkeit c_0 wird verhindert, dass sich bei einer zeitlichen Änderung der Spannung auf der Antenne das Feld im Raum der Änderung verzögerungsfrei folgen kann. Auf diese Weise kann die Antenne Leistung abstrahlen.

Das magnetische Feld von einer Leiterschleife beginnt unmittelbar an der Antenne. Bei der Ausbreitung des Feldes bildet sich die Induktion ebenfalls ein elektrisches Feld. Das magnetische Feld geht so nach und nach in ein elektromagnetisches Feld über und löst sich ab einem bestimmten Abstand von der Antenne ab. Das Resultat sind elektromagnetische Wellen, die durch den Raum wandern. Der Bereich von der Antenne bis zur Ausbildung des elektromagnetischen Feldes wird als *Nahfeld* bezeichnet. Hier sind keine Näherungen in der Felddarstellung möglich [Kar10]. Der Bereich ab dem sich die elektromagnetische Welle ausgebildet hat, wird als *Fernfeld* oder *Frauenhofer-Gebiet* angegeben. Für Antennen, die klein gegenüber der Wellenlänge sind ($\ll \lambda_0/4$), kann man das Fernfeld in einem Abstand von

$$r \gg \frac{\lambda_0}{2\pi} \Rightarrow r \geq 2\lambda_0 \quad (2.43)$$

annehmen. In diesem Bereich nehmen die elektrische und die magnetische Feldstärke mit $1/r$ ab [Kar10]. Der Übergang vom Nahfeld zum Fernfeld wird als *Fresnel-Gebiet* bezeichnet. In diesem Gebiet nehmen das elektrische und das magnetische Feld mit $1/r^2$ ab. Im Nahfeld hingegen nimmt das magnetische Feld mit $1/r^3$ ab.³

2.4.2 Elektrischer und magnetischer Elementarstrahler

Hertzscher Dipol Die einfachste Strahlungsquelle ist ein infinitesimales kurzes Stromelement, auch *Hertzscher Dipol* genannt [Kar10]. Für eine praktische Realisierung mit ähnlichen Eigenschaften kann man ein Stück dünnen Draht der Länge $\ell \ll \lambda_0/4$ benutzen. Eine schematische Darstellung ist in Bild 2.11(a) zu sehen. Dabei handelt es sich um zwei gleichgroße durch ℓ getrennte Punktladungen Q_p , die mit der Frequenz f hin- und herschwingen. Die bewegten Ladungen entsprechen einem sinusförmigen Wechselstrom $i(t)$, der ortsunabhängig (homogen) über ℓ verteilt ist. Da der Stromfaden in z-Richtung liegt, spricht man von einem vertikalen Dipol.

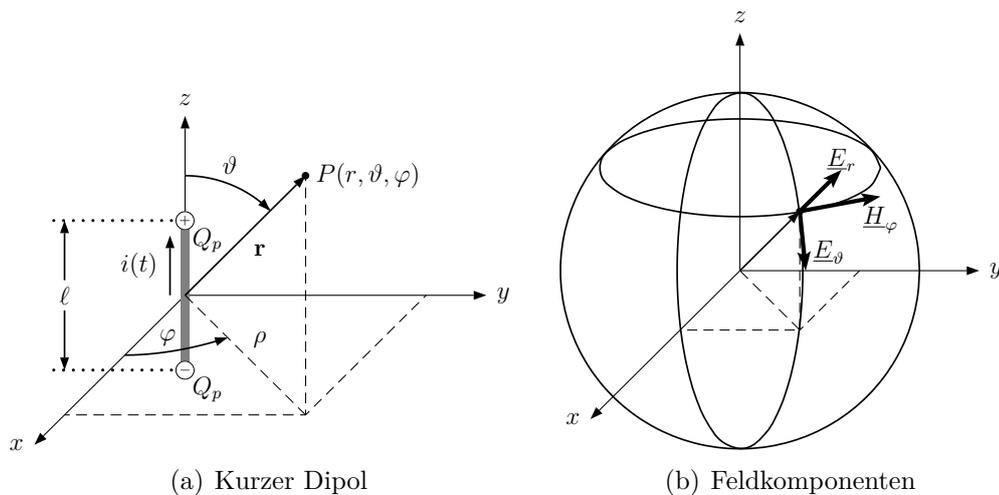


Bild 2.11: Hertzscher Dipol

Das magnetische Feld des Elementardipols ist rotationssymmetrisch um die z-Achse, d.h. alle Komponenten sind in einem beliebigen Aufpunkt P unabhängig von φ und

³Bezogen auf einen magnetischen Dipol, bei einem elektrischen Dipol nehmen die elektrischen Feldkomponenten mit $1/r^3$ ab.

nur von r und ϑ abhängig. Es bilden sich also konzentrische Kreise um den stromführenden Leiter und damit gilt für die Komponenten der magnetische Feldstärke \underline{H}

$$\underline{H}_r = \underline{H}_\vartheta = 0 \quad \underline{H}_\varphi \neq 0. \quad (2.44)$$

Für die Komponenten der elektrischen Feldstärke \underline{E} gilt dagegen

$$\underline{E}_r \neq 0 \quad \underline{E}_\vartheta \neq 0 \quad \underline{E}_\varphi = 0, \quad (2.45)$$

wie in Bild 2.11(b) dargestellt. Der *Hertzsche Dipol* strahlt eine E-Welle ab, die sich in radialer Richtung \mathbf{e}_r ausbreitet. Im Nahfeld nehmen \underline{E}_ϑ und \underline{E}_r mit $1/r^3$ ab, während im Fernfeld \underline{H}_φ und \underline{E}_ϑ mit $1/r$ abnehmen. Im Übergangsbereich (Grenzzadius) nehmen alle Feldkomponenten mit $1/r^2$ ab (siehe Tabelle 2.1).

	Fernfeld	Fresnel-Gebiet	Nahfeld
\underline{E}_r		$1/r^2$	$1/r^3$
\underline{E}_ϑ	$1/r$	$1/r^2$	$1/r^3$
\underline{H}_φ	$1/r$	$1/r^2$	

Tabelle 2.1: Darstellung der Abnahme der Feldkomponenten im Fernfeld, Nahfeld und Übergangsbereich

Fitzgeraldscher Dipol Ersetzt man den Leitungsstrom durch einen eingepprägten magnetischen Strom, der konstant ist auf der Länge ℓ , so erhält man den magnetischen Elementarstrahler. Er wird auch als *Fitzgeraldscher Dipol* bezeichnet. Das Feld ist dual zum Feld des elektrischen Dipols und man kann beide mit Hilfe der *Fitzgeraldschen Transformation* ineinander überführen. Die elektrischen Feldlinien bilden jetzt konzentrische Kreise um die z-Achse, jedoch in entgegengesetztem Umlaufsinn und die magnetischen Feldlinien entsprechen direkt den elektrischen Feldlinien des *Hertzschen Dipols*. Das Feld des vertikalen magnetischen Elementarstrahlers ist im Gegensatz zum Feld des elektrischen Elementarstrahler horizontal polarisiert. Praktisch kann man den magnetischen Dipol in Form einer elektrischen Stromschleife realisieren. Man spricht dann von einer Rahmenantenne, dessen

Strahlungswiderstand R_S^4 , wie auch beim Hertzschen Dipol relativ klein ist. Für die Frequenz $f = 0$ ist die Impedanz Null und für steigende Frequenz wird der Impedanzverlauf induktiv [RK06]. Bild 2.12 zeigt die Entstehung einer Rahmenantenne aus einem Parallelschwingkreis.

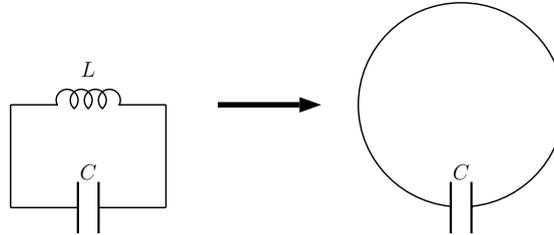


Bild 2.12: Vom Parallelschwingkreis zur magnetischen Rahmenantenne

Bei Erregung mit der Resonanzfrequenz pendelt die Energie beim Parallelschwingkreis zwischen dem Kondensator C (elektrisches Feld) und der Spule L (magnetisches Feld) hin und her, ohne dass ein nennenswerter Teil nach außen tritt. Zieht man die Spule auseinander, bleibt das elektrische Feld beim Kondensator und das magnetische Feld tritt nach außen. Bereits im Nahfeld bauen sich zusätzliche elektrische Felder auf und im Fernfeld erhält man ebene Wellenfronten, die sich nicht von einer elektrischen Antenne unterscheiden. Der Umfang von magnetischen Antennen ist im Allgemeinen kleiner als $\lambda_0/10$ und die wirksame Länge l_w ist abhängig von der Rahmenfläche A . Für einen Rahmen mit einer Windung gilt

$$l_w = \frac{2\pi A}{\lambda_0}. \quad (2.46)$$

Die wirksame Länge einer magnetischen Antenne ist sehr gering, weshalb auch die induzierte Spannung sehr gering ist. Da die Rahmenantenne im Resonanzfall einen Parallelschwingkreis hoher Güte Q_L darstellt, ist sie schmalbandig und lässt sich leicht verstimmen. Die Resonanzspannung ist dabei um den Faktor Q_L erhöht.

2.4.3 Kleine Schleifenantenne

Die meisten Kurzstreckenfunkgeräte (SRD (Short Range Device)), die im ISM (Industrial, Scientific and Medical)-Band genutzt werden, haben kleine gedruckte

⁴ $R_S < 1 \text{ Ohm}$

Schleifenantennen [Cor08]. Diese lassen sich im Gegensatz zur Stabantenne leicht auf PCB (Printed Circuit Board) realisieren und sind damit kostengünstig herstellbar [NDB02]. Ein weiterer Vorteil einer solchen Antenne ist dass sie sich nicht so leicht durch Körperrnähe (engl.: *hand-effect*) verstimmen lässt [Smi09]. Das Ersatzschaltbild der Schleifenantenne kann als eine Serienschaltung aus dem Strahlungswiderstand R_S , dem Verlustwiderstand R_V und einer Induktivität L_A wie in Bild 2.13 zu sehen ist.

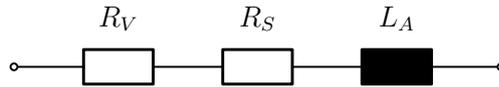


Bild 2.13: Ersatzschaltbild für eine Schleifenantenne

Die Induktivität berechnet sich nach [Lab09] mit

$$L_A = \frac{\mu_0}{2\pi} l \ln \left(\frac{8A}{l\tilde{w}} \right), \quad (2.47)$$

wobei μ_0 die Permeabilität, l die mittlere Länge der Leiterschleife, \tilde{w} die Breite der Leiterbahn beschreiben. Für den Strahlungswiderstand gilt

$$R_S = 320\pi^4 \frac{A^2}{\lambda^4} \quad (2.48)$$

und für den Verlustwiderstand lässt sich

$$R_V = \frac{l}{2\tilde{w}} \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\kappa}} \quad (2.49)$$

mit κ als die Leitfähigkeit angeben. Die Summe aus abgestrahlter Leistung P_{TX} und Verlustleistung P_V ergibt die Antenneneingangsleistung, die bei idealer Anpassung der Ausgangsleistung P_{out} des Transmitters entspricht [Kar10]. Somit lässt sich der Antennenwirkungsgrad gemäß

$$\eta = \frac{P_{TX}}{P_{out}} = \frac{P_{TX}}{P_{TX} + P_V} \leq 1 \quad (2.50)$$

berechnen. Mit der Beziehung

$$P_{out} = I_{HF}^2 (R_V + R_S) \quad (2.51)$$

wird aus (2.50)

$$\eta = \frac{R_S}{R_V + R_S} \quad (2.52)$$

zur Berechnung des Wirkungsgrades, der bei PCB-Antennen zwischen 1 und 20 Prozent liegt [NDB02]. Unter Angabe des Richtfaktors

$$D = \frac{\text{maximale Strahlungsdichte}}{\text{mittlere Strahlungsdichte}} = \frac{S_r(\vartheta, \varphi)_{max}}{\langle S_r(\vartheta, \varphi) \rangle} \quad (2.53)$$

der als Maß für die Richtwirkung einer Antenne dient⁵, kann der Antennengewinn

$$G = \eta D \quad (2.54)$$

berechnet werden. In (2.53) ist $\langle S_r(\vartheta, \varphi) \rangle$ die mittlere Strahlungsleistung im Fernfeld bei der Mittelung über die Oberfläche einer Hüllkugel. Mit der gesamten Strahlungsleistung P_{TX} ergibt sich somit

$$\langle S_r(\vartheta, \varphi) \rangle = \frac{P_{TX}}{4\pi r^2}, \quad (2.55)$$

was der Strahlungsdichte eines Kugelstrahlers (isotroper Strahler) entspricht. Mit (2.52), (2.54) und (2.55) erhält man somit

$$G = 4\pi r^2 \frac{S_r(\vartheta, \varphi)_{max}}{P_{out}}. \quad (2.56)$$

Der Antennengewinn wird häufig im logarithmischen Maßstab angegeben. Bezogen auf den isotropen Strahler gilt dann

$$g = 10 \log(G) \text{ [dBi]}, \quad (2.57)$$

⁵Der Richtfaktor gibt an, um wieviel stärker die Antenne in Hauptrichtung abstrahlt als ein Kugelstrahler bei gleicher Leistung und Polarisation.

welcher für kleine Schleifenantennen bei etwa -10 dBi liegt [Lab09].

2.4.3.1 Anpassung von gedruckten Schleifenantennen

In der Praxis soll die Schleifenantenne mit der Ausgangskapazität C_{out} des Verstärkers eines Transmitter-IC's einen Parallelschwingkreis bilden, so dass der maximale Strom durch die Schleifenantenne fließen kann [Inf04]. Die Schleifenantenne vom ZS „BS0406“ kann vereinfacht als rechteckförmig mit den Seitenlängen $a = 51$ mm und $b = 17$ mm wie in Bild 2.14 angenommen werden. Die Leiterbahnbreite beträgt $\tilde{w}=0,6$ mm, die Fläche der Antennenschleife ist $A = 867$ mm² und der mittlere Umfang misst $l = 136$ mm.

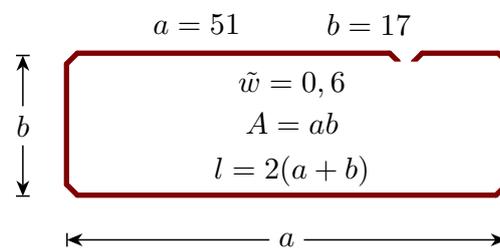


Bild 2.14: Schleifenantenne vom ZS „BS0406“, Angaben in mm

Für 434 MHz und mit (2.48) und (2.49) ergibt sich damit ein Verlustwiderstand von $R_V = 0,52$ Ohm und ein Strahlungswiderstand von $R_S = 0,1$ Ohm. Die Summe aus Verlust- und Strahlungswiderstand ist demnach sehr klein gegenüber typischen Ausgangswiderständen von 50 Ohm bis hin zu einigen kOhm von handelsüblichen Transmitter-IC's [Lab09]. Zur Transformation von einem kleineren Widerstand R_- in einen größeren Widerstand R_+ werden häufig Γ -Netzwerke, wie in Bild 2.15 genutzt [Heu09].

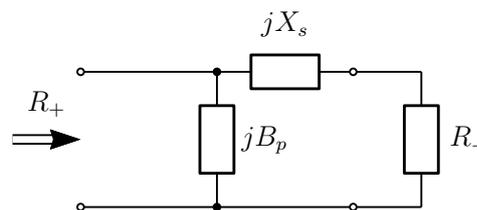


Bild 2.15: Γ -Netzwerk, zur Anpassung von R_- an R_+

X_s kann entweder ein Kondensator oder eine Spule sein, B_p muss dann eine Spule bzw. ein Kondensator sein.

Die Admittanz Y dieses Netzwerkes berechnet sich zu

$$Y = \frac{R_-}{R_-^2 + X_s^2} + j \left(B_p - \frac{X_s}{R_-^2 + X_s^2} \right). \quad (2.58)$$

Der Realteil von Y wird durch X_s verkleinert bzw. der Realteil der Impedanz Z vergrößert und B_p wird so gewählt, dass der Imaginärteil zu Null wird. Die Transformationsgüte Q_T ergibt sich zu

$$Q_T = \frac{X_s}{R_-}. \quad (2.59)$$

Das Verhältnis von R_+ und R_- wird als Transformationsverhältnis

$$\beta^2 = \frac{R_+}{R_-} = 1 + \left(\frac{X_s}{R_-} \right)^2 = 1 + Q_T^2 \quad (2.60)$$

bezeichnet und somit kann man X_s mit

$$X_s = \pm Q_T R_- = \pm \frac{Q_T R_+}{\beta^2} \quad (2.61)$$

und B_p

$$\begin{aligned} B_p &= - \frac{X_s}{R_-^2 + X_s^2} = - \frac{X_s}{R_-^2} \frac{1}{1 + \left(\frac{X_s}{R_-} \right)^2} \\ &= \pm \frac{Q_T}{R_- (1 + Q_T^2)} = \pm \frac{Q_T}{R_+} \end{aligned} \quad (2.62)$$

berechnen.

Eine gängige Variante von angepassten Schleifenantennen stellt die „kapazitiv angezapfte Schleifenantenne“ (engl.: *capacitive tapped loop antenna*) wie in Bild 2.16 dar.

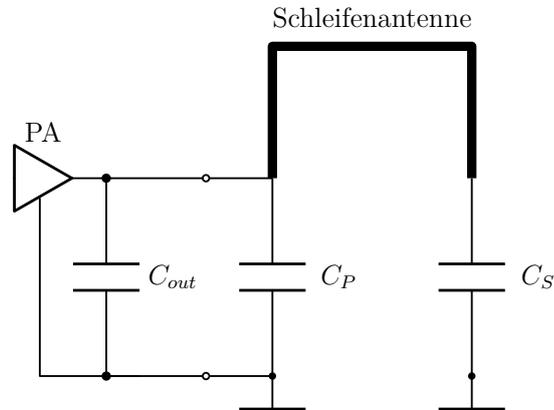


Bild 2.16: Anpassung an einen Verstärker (PA) mittels kapazitiver Anzapfung.

Im Prinzip handelt es sich hierbei um eine Anpassung mit einem Γ -Netzwerk. Dies soll am Ersatzschaltbild in Bild 2.17 kurz erläutert werden.

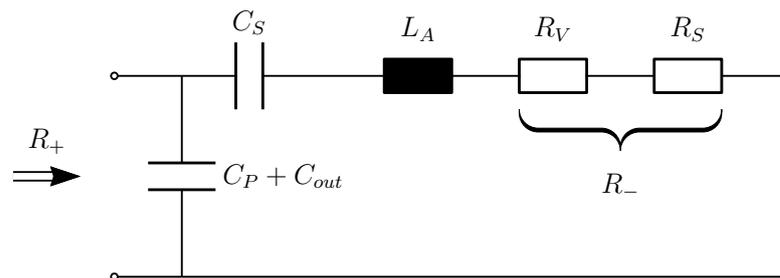


Bild 2.17: Ersatzschaltbild zu Bild 2.16

Der Verlustwiderstand und der Strahlungswiderstand bilden zusammen $R_- = R_V + R_S = 0,62 \text{ Ohm}$. Als Beispiel soll der Ausgangswiderstand des Verstärkers 50 Ohm betragen. Damit ist $R_+ = 50 \text{ Ohm}$. Das Transformationsverhältnis ist dann nach (2.60), $\beta^2 = 80,65$ und die Transformationsgüte beträgt $Q_T = 8,92$. Somit folgt mit (2.61), $X_s = 5,53 \text{ Ohm}$, was bei 434 MHz einer Induktivität von $L_S = 2,03 \text{ nH}$ entspricht. Die Induktivität der Schleifenantenne nach Bild 2.14 beträgt mit (2.47), $L_A = 116,65 \text{ nH}$, was bei 434 MHz einem Widerstand, $X_A = 318,1 \text{ Ohm}$ entspricht.

Demnach muss X_A um die Differenz von X_A und X_s reduziert werden, weshalb C_S in Serie geschaltet wird. Der Wert für C_S ergibt sich somit wie folgt:

$$C_S = \frac{1}{\omega_0^2(L_A - L_S)} = 1,17 \text{ pF} \quad (2.63)$$

Um den Wert für die Summe aus C_P und C_{out} zu bestimmen, berechnet man B_p gemäß (2.62). Mit dem Zahlenbeispiel ergibt sich $B_p = 0,18 \text{ Ohm}$ was bei 434 MHz einer Kapazität von 65,42 pF entspricht.

Eine weitere in der Praxis übliche Bestimmung der Kapazitätswerte erhält man, wenn man das Ersatzschaltbild der Schleifenantenne nach Bild 2.13 in eine äquivalente Parallelschaltung umformt. Dazu werden mit Hilfe der Güte Q_L der Schleifenantenne

$$Q_L = \frac{\omega_0 L_A}{R_V} \quad (2.64)$$

die Serienelemente in äquivalente Parallelelemente gemäß

$$\begin{aligned} R_{Vp} &= R_V (1 + Q_L^2) \\ R_{Sp} &= R_S (1 + Q_L^2) \\ L_{Ap} &= L_A \left(\frac{1 + Q_L^2}{Q_L} \right) \end{aligned} \quad (2.65)$$

umgerechnet. Für das Beispiel nach Bild 2.14 ergibt sich eine Güte Q_L von 611,7 und damit gilt $L_{Ap} \approx L_A$ und $(R_{Vp} \parallel R_{Sp}) \gg (R_{Vp} + R_{Sp})$. Für die Parallelschaltung $(R_{Vp} \parallel R_{Sp})$ erhält man mit den obigen Zahlenwerten einen Wert von 31,4 kOhm. Intuitiv kann man die kapazitive Anzapfung als Heruntertransformation des Widerstandes $(R_{Vp} \parallel R_{Sp})$ bei Erhaltung der Energie ansehen. Die Spannung am Anzapfpunkt wird durch den kapazitiven Spannungsteiler gegenüber der Spannung über L_{Ap} verringert und bewirkt damit eine Widerstandsminderung, sofern die Widerstände am Punkt der Anzapfung bei gleichem Q_L modelliert werden und die die Leistung gleich ist [NDB02].

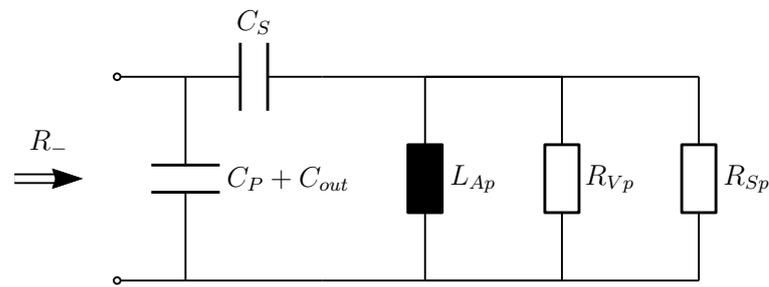
Somit ergibt sich mit

$$R_p = \frac{R_{Vp} R_{Sp}}{R_{Vp} + R_{Sp}} \quad (2.66)$$

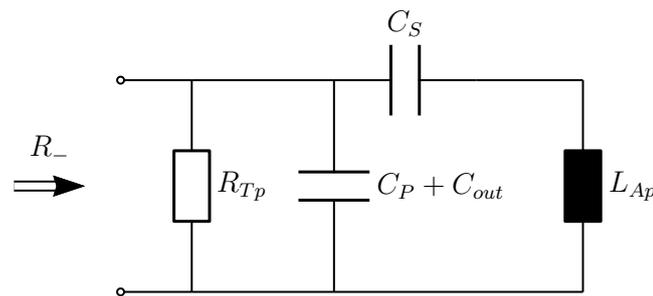
folgende Beziehung für den transformierten Widerstand R_{Tp}

$$R_{Tp} = \left(\frac{C_S}{C_S + C_P + C_{out}} \right)^2 R_p \quad (2.67)$$

und es lässt sich das Ersatzschaltbild gemäß Bild 2.18(b) angeben.



(a) Äquivalente Parallelschaltung



(b) R_{Vp} transformiert zu R_{Tp}

Bild 2.18: Impedanztransformation durch kapazitive Anzapfung

Mit

$$\frac{1}{\omega_0^2 L_{Ap}} = \frac{(C_P + C_{out}) C_S}{C_P + C_{out} + C_S} \quad (2.68)$$

und

$$\beta^2 = \frac{R_p}{R_-} \quad (2.69)$$

sowie

$$\beta = \frac{C_P + C_{out} + C_S}{C_S} \quad (2.70)$$

folgt

$$C_P = \beta \left(\frac{1}{\omega_0^2 L_{Ap}} - C_{out} \right) \quad (2.71)$$

und

$$C_S = \frac{C_P + C_{out}}{\beta - 1} \quad (2.72)$$

und man erhält bis auf einige Kommastellen die gleichen Werte wie zuvor mit der Berechnung nach (2.61) und (2.62).

Häufig verwendet man anstelle von einem Kondensator zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren für C_S , um weniger Einflüsse der Toleranzen zu haben und eine optimale Anpassung mit Standard-Bauteilen zu ermöglichen [Cor08].

2.5 Frequenzbänder

Für niederbitratige Systeme wurde von der nationalen Regulierungsbehörde kein exklusives Frequenzband zur Verfügung gestellt. Sensornetzwerke müssen daher in den ISM-Bändern betrieben werden. Der Standard IEEE 802.15.4 sieht für den europäischen Raum das 868 MHz- und für den amerikanischen Raum das 915 MHz- sowie das weltweit offene 2,4 GHz-Band vor. Die dabei vorgeschriebenen Datenraten betragen 20 kbit/s, 40 kbit/s und 250 kbit/s, mit BPSK bzw. 16-wertiger O-QPSK (Offset Quaternary Phase Shift Keying) [Sch06]. Auf dem Markt existieren jedoch viele nicht-standardkonforme Transceiver.

Die Transmitter-IC's der ZS im Forschungsprojekt BATSEN erfüllen diesen Standard ebenfalls nicht. Sie arbeiten im 433 MHz-ISM-Band mit einer Datenrate von 10 kbit/s und einer OOK als Modulationsform. Das 433 MHz-ISM-Band reicht von 433,05 MHz bis 434,79 MHz und erlaubt eine maximale Sendeleistung von 10 mW.

Die zur Verfügung stehende Bandbreite ist in Bezug auf die spektrale sowie die zeitliche Nutzung nicht beschränkt, wodurch eine kontinuierliche Übertragung möglich ist, jedoch auch ein höheres Störpotential zur Folge hätte [FG10]. Um diese möglichen Störungen etwas zu mindern, könnte man in das 868 MHz-ISM-Band ausweichen. Das Band ist in unterschiedliche Bereiche mit bestimmten Vorschriften und für bestimmte Anwendungen unterteilt (siehe Tabelle 2.2).

Frequenzbereich	Funktion	Kanalraster	Duty Cycle	max. Sendeleistung
868 MHz-868,6 MHz	Allgemein	Breitband	< 1%	25 mW
868,6 MHz-868,7 MHz	Alarm	25 kHz	< 0,1%	10 mW
868,7 MHz-869,2 MHz	Allgemein	Breitband	< 0,1%	25 mW
869,2 MHz-869,3 MHz	Alarm	25 kHz	< 0,1%	10 mW
869,3 MHz-869,4 MHz	offen			10 mW
869,4 MHz-869,65 MHz	Allgemein	25 kHz / Breitband	< 10%	500 mW
869,65 MHz-869,7 MHz	Alarm	25 kHz	< 10% - 100%	10 mW
869,7 MHz-870 MHz	Allgemein	Breitband	< 10% - 100%	5 mW

Tabelle 2.2: Frequenzaufteilung des 868 MHz-ISM-Bandes und deren Regularien (entnommen aus [FG10])

2.6 Fakten zu den Zellsensoren

Im Folgenden soll kurz der aktuelle Stand der Zellsensoren im Projekt BAT-SEN dargestellt werden. Zunächst wird ein allgemeiner Aufbau eines Zellsensors beschrieben. Dabei geht es weniger um den genauen Hardwareaufbau⁶, vielmehr soll dem Leser eine prinzipielle Sicht auf das Übertragungskonzept vermittelt werden. Anschließend werden die Zellsensoren ihrer Leistungsfähigkeit nach in drei Klassen unterteilt, die gegebenen Anwendungsgebieten entsprechen.

2.6.1 Aufbau eines Zellsensors

Die Hauptkomponenten eines vereinfachten Zellsensors sind in Bild 2.19 dargestellt. Er besteht im Wesentlichen aus einem Sensor zur Messwertaufnahme, einem μC (Microcontroller) zur Signalverarbeitung, einer Sendeeinheit (Tx) und einer Empfangseinheit (Rx). Im Projekt BATSEN bestehen die Messwerte derzeit aus der Zellenspannung, der Versorgungsspannung und der Temperatur. Der μC bereitet diese Messwerte auf, um sie per Funk an die BS (Basisstation)⁷ zu senden. Dort werden sie durch eine Empfangseinheit aufgenommen und an eine Steuereinheit zur Auswertung weitergegeben.

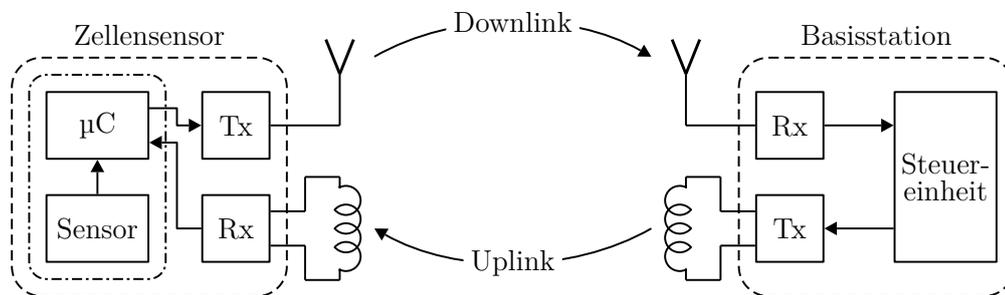


Bild 2.19: prinzipieller Aufbau eines Zellsensors

Der Übertragungskanal vom ZS zur BS wird als DL (Downlink) bezeichnet. Aktuell wird im Projekt im UHF (Ultra High Frequency)-Bereich im ISM-Band bei einer Trägerfrequenz f_T von 433 MHz gesendet. Der Übertragungskanal von der BS zum Zellsensor wird als UL (Uplink) bezeichnet und als ein RFID (Radio-Frequency Identification)-System im HF (High Frequency)-Bereich bei einer Frequenz von

⁶Die Realisierung von Hard- und Software ist in [Pla08]; [Püt11]; [Jeg11] zu finden.

⁷Im Folgenden wird die zentrale Steuereinheit als Basisstation bezeichnet.

13,56 MHz realisiert. In den weiteren Betrachtungen wird der Zellsensor vereinfacht als ein Block mit einer Sende- und einer Empfangsantenne betrachtet, ebenso die BS. Damit vereinfacht sich Bild 2.19 und man erhält das Übertragungssystem gemäß Bild 2.20.

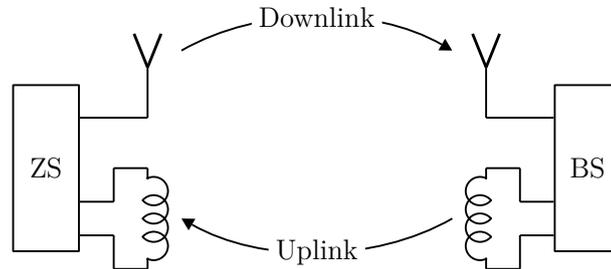


Bild 2.20: Übertragungssystem - allgemeiner Zellsensor und Basisstation

2.6.2 Einteilung der Zellsensoren

Die Notwendigkeit zur Einteilung der Zellsensoren ist durch verschiedene Anwendungsgebiete gegeben. Im Projekt BATSEN wurden daher drei Klassen definiert. In Tabelle 2.3 sind die drei Klassen und ihre Eigenschaften gegenübergestellt. Die Komplexität an Signalverarbeitung und damit verbunden auch der Hardwareaufwand wächst mit steigender Klassennummerierung.

Der ZS der Klasse 1 verfügt über einen UL und keinen DL und kann daher nur unidirektional kommunizieren. Als Transmitter-IC wird der TDA 5100A vom Hersteller Infineon genutzt [Inf], dessen Verstärkerausgang über ein Anpassnetzwerk an eine gedruckte Schleifenantenne gekoppelt ist. Als Übertragungsverfahren für den UL wird eine OOK genutzt, wobei die Daten zuvor einer Manchester Codierung unterzogen werden. Somit ist die effektive Datenrate nur halb so groß wie die zur Zeit genutzte Datenrate von 10 kbit/s. Die Mess- und Netzorganisation geschieht ohne Synchronisation. Das Kanalzugriffsverfahren ist zufällig und wird im Abschnitt 2.6.3 näher beschrieben. Derzeit sendet ein ZS im Mittel alle 500 ms ein Datenpaket (Frame). Dabei wird der Startwert pseudozufällig aus einem Intervall von 334 ms bis 666 ms gewählt. Ein Frame ist aus 108 Bit aufgebaut. Dieses Frame enthält neben einer Runin-Sequenz, einer Adressierung und anderen Parametern 48 Bit an Nutzdaten (Messdaten) sowie eine 8 Bit lange CRC (Cyclic Redundancy

Funktionsklasse	Klasse 1	Klasse 2	Klasse 3
Übertragung zwischen Sensoren und Steuergerät	nur Uplink, kein Downlink	Uplink und Downlink mit Broadcast-Wakeup	Uplink u. Downlink mit Multicast u. adressierte Kommandos
Empfänger im Sensor	kein Empfänger	passiver Empfänger	aktiver Empfänger
Wechsel des Sensormess- u. -betriebsmodus	autonome Entscheidung	teil-autonome Entscheidung	zentral kommandierte Entscheidung
Mess- u. Netzorganisation	ohne Synchr.	einfache zentrale Synchr.	komplexe, paarw. Synchr.
Balancierungs-Effektor in der Zelle	dezentrale Steuerbarkeit schwierig	bedingt möglich (dezentrale Entscheidung)	gut möglich (zentrale Entscheidung)

Tabelle 2.3: Klassifizierung der Zellsensoren (entnommen aus [Ilg+11])

Check)-Sequenz zur Fehlererkennung⁸. Aus Voruntersuchung mit sechs ZS auf einer KFZ (Kraftfahrzeug)-Starterbatterie ist bekannt, dass ein Hochstromereignis, wie der Startvorhang eines Verbrennungsmotors, eine Dauer von etwa eineinhalb Sekunden hat. Bei der aktuell vorhandenen mittleren Senderate ist ein derartiges Ereignis kaum aussagekräftig zu erfassen. Im Zuge einer Diplomarbeit (siehe [Püt11]) wurde jedoch ein Verfahren entwickelt, welches die Erkennung von Hochstromereignissen möglich macht. Im Falle einer hohen Dynamik der gemessenen Spannung, registriert dies der ZS und erhöht die Messrate. Dabei ist die Messrate höher als die Übertragungsrate, wodurch mehr Messwerte vorhanden sind als gesendet werden können. Deshalb werden die Messwerte nacheinander in einen begrenzten Speicher (Warteschlange, Queue) geladen und nach dem FIFO (First In First Out)-Prinzip versendet. Sind alle in der Queue gespeicherten Messwerte versendet, reduziert sich die Messrate anschließend. Problematisch ist hierbei jedoch die Rekonstruktion der Aufnahmezeitpunkte, da die ZSs unterschiedlich schnell laufende Zeitgeber aufweisen. Der ZS der Klasse 1 ist eher für KFZ-Starterbatterien konzipiert worden. Da diese gegenüber Traktionsbatterien kostengünstiger sind muss der ZS mit einer möglichst minimalistischen Hardwareausstattung realisiert werden, um in einem annehmbaren Verhältnis zum Anschaffungspreis zu stehen.

⁸ vgl. [Püt11]

Der ZS der Klasse 2 verfügt neben dem UL zusätzlich einen DL. Damit ist eine bidirektionale Kommunikation möglich. Als Transmitter-IC für den UL wird der Si4012 von Silabs (Silicon Laboratories) [Sil], der als Übertragungsverfahren OOK und FSK zur Verfügung stellt. Als Sendeantenne wird ebenfalls eine gedruckte Schleifenantenne genutzt (siehe [Lab11]). Jedoch handelt es sich hierbei um eine „induktiv angezapfte Schleifenantenne“ (inductively tapped loop antenna) im Gegensatz zur „kapazitiv angezapften Schleifenantenne“ (capacitively tapped loop antenna) wie beim ZS der Klasse 1. Die Datenrate sowie der Frameaufbau wurden aus Gründen der Kompatibilität vom ZS der Klasse 1 übernommen, lediglich das Kanalzugriffsverfahren verläuft nun synchronisiert. Das ist durch den zusätzlichen DL möglich über den der ZS der Klasse 2 verfügt. Dieser zusätzliche Kanal ist mittels eines RFID-Systems realisiert. Für das Übertragungsverfahren wurde dabei, wie auch für den UL, eine OOK gewählt. Der ZS der Klasse 3 ist noch nicht realisiert worden. Anders als beim ZS der Klasse 2 soll der DL bei der gleichen Trägerfrequenz wie für den UL liegen. Zudem soll er zentral kommandiert werden können und eine komplexe Synchronisation enthalten. Der Hardwareaufwand wird dementsprechend hoch werden, weshalb der Einsatz wohl eher in kostenintensiven Batterien zu sehen ist.

2.6.3 Kanalzugriffsverfahren - Klasse 1

Der ZS der Klasse 1 verfügt nur über einen UL und hat damit keine Empfangseinheit. Somit ist eine Steuerbarkeit und Synchronisation durch die BS nicht möglich. Da sich mehrere ZSs in einem Sensornetzwerk befinden, ist das Kanalzugriffsverfahren, wie noch gezeigt werden wird, von entscheidender Bedeutung zur Beschreibung der Qualität der Übertragung. Nach [RV10] wurde deshalb ein stochastisches Zugriffsverfahren gewählt. Zur Veranschaulichung kann Bild 2.21 herangezogen werden. Das System bestehe aus N ($n = 1, 2, \dots, N$) ZSs. Der n -te ZS sendet das tx -te Datenpaket $F_{n,tx}$ der Dauer T_F . Der Zeitpunkt $t_{n,tx}$ für den Beginn der Sendung (Startwert) wird pseudozufällig aus einem Intervall $[t_{min}, t_{max}]$ bestimmt, wobei die Startwerte ganzzahlig und gleichverteilt sind. Die Intervallgrenzen sind dabei für alle ZSs gleich. Nach einer Zeitspanne $\Delta t_{n,tx+1} + T_F$ ergibt sich ein nächster Startwert $t_{n,tx+1}$, der ebenfalls pseudozufällig aus dem Intervall $[t_{min}, t_{max}]$. Damit folgt die Sendung eines weiteren Datenpakets $F_{n,tx+1}$ gesendet wird. Diese Vorgehensweise ist für alle ZSs identisch.

Somit sendet jeder ZS im Mittel mit der mittleren Sendezeit von

$$T_m = \frac{t_{max} - t_{min}}{2}. \quad (2.73)$$

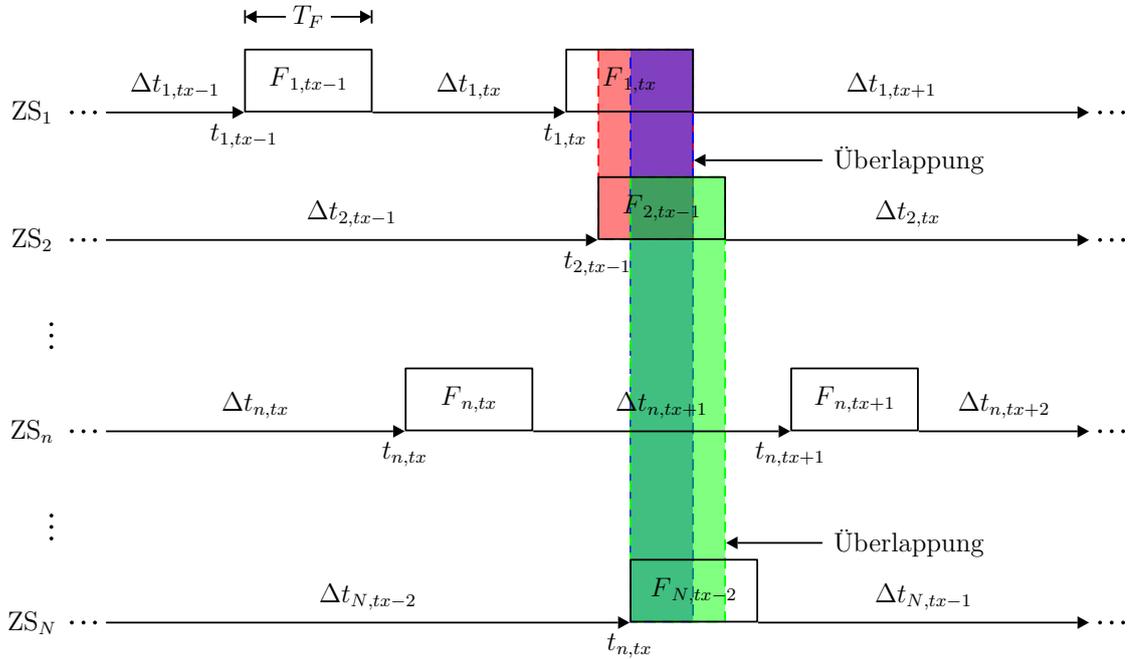


Bild 2.21: Kanalzugriffsverfahren Zellsensoren Klasse 1

Es ist ersichtlich, dass $t_{min} > T_F$ gewählt werden muss, damit die Datenpakete eines ZS nicht untereinander kollidieren. Zu keiner Überlappung und damit zu keiner Kollision einzelner Datenpakete verschiedener ZSs kommt es, wenn gilt

$$|t_{n,t} - t_{n\pm x,t\pm y}| > T_F. \quad (2.74)$$

Dabei ist $t_{n\pm x,t\pm y}$ der Startwert eines beliebigen Zellsensors X , der ein beliebiges Datenpaket Y sendet. Die Variable x muss entsprechend der Anzahl der ZSs gewählt werden, so dass die Grenzen (1 bis N) nicht überschritten werden. Aus Bild 2.21 ist eine weitere Eigenschaft des Kanalzugriffs zu erkennen. In einer vorgegebenen Zeitspanne müssen nicht zwangsweise alle ZSs die gleiche Anzahl von Datenpaketen gesendet haben. Es kann durchaus passieren, dass der ZS_1 häufiger den Startwert t_{min} erhält als ZS_2 und es somit zur Kollision des tx -ten Datenpaketes $F_{1,tx}$ von ZS_1 mit dem $tx - 1$ -ten Datenpaketes $F_{2,tx-1}$ von ZS_2 kommt.

Eine Kollision eines Datenpaketes mit einem anderen Datenpaket bedeutet eine fehlerhafte Übertragung beider Datenpakete. Unter bestimmten Annahmen lässt sich die Wahrscheinlichkeit einer Kollision für eine Anzahl N an ZS angeben. Folgende Annahmen werden getroffen:

Annahme 1: Alle Datenpakete der N ZS befinden sich im Intervall $[t_{min}, t_{max}]$, was eine gewisse Synchronität voraussetzt.

Annahme 2: Aus der Annahme 1 folgt, dass nur ein Intervall $[t_{min}, t_{max}]$ betrachtet werden muss.

Annahme 3: $[t_{min}, t_{max}] \gg 2NT_F$

Annahme 4: Das System wird ohne jegliche Rauscheinflüsse betrachtet.

Die Wahrscheinlichkeit dass ZS_1 den Startwert $t_{1,tx}$ wählt ist dann

$$P(t_{1,tx}) = \frac{1}{t_{max} - t_{min}} \quad (2.75)$$

Eine Kollision mit ZS_2 liegt dann vor, wenn der Startwert $t_{2,tx}$ kleiner gleich dem Endzeitpunkt des Datenpaketes von ZS_1 oder umgekehrt ist. Die Wahrscheinlichkeit für eine Kollision beider Datenpakete liegt dann bei

$$\begin{aligned} P(t_{1,tx} - T_F \leq t_{2,tx} \leq t_{1,tx} + T_F) \\ &= P_c(2) \\ &= \frac{t_{1,tx} + T_F - (t_{1,tx} - T_F)}{t_{max} - t_{min}} \\ &= \frac{2T_F}{t_{max} - t_{min}}. \end{aligned} \quad (2.76)$$

Eine Kollision des Datenpaketes von ZS_3 mit den Datenpaketen der anderen beiden ZS s liegt vor, wenn gilt

$$\begin{aligned} t_{2,tx} - T_F &\leq t_{3,tx} \leq t_{2,tx} + T_F \\ (t_{1,tx} - T_F) - T_F &\leq t_{3,tx} \leq (t_{1,tx} + T_F) + T_F \\ t_{1,tx} - 2T_F &\leq t_{3,tx} \leq t_{1,tx} + 2T_F, \end{aligned} \quad (2.77)$$

womit die Kollisionswahrscheinlichkeit für drei ZS

$$\begin{aligned} P(t_{2,tx} - T_F &\leq t_{3,tx} \leq t_{2,tx} + T_F) \\ &= P_c(3) \\ &= \frac{t_{1,tx} + 2T_F - (t_{1,tx} - 2T_F)}{t_{max} - t_{min}} \\ &= \frac{4T_F}{t_{max} - t_{min}} \end{aligned} \quad (2.78)$$

beträgt. Für N ZS erhält man somit einen Ausdruck für die Kollisionswahrscheinlichkeit, die unter den getroffenen Annahmen mit der Fehlerrate (FER (Frame Error Rate)) übereinstimmt, gemäß

$$\begin{aligned} P(t_{N-1,tx} - T_F &\leq t_{N,tx} \leq t_{N-1,tx} + T_F) \\ &= P_c(N) \\ &= FER(N) \\ &= \frac{2(N-1)T_F}{t_{max} - t_{min}}. \end{aligned} \quad (2.79)$$

Hebt man nun Annahme 1 auf, kann es passieren, dass ein oder mehrere Datenpakete aus einem anderen Intervall in das betrachtete Intervall fallen und es somit zu zusätzlichen Kollisionen kommt. Wenn man jedoch auch Annahme 2 aufhebt, hat

das zur Folge, dass man mehrere Intervalle betrachtet. Existieren nun wie beschrieben $N + Y$ Datenpakete in einem Intervall, steigt die Kollisionswahrscheinlichkeit in diesem Intervall. Gleichzeitig fehlen jedoch Y Datenpakete in den anderen Intervallen, wodurch dort die Kollisionswahrscheinlichkeit wieder sinkt. Der Erwartungswert der FER über unendlich viele Intervalle verhält sich demnach wie (2.79). Dieser Sachverhalt setzt allerdings voraus, dass sich kein Datenpaket über zwei Intervalle erstreckt. Tritt dies jedoch ein, dann gilt

$$P_c(N) \geq \text{FER}(N), \quad (2.80)$$

da eine gleichzeitige Kollision des Datenpaketes in beiden Intervallen mit zwei anderen Datenpaketen nur drei anstatt vier Fehler verursacht.

Wird ein Datenpaket zur Steigerung der Übertragungssicherheit nun p ($p = 0, 1, 2, \dots$) mal wiederholt, dann gilt

$$P_c^p(N) = \left(\frac{2(N-1)T_F}{t_{max} - t_{min}} \right)^{p+1}. \quad (2.81)$$

Mit den Vorgaben aus Abschnitt 2.6.2 lässt sich somit für $N = 6$ ZS eine erste Abschätzung der FER in Abhängigkeit von n ($n = 1 \dots N$) und der Wiederholung p vornehmen (siehe Bild 2.22).

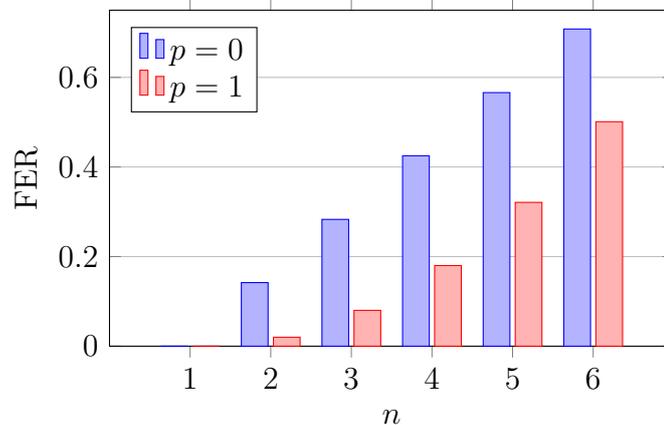


Bild 2.22: FER in Abhängigkeit von der Sensoranzahl n und der Anzahl an Wiederholungen p , $t_{min} = 334$ ms, $t_{max} = 666$ ms, $T_F = 23,5$ ms.

Es ist zu erkennen, dass die Übertragungssicherheit durch Wiederholung stark verbessert werden kann. Dies bedeutet jedoch auch, dass die zur Auswertung nutzbaren

Messdaten um $p + 1$ reduziert werden. Dynamische Ereignisse, wie Hochstromereignisse sind damit nur ungenügend analysierbar.

2.6.4 Kanalzugriffsverfahren - Klasse 2

Der ZS der Klasse 2 verfügt zusätzlich über einen DL. Damit ist eine Synchronisation durch die BS möglich. Das Kanalzugriffsverfahren kann dann wie in Bild 2.23 dargestellt werden. Nach [Jeg11] wird in regelmäßigen Abständen ($t_{BS,tx+1} - t_{BS,tx}$) ein Broadcast-Signal von der BS an alle ZSs gesendet, um die Zeitbasis neu zu synchronisieren und die Messwertaufnahme zu starten.

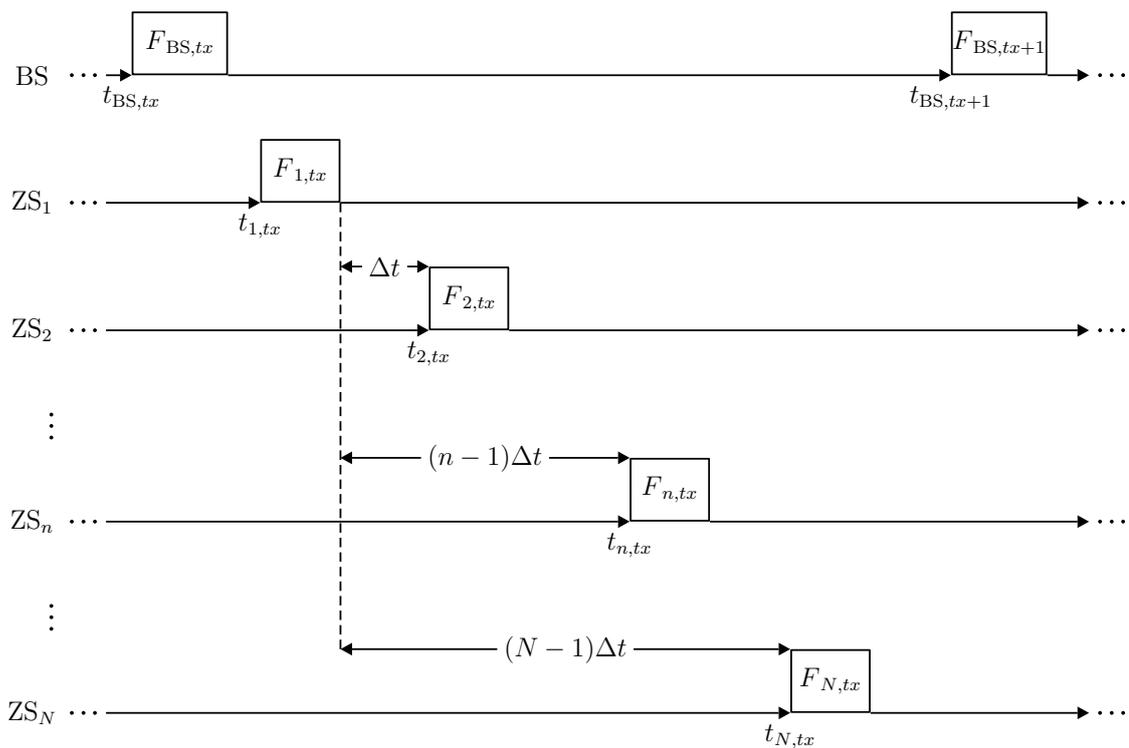


Bild 2.23: Kanalzugriffsverfahren Zellensensoren Klasse 2

Den ZSs im Sensornetzwerk werden dann feste Startwerte zugeteilt, sodass alle Datenpakete der ZSs den gleichen Abstand Δt zueinander haben. Somit kann es theoretisch zu keiner Kollision mehr kommen. Die Zeitgeber von den μC der ZSs zählen ab dem Synchronisationssignal eigenständig ihren Zählindex hoch um den Startwert zu ermitteln. Da sie jedoch mit unterschiedlicher Geschwindigkeit hochzählen, erreichen einige ZS ihren Startwert etwas früher oder später als der eigentlich

von der BS vorgegebene Startwert. Damit ergibt sich wieder eine Art unsynchrones Verhalten, welches von der Genauigkeit der Zeitgeber abhängt. Damit wird klar, dass die Zeitgeber ZS immer mehr auseinander laufen, je weniger synchronisiert wird. Aktuell werden die ZS nach jeder Paketübermittlung an die BS synchronisiert. Nach [Jeg11] liegt der Fehler der Zeitgeber bei etwa einem Prozent, sodass praktisch keine Kollisionen auftreten.

3 Realisierung

3.1 Kanalmessung

Um Aussagen über Kanaleigenschaften treffen zu können, sind Kanalmessungen nötig. Eine Möglichkeit, die in der Arbeit benutzt wurde, stellt die Messung des Frequenzgangs dar. Dazu benötigt man eine Sende- und eine Empfangsantenne und misst mit einem NWA (Network Analyzer) die Transmission S_{12} von der Sende- zur Empfangsantenne. Da in der Regel NWAs Ein- und Ausgangsimpedanzen von 50 Ohm haben, muss der Eingangswiderstand der Schleifenantenne an 50 Ohm angepasst werden. Im Folgenden wird die Realisierung einer 50 Ohm-Testantenne beschrieben. Danach folgt die Durchführung der Kanalmessung sowie die Präsentation der Ergebnisse.

3.1.1 Umbau des Zellensensor H0IMG06

Aus vorangegangenen Arbeiten existieren unbestückte und bestückte Muster des ZS H0IMG06. Um Zeit und Kosten zu sparen, wurde entschieden diesen ZS so zu modifizieren, dass der Anschluss an einem NWA möglich ist. Nach [Pla08] handelt es sich bei der Antennenform um einen Faltdipol, der auch als Schleifendipol bekannt ist. Aufgrund dieser Aussage wurden die Recherchen auf diese Antennenform ausgelegt, mit dem Ergebnis, dass es sich um eine Fehleinschätzung handelt. Die prinzipielle Form eines Faltdipols ist in Bild 3.1 dargestellt. Die Antenne vom H0IMG06 ist 51 x 17 mm. Im Falle eines Faltdipols müsste 51 mm in etwa $\lambda_0/2$ entsprechen. Für eine Frequenz von 434 MHz ergibt sich ein λ_0 von 0,69 m. Somit ergibt sich

$$\frac{\lambda_0}{2} = 34 \text{ cm} > 5,1 \text{ cm}, \quad (3.1)$$

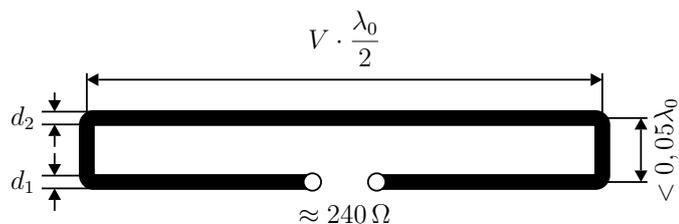


Bild 3.1: Faltdipol

weshalb es sich bei der gegebenen Antennenform nicht um einen Faltdipol handeln kann. Ebenfalls ist der verwendete Transmitter-IC speziell auf kleine Schleifenantenne ausgelegt, was zusätzlich auf diese Antennenform schließen lässt.

Aus diesem Grund beruhen die weiteren Untersuchungen in der Annahme einer kleinen Schleifenantenne.

Um den Umbau des ZS H0IMG06 auf Funktionalität überprüfen zu können, wurde von einem bestückten ZS der μC aus der MSP430-Serie vom Hersteller TI (Texas Instruments) entfernt und der Transmitter-IC¹ so beschaltet, dass er das Trägersignal ausgibt (siehe Bild 3.2(a)).

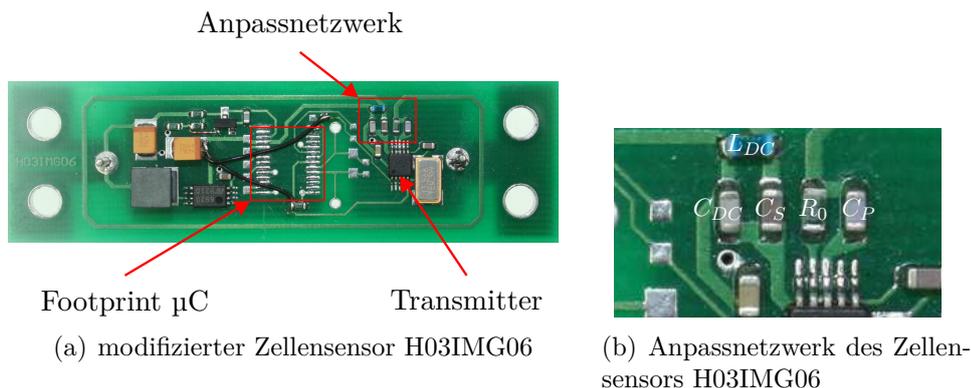


Bild 3.2: Zellsensor H03IMG06

Zur Anpassung der Ausgangsimpedanz des Verstärkers an die Eingangsimpedanz der Schleifenantenne wurde ein Anpassnetzwerk von Dr. Horst Röhms (NXP Semiconductors) entwickelt. Da die Entwicklung einige Zeit zurückliegt, liegen nur sehr wenig Informationen zum Anpassnetzwerk vor. Das Anpassnetzwerk soll allerdings entsprechend modifiziert werden, so dass der Anschluss an einem NWA möglich ist. Dazu war eine Analyse des Anpassnetzwerks notwendig. In Bild 3.2(b) ist das Anpassnetzwerk mit beschrifteten Bauelementen nochmals vergrößert dargestellt. Der

¹TDA5100A vom Hersteller Infineon

Widerstand R_0 hat einen Wert von null Ohm und stellt damit eine Brücke dar. Er wird im Folgenden nicht weiter berücksichtigt. Die Spule L_{DC} und der Kondensator C_{DC} dienen zur DC (Durrent Currancy)-Einspeisung für die Open-Collector Ausgangsstufe des Verstärkers [Inf]. Die Kondensatoren C_P und C_S dienen zur Anpassung wie im Abschnitt 2.4.3.1 auf Seite 26 beschrieben wurde. Die Bauelementliste ist in Tabelle 3.1 aufgeführt.

Bauelement	Wert	Spezifikation
R_0	0Ω	0603, $\pm 5\%$
L_{DC}	100 nH	TOKO LL2012-J
C_{DC}	330 pF	0603, COG $\pm 5\%$
C_S	4,7 pF	0603, COG $\pm 5\%$
C_P	0,47 pF	0603, COG $\pm 5\%$

Tabelle 3.1: Bauelemente für das Anpassnetzwerk nach Bild 3.2(a)

Mit der Berechnung wie in Abschnitt 2.4.3.1 ergibt sich für die Güte der Antenschleife der Wert

$$Q_L = \frac{\omega_0 L_A}{R_V + R_S} = \frac{2\pi \cdot 434 \text{ MHz} \cdot 116,65 \text{ nH}}{0,52 \Omega + 0,1 \Omega} \approx 513. \quad (3.2)$$

Mit (2.65) lassen sich für die äquivalenten Parallelwiderstände folgende Werte berechnen.

$$\begin{aligned} R_{Vp} &= R_V Q_L^2 = 0,52 \Omega \cdot 513 \approx 136\,848 \Omega \\ R_{Sp} &= R_S Q_L^2 = 0,1 \Omega \cdot 513 \approx 26\,317 \Omega. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Damit ergibt sich der Gesamtwiderstand zu

$$R_p = \frac{R_{Vp} R_{Sp}}{R_{Vp} + R_{Sp}} = \frac{136\,848 \Omega \cdot 26\,317 \Omega}{136\,848 \Omega + 26\,317 \Omega} \approx 22\,072 \Omega. \quad (3.4)$$

Nach [Inf04] liegt die optimale Last für den Verstärker des TDA 5100A bei etwa 650Ω . Demnach berechnet sich das Transformationsverhältnis nach (2.69) zu

$$\beta^2 = \frac{R_p}{R_-} = \frac{22\,072\,\Omega}{650\,\Omega} \approx 34. \quad (3.5)$$

Somit lassen sich mit (2.71) und (2.72) die Werte für C_P und C_S ermitteln. Da in der Dokumentation vom TDA 5100A keine Angaben zu C_{out} gemacht werden, wird hierfür ein typischer Wert von 2 pF angenommen [Cor08]. Damit erhält man

$$\begin{aligned} C_P &= \beta \left(\frac{1}{\omega_0^2 L_{Ap}} - C_{out} \right) \\ &= 5,83 \left(\frac{1}{(2\pi \cdot 434\text{ MHz})^2 \cdot 116,65\text{ nH}} - 2\text{ pF} \right) \approx 4,72\text{ pF} \end{aligned} \quad (3.6)$$

und

$$C_S' = \frac{C_P + C_{out}}{\beta - 1} = \frac{4,72\text{ pF}}{4,83} \approx 0,98\text{ pF}, \quad (3.7)$$

wobei C_S' sich aus der Parallelschaltung von C_S und L_{DC} , wie in Bild 3.3 gezeigt wird, zusammensetzt².

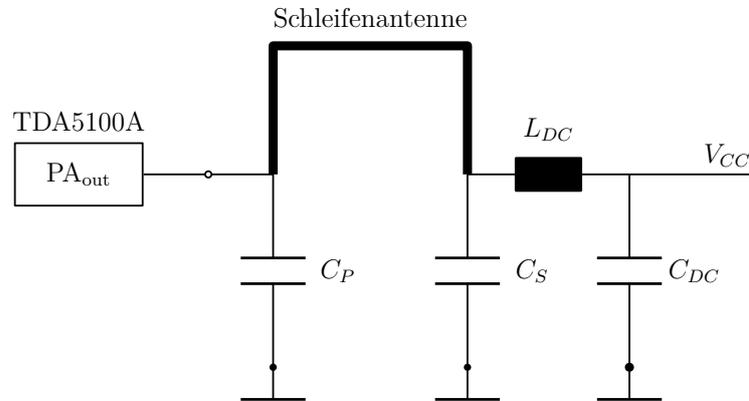


Bild 3.3: Schematische Darstellung vom Transmitter-IC, Anpassnetzwerk und Schleifenantenne des ZS H03IMG06.

² C_{DC} hat kaum einen Einfluss und darf vernachlässigt werden.

Den Wert für C_S erhält man mit

$$C_S = C_{S'} + \frac{1}{\omega_0^2 L_{DC}} = 0,98 \text{ pF} + \frac{1}{(2\pi \cdot 434 \text{ MHz})^2 \cdot 100 \text{ nH}} \approx 2,33 \text{ pF}. \quad (3.8)$$

Ein Vergleich mit Tabelle 3.1 zeigt, dass die Werte nicht übereinstimmen. Die Berechnungen stellen faktisch nur Näherungslösungen dar und haben wenig mit der Realität gemeinsam.

In der Praxis haben kleine gedruckte Schleifenantennen eine Güte von 20 bis 60 [Lab09], da zusätzliche Verluste durch Ströme im Substrat hervorgerufen werden. Ebenso beeinflusst die Leiterbahnführung das Verhalten der ganzen Schleifenantenne. So verursachen dicht nebeneinanderliegende Leiterbahnen zusätzliche parasitäre Kapazitäten. Ebenso ist nach ([STM10]; [Cor08]) eine Massefläche direkt unter der Schleifenantenne, wie sie beim ZS H03IMG06 vorliegt, als ungünstig zu betrachten. In diesem Fall kann die induktive Wirkung der Schleifenantenne verloren gehen wodurch sich das Verhalten stark ändert. Eine Anpassung ist unter diesem Gesichtspunkt nicht mehr durch eine kapazitive Anzapfung zu realisieren.

Durch die Recherche mehrerer Application Notes zum TDA 5100A, wurde ein Dokument zu einem ähnlichen Transmitter-IC gefunden, in dem Angaben zur Anpassung gemacht werden³. Dabei wird anhand eines Application-Boards die Anpassung an eine gedruckte Schleifenantenne nach dem Prinzip der kapazitiven Anzapfung beschrieben. Das Anpassnetzwerk besteht aus den Komponenten wie in Bild 3.2(b), wobei alle Werte bis auf C_P gleich sind. Es wird vorgeschlagen, alle Werte vom Application-Board zu übernehmen und den Wert für C_P empirisch zu ermitteln. Deshalb wird davon ausgegangen, dass die Werte in Tabelle 3.1 auf ähnliche Weise zustande kamen.

Neben dem Problem der Anpassung, stellte sich auch die Zuführung eines Messkabels vom NWA zum Antenneneingang als schwierige Aufgabe heraus. Die dicht beieinander liegenden Pads für den Verstärkerausgang bieten keine Möglichkeit um ein Koaxialkabel oder gar eine SMA (Sub-Miniature-A)-Buchse darauf zu löten. Aufgrund dessen wurde versucht, ein MMCX (Micro Miniature CoaX)-Stecker in SMD (Surface Mounted Device)-Bauform auf einen unbestückten ZS H03IMG06

³Es handelt sich dabei um die ältere Version 1.2 (siehe [Inf00]), die durch Version 2.1 siehe [Inf01], welche weniger Informationen zu Schleifenantennen besitzt, ersetzt wurde.

zu löten, um dann mittels eines kurzen Adapterkabels von MMCX auf SMA den Anschluss an einen NWA zu ermöglichen. Dazu wurden Leiterbahnen durchtrennt und wiederum andere überbrückt (siehe Bild 3.4) Anschließend wurde versucht eine Anpassung an den $50\ \Omega$ -Eingangsport des NWA mit konzentrierten Bauelemente zu realisieren.

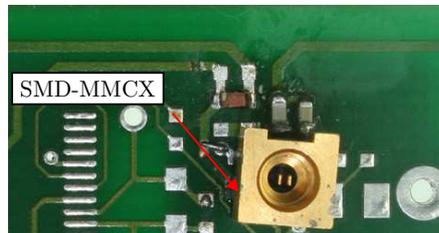


Bild 3.4: Modifizierter unbestückter ZS H03IMG06 mit MMCX-Stecker und Anpassnetzwerk

Leider scheiterte dieser Versuch aufgrund der nicht durchzuführenden Kalibrierung. Ebenso problematisch war die instabile Befestigung des MMCX-Steckers auf der Platine⁴.

Als Ergebnis wurde der Beschluss gefasst, eine $50\ \Omega$ -Testplatine zu realisieren, wie es im nächsten Kapitel beschrieben wird.

3.1.2 Bau einer 50 Ohm - Testplatine

Ausgangspunkt ist die Schleifenantenne vom ZS BS0406 bzw. H03IMG06 (siehe [RV10]) wie in Bild 2.14.

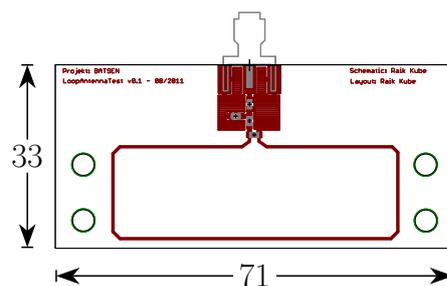


Bild 3.5: Layout, Angaben in mm

⁴Die Kupferfläche zum Auflöten des MMCX-Steckers war gerade so ausreichend um einen Stromfluss zu garantieren, jedoch zu klein für eine ausreichende mechanische Stabilität.

Diese wurde auf einer neuen Platine platziert und über ein vorgesehene Anpassnetzwerk einer SMA-Buchse zugeführt. Der Platinentwurf geschah mit Hilfe des Layout-Editors EAGLE. Das Layout ist in Bild 3.5 dargestellt. Die Platine ist im Gegensatz zur Originalplatine des BS0406 um 13 mm breiter, damit das Anpassnetzwerk und die SMA-Buchse darauf Platz finden (siehe Bild 3.6).

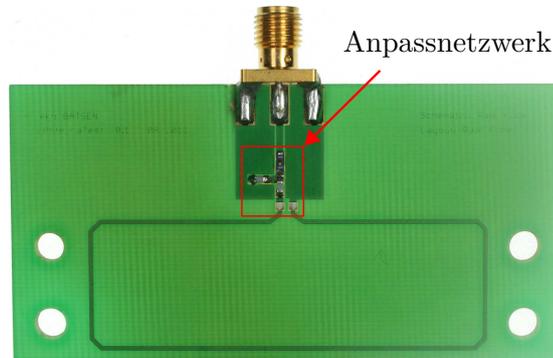


Bild 3.6: 50 Ω -Testplatine

Die Leitung vom Footprint der SMA-Buchse bis zum Beginn der Schleifenantenne ist als 50 Ω -Koplanarleitung mit Hilfe von TXLINE (siehe Abschnitt A.1, Seite 121) entworfen worden. Für eine Länge $l = 8$ mm erhält man mit folgenden Vorgaben, wie in Bild 3.7 dargestellt, den benötigten Abstand g zwischen der Leiterbahn und der Massefläche:

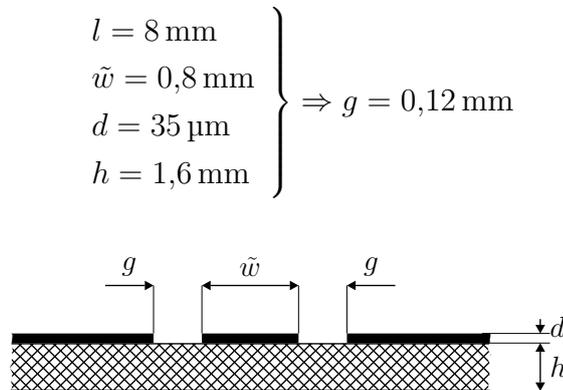


Bild 3.7: Dimensionen für die Koplanarleitung

Die Schaltung für das Anpassnetzwerk ist in Bild 3.8 dargestellt. Die Aufgabe besteht nun darin die Eingangsimpedanz der Schaltung Z_E in die Ausgangsimpedanz des NWA $Z_{OUT} = 50$ Ohm zu transformieren.

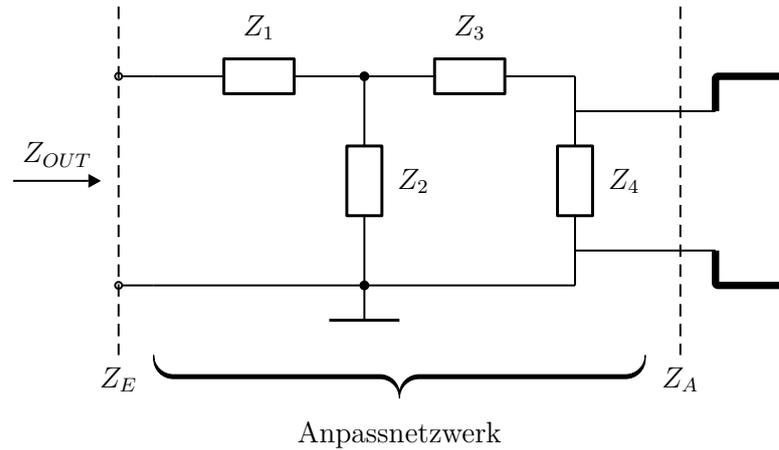


Bild 3.8: Schaltungsentwurf für die 50 Ohm-Testplatine

Die Impedanzen Z_1 bis Z_4 können Spulen, Kondensatoren oder Widerstände sein, die in Kombination eine Widerstandstransformation bewirken. Da im Vorfeld der Wert von Z_E nicht bekannt war, wurde die Schaltung so entworfen, dass es möglich ist, gängige Transformationsschaltungen zu realisieren. Die Anpassung wurde mit Hilfe des Smith-Diagramms und der CAE (Computer Aided Engineering)-Software Microwave Office (siehe Abschnitt A.2, Seite 122) realisiert.

Das Smith-Diagramm stellt das Innere des Einheitskreises der Reflexionsfaktorebene dar [DS09]. Als wichtiges grafisches Hilfsmittel sind die transformierten Koordinatenlinien aus der Impedanz- bzw. Admittanzebene eingetragen. Somit lässt sich die normierte Impedanz

$$z_E = \frac{Z_E}{Z_{OUT}} \quad (3.9)$$

direkt aus dem Smith-Diagramm ablesen. Schaltet man nun konzentrierte Bauelemente in Reihe oder parallel dazu, verschiebt sich die normierte Impedanz gemäß den Regeln wie in Bild 3.9:

R_S : Widerstand in Serie

G_P : Leitwert parallel

L_S : Spule in Serie

L_P : Spule parallel

C_S : Kondensator in Serie

C_P : Kondensator parallel

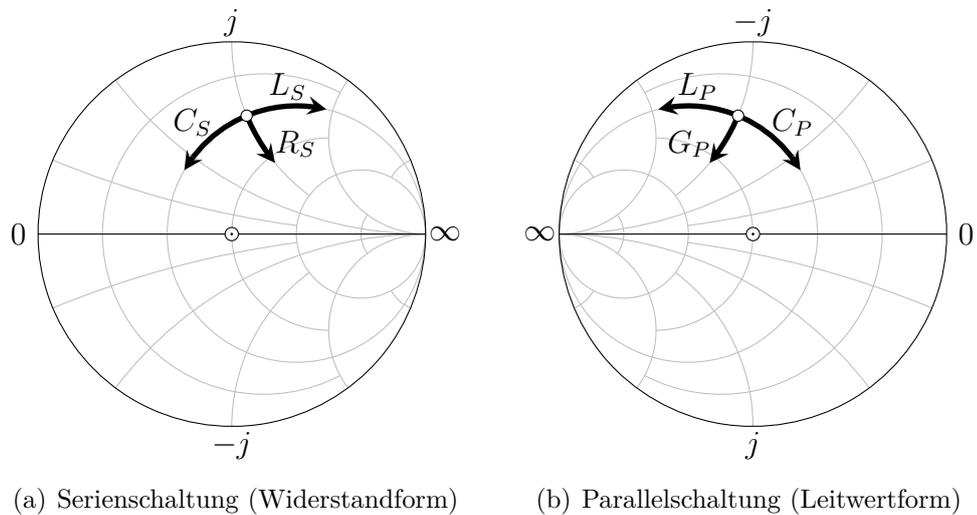


Bild 3.9: Transformationsverhalten von konzentrierten Bauelementen im Smith Diagramm

Zur Messung der Eingangsimpedanz z_E wurde der Vektor-NWA „ZVR“ von der Firma Rhode&Schwarz genutzt (siehe Bild 3.10).



Bild 3.10: Aufbau zur Messung von S_{11}

Im ersten Schritt wurde der Eingangsport (Port 1) mit einem SMA-Kalibrier-Kit kalibriert, um die Messkabel zu berücksichtigen. Daraufhin wurde Port 1 mit der SMA-Buchse der Testplatine verbunden und der Streuparameter (S-Parameter) S_{11} gemessen.

Z_1 und Z_3 in Bild 3.8 wurden dabei durch Brücken⁵ ersetzt, so dass der gesamte Strom durch die Schleifenantenne fließen kann. In Bild 3.11 ist das Smith-Diagramm dargestellt. Es ergibt sich $z_E = 0,06 - j0,4$.

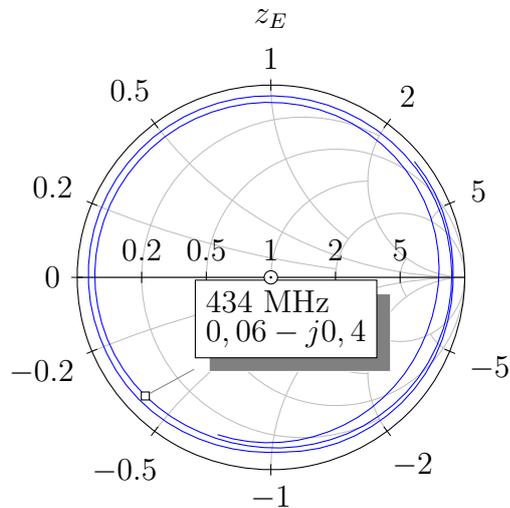


Bild 3.11: Gemessenes Smith-Diagramm der Testplatine, Serienelemente durch Brücken ersetzt, Frequenz Sweep von 250 MHz bis 550 MHz.

Die Messdaten wurden im S1P-Dateiformat⁶ gespeichert und als „Subcircuit“ in Microwave Office importiert. Für eine Anpassung muss z_E nun in den Mittelpunkt, also in den Punkt Eins, des Smith-Diagramms transformiert werden. Mit einer minimalen Anzahl an konzentrierten Bauelementen, gibt es zwei Möglichkeiten eine Anpassung zu erreichen.

1. siehe Bild 3.12(a)

a) Durch eine parallel geschaltete Spule L_P , wird bis zum Einheitskreis der Widerstandsform transformiert.

b) Durch eine serielle Spule L_S , wird bis in den Punkt Eins transformiert.

2. siehe Bild 3.12(b)

a) Durch eine seriell geschaltete Spule L_S , wird bis zum Einheitskreis der Leitwertform transformiert.

⁵Die Brücken waren $0\ \Omega$ -SMD-Widerstände.

⁶S-Parameter für einen Port

- b) Durch eine parallel geschaltete Spule L_P , wird bis in den Punkt Eins transformiert.

Mit Hilfe von Microwave Office wurden die Induktivitätswerte von L_S und L_P , die zur Impedanztransformation notwendig sind, bestimmt (siehe Bild 3.12). Da während der Arbeit SMD-Spulen-Kits⁷ mit minimalen Induktivitätswerten von 30 nH zur Verfügung standen, wurde die zweite Variante aufgrund der kleinen Induktivitätswerte verworfen.

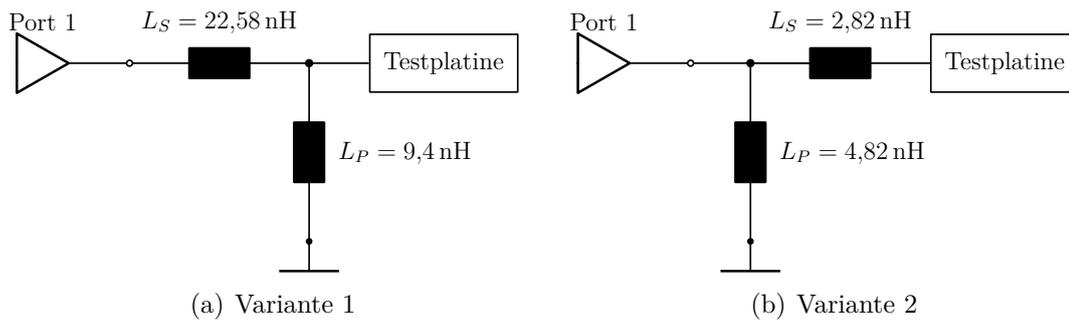


Bild 3.12: Schaltung zur Anpassung an Port 1 ($Z_{OUT} = 50 \text{ Ohm}$) in Microwave Office, „Testplatine“ stellt das „Subcircuit“ der importierten S1P-Datei dar

Die Induktivitätswerte der ersten Variante sind ebenfalls zu klein. Sie können jedoch erhöht werden, indem man einen Kondensator gemäß Bild 3.13 in Serie schaltet. Somit wurde diese Schaltung mit vorhandenen SMD-Spulen und -Kondensatoren⁸ auf der Testplatine realisiert. Eine erneute Messung von S_{11} mit dem NWA ergab jedoch keine Übereinstimmung mit den Werten aus Microwave Office.

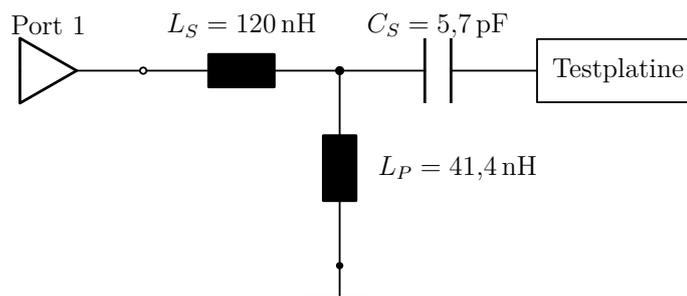


Bild 3.13: Modifiziertes Anpassnetzwerk der ersten Variante nach Bild 3.12(a)

⁷Coilcraft Designer's Kit C347 und C406B, 47 nH bis 22 μH bzw. 30 nH bis 390 nH

⁸Es wurden Werte genommen, die den Vorgaben am nächsten kamen.

Der Grund dafür lag in einer fehlerhaften Kalibrierung. Zwischen der SMA-Buchse und dem ersten Serienelement Z_1 des Anpassnetzwerks muss der Übergang von der Buchse auf den Footprint sowie ein kurzes Leitungsstück bei der Kalibrierung berücksichtigt werden. Die Einflüsse, die dadurch entstehen, sollen durch die Impedanz Z_L beschrieben werden. Die Referenzebene befindet sich derzeit am Eingang der Buchse. Um annähernd mit der Realität vergleichbare Ergebnisse in Microwave Office zu erhalten, müssen die Einflüsse von Z_L durch eine erneute Kalibrierung berücksichtigt werden. Hierzu wurde neben dem Footprint von Z_1 etwas vom Schutzlack auf der Testplatine entfernt, so dass es möglich war, eine Brücke zwischen dem Footprint und der Massefläche zu realisieren (siehe Bild 3.14).

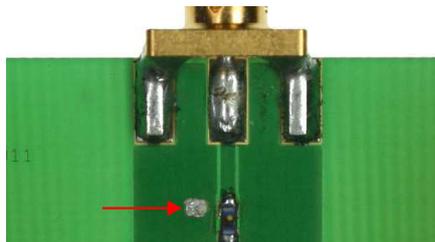


Bild 3.14: Entfernen des Schutzlacks zur Realisierung eines Kurzschluss

Die Testplatine wurde dann wieder an den NWA angeschlossen. Der Punkt bei 434 MHz im resultierenden Smith-Diagramm lag, verursacht durch Z_L , nicht bei Null. Deshalb wurde ein Offset der elektrischen Länge von 32 mm am NWA eingestellt. Damit wurde die Referenzebene bis zum ersten Serienelement Z_1 verschoben und es ergibt sich eine neue Eingangsimpedanz $Z_{E'}$ (siehe Bild 3.15).

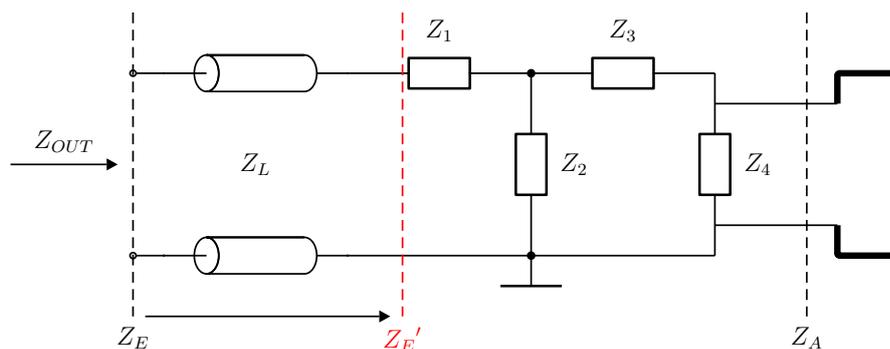


Bild 3.15: Verschiebung der Referenzebene im Vergleich zu Bild 3.8 aufgrund der Einflüsse von Z_L

Anschließend wurde die Brücke wieder entfernt und erneut der S-Parameter S_{11} gemessen. Bild 3.16 zeigt das Smith-Diagramm. Um $z_{E'} = 10,7 + j19,3$ nun in den

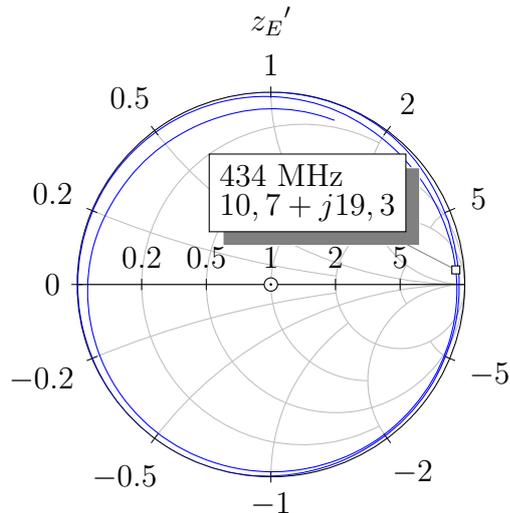


Bild 3.16: Gemessenes Smith-Diagramm der Testplatine nach Verschiebung der Referenzebene gemäß Bild 3.15, Serienelemente durch Brücken ersetzt, Frequenz Sweep von 250 MHz bis 550 MHz.

Punkt Eins zu transformieren, kann man einen Kondensator parallel schalten. Dieser verschiebt $z_{E'}$ dann bis zum Einheitskreis in der Widerstandsform. Eine Spule in Serie transformiert dann bis in den Punkt Eins. Die gespeicherten Messdaten wurden wieder in Microwave Office importiert und die Werte für C_P und L_S der Schaltung nach Bild 3.17 bestimmt.

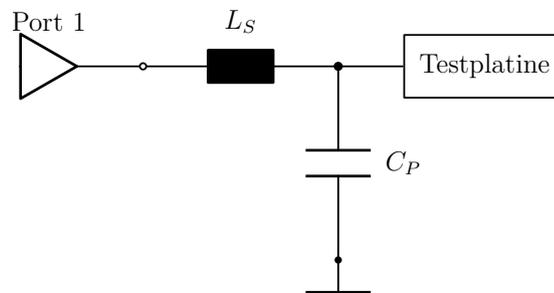


Bild 3.17: Schaltung zur Anpassung an Port 1 ($Z_{OUT} = 50 \text{ Ohm}$) in Microwave Office, „Testplatine“ stellt das neue „Subcircuit“ durch Verschiebung der Referenzebene am NWA der importierten S1P-Datei dar.

Die Ergebnisse für verschiedene Werte zeigt Bild 3.18. Die gestrichelte, cyanfarbene Kurve entspricht der simulierten Schaltung in Microwave Office gemäß Bild 3.17.

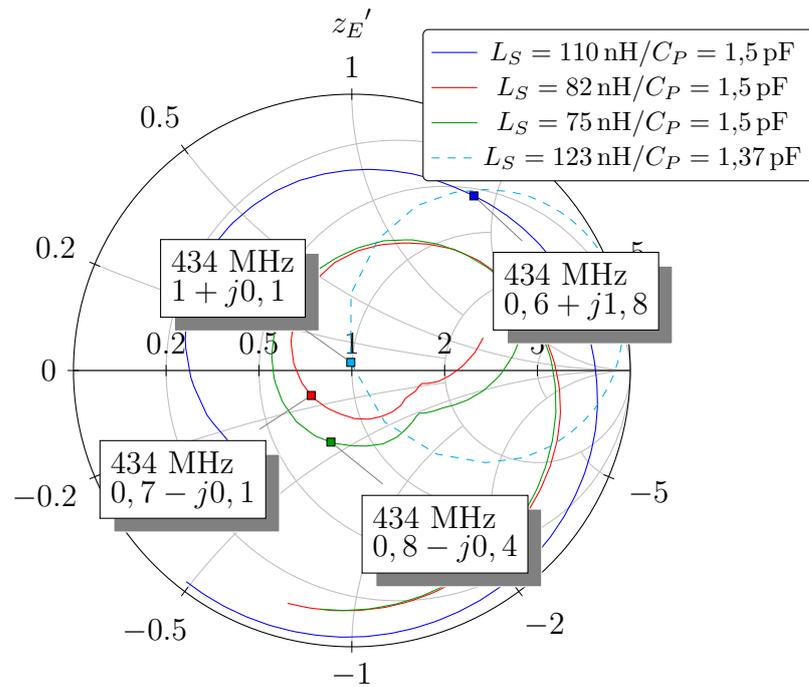


Bild 3.18: Gemessenes (durchgezogene Linie) und simuliertes (gestrichelte Linie) Smith-Diagramm der Testplatte mit einem Anpassnetzwerk gemäß Bild 3.17, Frequenz-Sweep von 400 MHz bis 500 MHz.

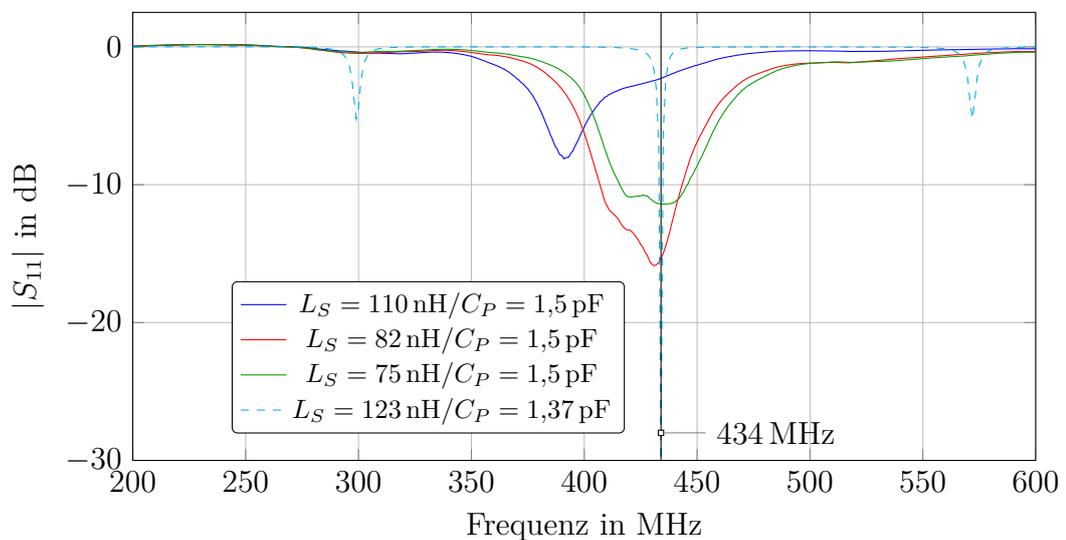


Bild 3.19: Gemessener (durchgezogene Linien) und simulierter (gestrichelte Linie) S_{11} -Parameter der Testplatte mit einem Anpassnetzwerk gemäß Bild 3.17.

Die daraus resultierten Werte für $Z_1 = L_S$ und $Z_2 = C_P$ wurden als Ausgangswerte für die Testplatine gewählt. Der nächstgelegene Wert vom SMD-Spulen-Kit lag bei 110 nH. Durch den Austausch von SMD-Spulen mit kleineren Werten, konnte die Anpassung optimiert werden. Das beste Ergebnis lieferte $L_S = 82$ nH und $C_P = 1,5$ pF. Damit wird deutlich, dass die simulierten Ergebnisse aus Microwave Office nur eine erste Abschätzung der Größenordnungen für die Bauelemente geben können. Die realen Werte müssen empirisch durch das Auf- und Ablöten von verschiedenen Bauelementewerten ermittelt werden. Zur Veranschaulichung ist der Amplitudengang von S_{11} in Bild 3.19 dargestellt. Das beste Ergebnis (rote Linie) liefert eine Anpassung von -15 dB, was für kleine Schleifenantennen ein guter Wert ist.

Da die Verluste mit der Höhe des Spulenwertes steigen, wurde versucht den Wert der Serienspule zu verringern. Dies ist durch die Serienschaltung eines Kondensators gemäß Bild 3.20 möglich.

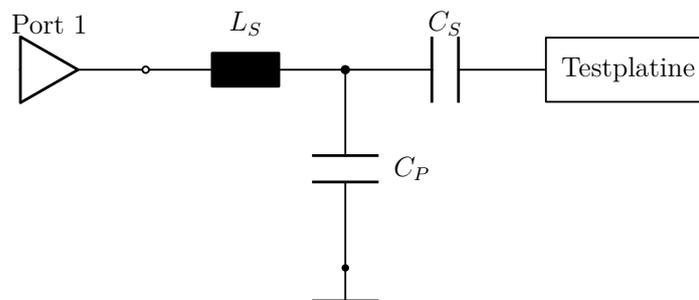


Bild 3.20: Modifizierte Schaltung zur Anpassung nach Bild 3.18

Die simulierten und gemessenen Ergebnisse sind in Bild 3.21 und 3.22 dargestellt. Das beste Ergebnis (gelbe Kurve) ergibt sich aus $L_S = 68$ nH, $C_P = 1,5$ pF und $C_S = 0,47$ pF. Im Vergleich zur Anpassung mit der Schaltung nach Bild 3.18 erhält man einen Gewinn von 5 dB und somit eine Anpassung von -20 dB. Damit ist ein 50 Ohm-Anpassnetzwerk für die Testplatine gefunden und es kann eine zweite Platine bestückt werden. Somit liegen jetzt zwei Testplatinen mit Schleifenantennen vor und können als Sende- und Empfangsantenne zur Kanalmessung genutzt werden.

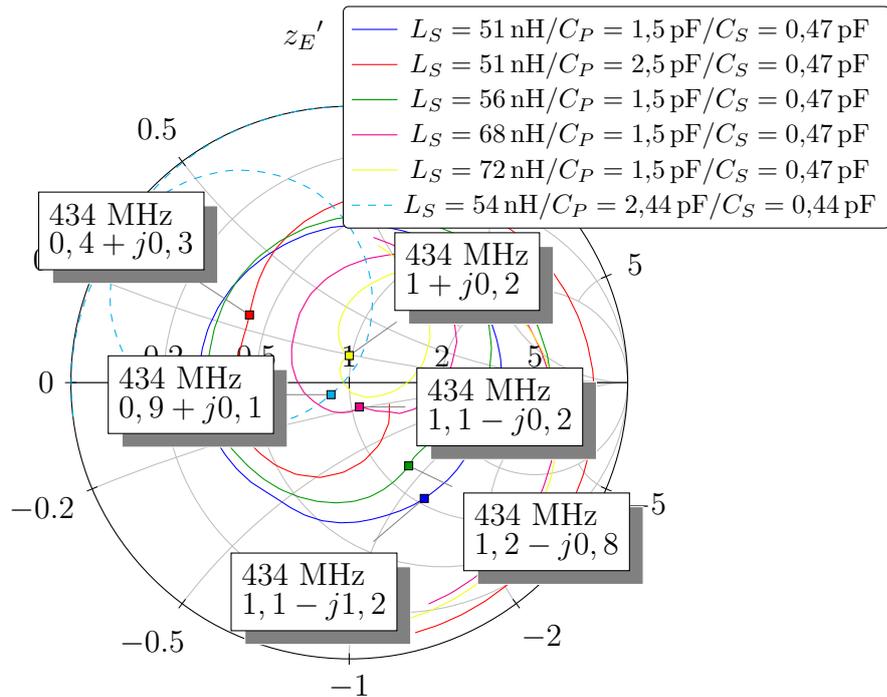


Bild 3.21: Gemessenes (durchgezogene Linie) und simuliertes (gestrichelte Linie) Smith-Diagramm der Testantenne mit einem Anpassnetzwerk gemäß Bild 3.20, Frequenz-Sweep von 400 MHz bis 500 MHz

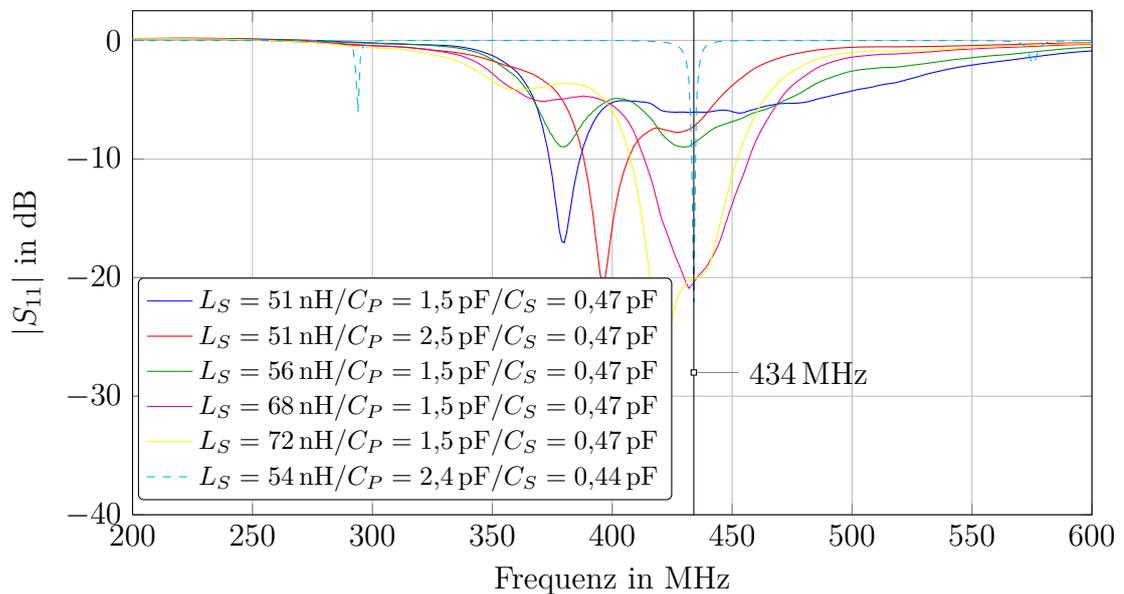


Bild 3.22: Gemessener (durchgezogene Linien) und simulierter (gestrichelte Linie) S_{11} -Parameter der Testantenne mit einem Anpassnetzwerk gemäß Bild 3.20

3.1.3 Messung in der Antennenmesskammer

Um störungsfreie Vergleichswerte für die Kanalmessung am KFZ zu haben, wurden Messungen in einer Antennenmesskammer durchgeführt. Den Versuchsaufbau zeigt Bild 3.23.

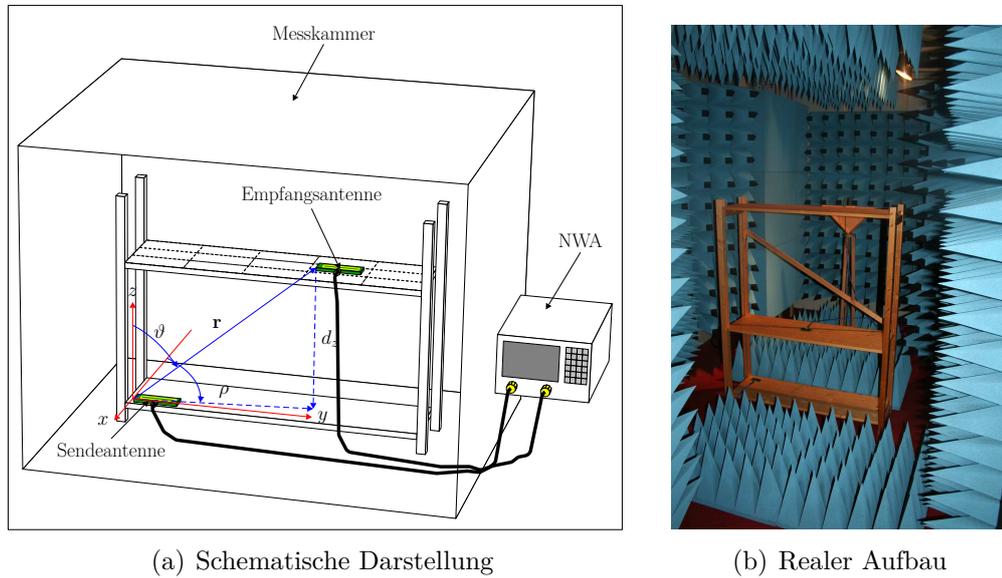


Bild 3.23: Versuchsaufbau zur Messung in der Antennenmesskammer

Die Antennen⁹ sind auf einem Gestell positioniert. Die Sendeantenne befindet sich auf der festen Grundplatte des Gestells. Die Empfangsantenne ist auf der, in der Höhe verstellbaren oberen Platte angebracht.

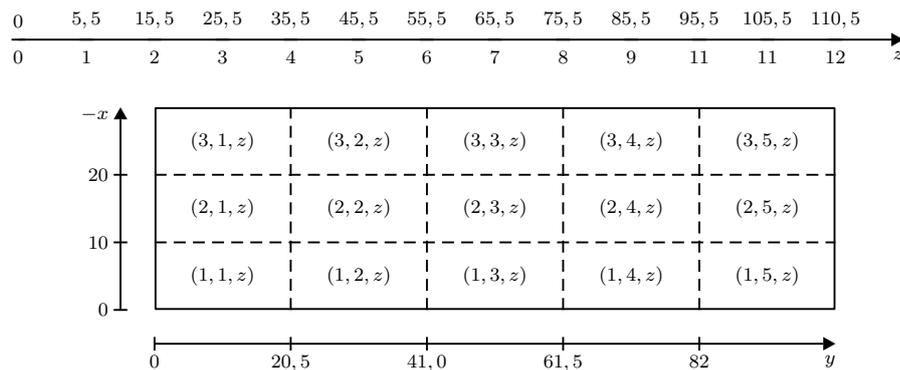


Bild 3.24: Angaben zur festen und verschiebbaren Rasterplatte, Längenangaben in cm

⁹Die Testplatinen werden nun vereinfacht Antennen genannt.

Auf beiden Platten befindet sich ein Lochraster zur Fixierung der Antennen. Dazu wurde die Plattenfläche in 15 gleichgroße Felder unterteilt (siehe Bild 3.24) und jeweils zwei Löcher pro Feld gebohrt. Die Sendeantenne befindet sich auf der Grundplatte im Feld (1, 1, 1) und behält über den gesamten Messzyklus diese Position. Die nach Bild 3.23(a) in z-Richtung verschiebbare Platte wurde dabei jeweils um den Abstand d_z verändert. Mit Bild 3.24 ergibt sich Tabelle 3.2, in der ausgewählte Felder exemplarisch zusammengestellt sind. Somit erhält man einen stufenweisen Messbereich von $\pi/2 \leq \varphi \leq \pi$ für den den Azimutwinkel und $0 \leq \vartheta < 0,48\pi$ für den Elevationswinkel.

Feld	x in cm	y in cm	z in cm
(1, 1, 1)	0	0	5,5
(1, 2, 1)	0	20,5	5,5
(1, 3, 1)	0	41	5,5
(1, 4, 1)	0	61,5	5,5
(1, 5, 1)	0	82	5,5
(2, 1, 2)	10	0	15,5
(2, 2, 2)	10	20,5	15,5
(2, 3, 2)	10	41	15,5
(2, 4, 2)	10	61,5	15,5
(2, 5, 2)	10	82	15,5

Tabelle 3.2:

Die Sendeantenne wurde an Port 1 und die Empfangsantenne an Port 2 des NWA angeschlossen. Gemessen wurde dann die Transmission S_{12} . In Bild 3.25 sind die Ergebnisse exemplarisch für eine Verschiebung der Empfangsantenne dargestellt. Im Bild B.14 wird die Empfangsantenne in die y-Richtung verschoben. Der Abstand zur Empfangsantenne ergibt sich dann mit $r = \sqrt{y^2 + d_z^2}$, wobei $d_z = 5,5$ cm beträgt. Im Feld (1,1,1) ist die Empfangsantenne demnach direkt über der Sendeantenne mit einem Abstand von 5,5 cm. Im Bild 3.25(b) wird die Empfangsantenne nur in der Höhe verschoben. Für den Abstand zur Sendeantenne gilt dann $r = d_z$. Wie man erkennen kann sind die Transmissionswerte über der Frequenz nahezu konstant und ausschließlich vom Abstand abhängig. Diese Abhängigkeit ist in Bild 3.26 nochmals für die Frequenz von 434 MHz dargestellt. Bei der Verschiebung in der z-Achse (siehe Bild 3.26(c) und 3.26(d)) ist bis zu einem Abstand von etwa 40 cm ein Abfall der Leistung von etwas 30 dB pro Dekade zu erkennen. Im Nahfeld nimmt die

magnetische Feldstärke mit $1/r^3$ ab, was im logarithmischen Maßstab einem Abfall von 60 dB pro Dekade entspricht [Fin08].

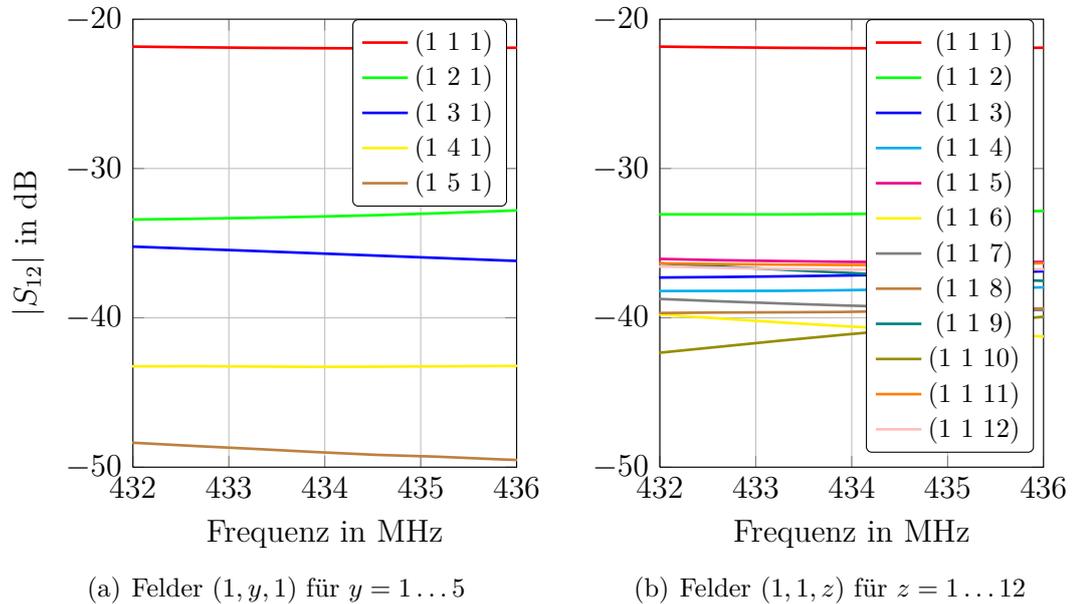


Bild 3.25: Transmission S_{12} in Abhängigkeit vom Abstand r bei einer Sendeleistung von -10 dBm

Berücksichtigt man, dass die Wirkleistung der ausgestrahlten Strahlung proportional zum Betragsquadrat der magnetischen Feldstärke ist, so spiegelt Bild 3.26(d) diesen Sachverhalt bis etwa zum vierten Messwert wieder.

Im Übergangsbereich vom Nah- zum Fernfeld nimmt die magnetische Feldstärke mit $1/r^2$ ab. Der Übergang vom Nah- zum Fernfeld ist fließend und daher kann man den Beginn oder den Schluß nicht genau festlegen. Ab dem fünften Messwert in Bild 3.26(d) zeigt sich ein flacherer Abfall, so dass man hier vom Beginn des Übergangs zum Fernfeld sprechen könnte. Bild 3.26(a) und 3.26(b) zeigen einen zusätzlichen Einfluss. Die magnetischen Feldlinien der Sendeantenne durchdringen die Empfangsantenne nicht senkrecht. Das wäre nur der Fall, wenn Sende- und Empfangsantenne auf gleicher z -Ebene liegen würden. Da jedoch beide um $d_z = 5,5$ cm voneinander entfernt sind und die Sendeantenne auf der y -Achse verschoben wird, kommt das einer Verkippung gleich. Die induzierte Spannung in der Empfangsantenne ist dann proportional zum Kosinus des Verkippungswinkels. Demzufolge muss auch die Empfangsleistung kleiner sein, als bei den unteren Bildern in Bild 3.26. Betrachtet man die voraussichtliche Platzierung der Sende- und Empfangsantenne

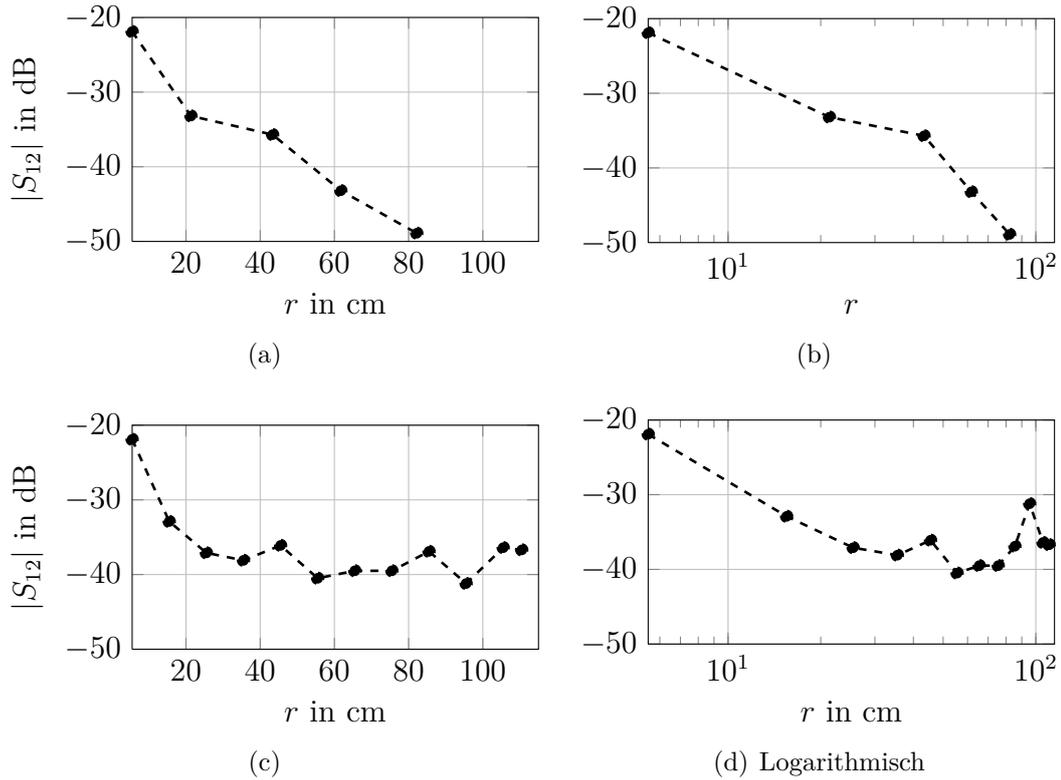


Bild 3.26: Transmission S_{12} in Abhängigkeit vom Abstand r für 434 MHz

Oben: $r = \sqrt{y^2 + d_z^2}$ Verschiebung in y -Richtung, $d_z = 5,5$ cm, $x = 0$
 Unten: $r = d_z$, Verschiebung in z -Richtung, $x = y = 0$

im KFZ,¹⁰ so zeigen die Ergebnisse eindeutig, dass Nahfeldbedingungen gelten. Daher kann man sagen, dass ein Energietransport hauptsächlich über das magnetische Feld realisiert wird.

3.1.4 Messung am Kraftfahrzeug

Die folgenden Kanalmessungen sollen erste Erkenntnisse über das Verhalten des Funkkanals am KFZ geben, da dieses noch unklar ist. Das umgebende Metall könnte das magnetische Feld dermaßen dämpfen, dass die Empfangsleistung zu schwach ausfällt. Ebenso könnten die ZS durch ihre Funkkommunikation andere Funkteilnehmer im unmittelbaren Umfeld stören. Das Gleiche gilt auch umgekehrt. Da die Messungen auf dem Gelände der Hochschule für Angewandte Wissenschaften

¹⁰Der Abstand zueinander ist durch die Geometrie des Motorraumes vorgegeben.

Hamburg gemacht wurden, muss man die Ergebnisse mit Vorsicht bewerten. Üblich wäre eine Messung mit möglichst wenig fremden Strahlungsquellen von außerhalb. Die Messung auf dem Gelände der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg und damit direkt in einer dicht besiedelten Gegend, stellt daher keine optimalen Bedingungen dar.

Im folgenden sollen die Mess-Szenarien kurz einzeln vorgestellt werden:

Szenario I Das erste Szenario soll eine übliche Situation von zwei nebeneinander parkenden Autos nachstellen. Anhand dessen soll gezeigt werden, ob und in welchem Maße sich ZS in getrennten KFZs gegenseitig stören. Der Aufbau ist in Bild 3.27 dargestellt. Die Sende- und Empfangsantennen wurden im Motorraum von zwei nebeneinander stehenden Autos positioniert. Der Abstand zwischen beiden Antennen ist $r = 2,5$ m. Beide Antennen sind an einem NWA¹¹ angeschlossen, so dass die Transmission S_{12} bei geöffneten und geschlossenen Motorhauben gemessen werden kann.

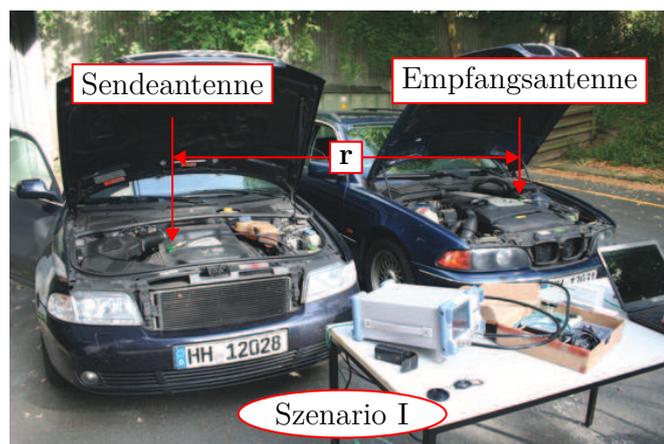


Bild 3.27: Szenario I

Szenario II Das nächste Szenario soll die Situation von ZS und BS in einem Motorraum darstellen. Dazu wurden beide Antennen im Abstand $r = 0,44$ cm auf den Motorblock platziert (siehe Bild 3.28). Anschließend wurde wieder die S_{12} mit offener und geschlossener Motorhaube gemessen.

¹¹Rhode & Schwarz FSC3

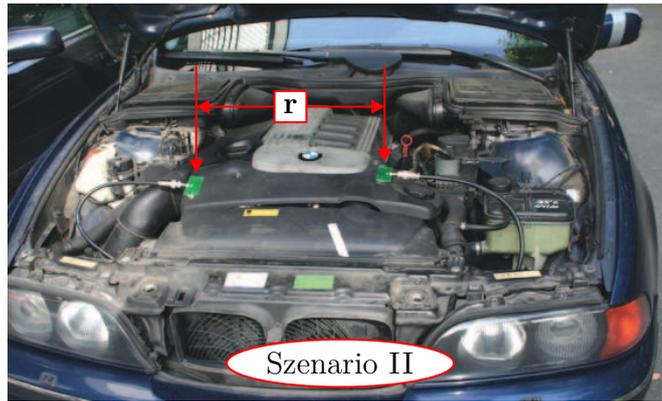


Bild 3.28: Szenario II

Szenario III Dieses Szenario stellt wohnmöglich die Anordnung der späteren ZSs und der Antenne der BS am nächsten dar¹². Die Sende- und die Empfangsantenne wurden direkt übereinander in einem Abstand von $r = 2\text{ cm}$ platziert (siehe Bild 3.29). Auch hier wurde wieder S_{12} bei offener und geschlossener Motorhaube gemessen.



Bild 3.29: Szenario III

Szenario IV Szenario IV soll zeigen, wie das Empfangsverhalten der Antenne der BS ist, wenn sie nicht im Motorraum, wie der ZS platziert ist. Dazu wurde die Empfangsantenne in der Nähe der Windschutzscheibe auf der Fahrerseite positioniert. (siehe Bild 3.29). Der Abstand beider Antennen beträgt 1,20 m. Gemessen wurde wieder S_{12} bei offener und geschlossener Motorhaube.

¹²Geplant ist es, die Antenne der BS so dicht wie möglich an die Starterbatterie anzubringen. Das Szenario III ist dafür ein Extremfall (sehr optimistisch).

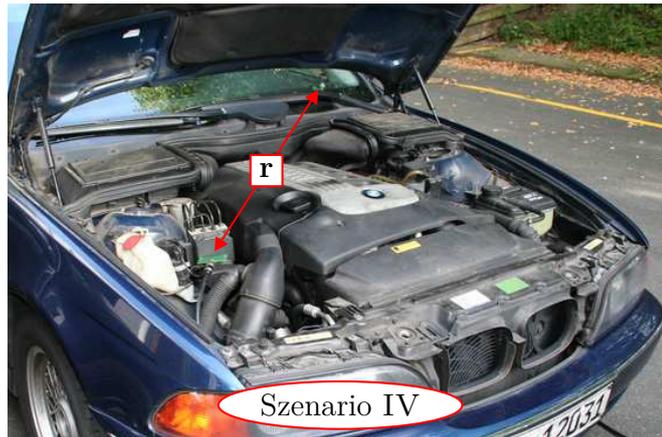


Bild 3.30: Szenario IV

Szenario V Hier wurde die Empfangsantenne direkt neben die Fahrertür in einem Abstand von einem halben Meter gehalten (siehe Bild 3.31), während sich die Sendeantenne im Motorraum befindet. Hier soll der Einfluss der Sendantenne auf sich direkt in unmittelbarer Nähe befindliche Funkteilnehmer untersucht werden. Gemessen wird auch hier S_{12} jedoch bei geschlossener Motorhaube.

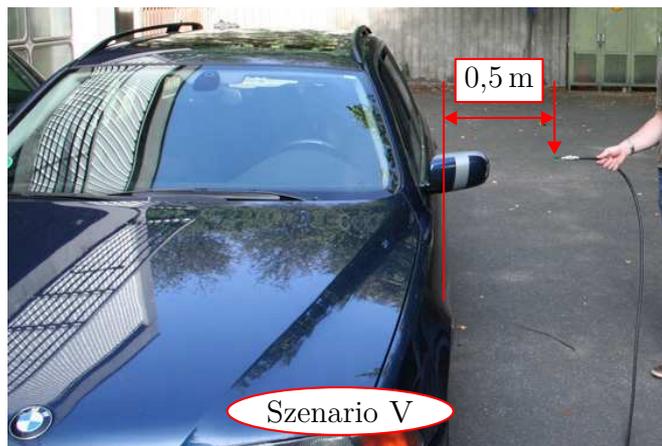


Bild 3.31: Szenario V

Die Ergebnisse sind in Bild 3.32 gegenübergestellt. Die erste wichtige Erkenntnis in Bezug auf die Kanaleigenschaft vermitteln die konstanten Transmissionswerte über den Frequenzbereich. Hieraus kann man die Annahme treffen, dass der Kanal nicht frequenzselektiv ist. Dieser Sachverhalt wird sich später bei der Kanalmodellierung als nützlich erweisen.

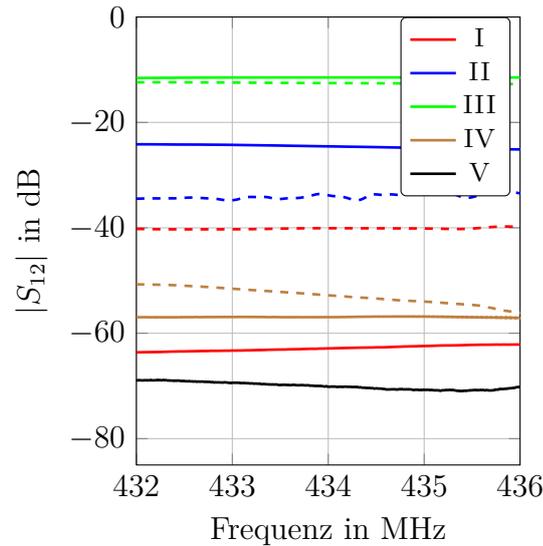


Bild 3.32: Transmission S_{12} bei geschlossener (durchgezogene Linie) und offener (gestrichelte Linie) Motorhaube bei einer Sendeleistung von -10 dBm
 I: Sendeantenne im PKW₁, Empfangsantenne im PKW₂, Abstand der Antennen zueinander 2,5 m
 II: Sende- und Empfangsantenne beide im PKW₁, Abstand der Antennen zueinander 44 cm
 III: Sende- und Empfangsantenne beide im PKW₁, direkt übereinander, Abstand der Antennen zueinander 2 cm
 IV: Sendeantenne im PKW₁, Empfangsantenne unter Windschutzscheibe, Abstand der Antennen zueinander 1,20 m
 V: Sendeantenne im PKW₁, Empfangsantenne außerhalb vor Fahrertür, Abstand Empfangsantenne zur Fahrertür 50 cm

Zur weiteren Bewertung der Ergebnisse muss man beachten, dass die Polarisation von Sende- und Empfangsantenne aus Gründen der mechanischen Befestigung nicht immer optimal war. Die maximale Energie wird beim Szenario III übertragen. Das ist auch nicht sonderlich verwunderlich, da der Abstand der beiden Antennen zueinander der kleinste ist. Betrachtet man die Werte von den Szenarien in denen sich beide Antennen im gleichem Motorraum befinden (Szenario II und III), stellt man gegenüber den anderen Szenarien fest, dass die geschlossene Motorhaube die Transmission begünstigt. Dies ist überraschend, da angenommen wurde, dass ein Metalldeckel in unmittelbarer Nähe das magnetische Feld stark dämpfen würde.

Im Folgenden wurden Messungen in Bezug auf äußere Störquellen gemacht. Mitunter kann es sein, dass die KFZ-Elektronik oder Teile aus dem Motorraum (instationäre Pulse durch Relais, Spulen, Zündanlagen oder der Spannungsabsenkung beim Motorstart) den Funkkanal stören können. In der Fachsprache nennt man solche Effekte EMI (Elektromagnetische Interferenz). Deshalb wurde eine Antenne im Motorraum positioniert und die Motorhaube geschlossen. Weiterhin wurde das Spektrum bei ruhendem Motor und bei laufendem Motor gemessen. Das Ergebnis in einem Bereich von 200 MHz bis 500 MHz zeigt Bild 3.33. Wie man sehen kann gibt es fremde Strahlungsquellen bei etwa 445 MHz und 490 MHz, die jedoch nicht im Frequenzband der ZSs liegen.

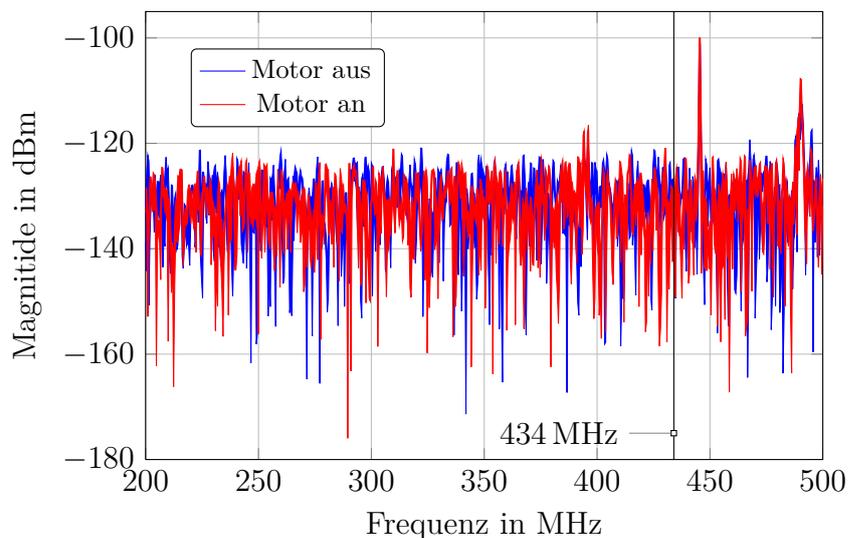


Bild 3.33: Leistungsspektrum von der Empfangsantenne im Motorraum bei laufendem und ruhendem Motor

Das Spektrum für den laufenden Motor ist nahezu identisch mit dem Spektrum des ruhenden Motors. Das Anlassen und Starten des Motors wurde einige Male wiederholt und es wurden 10 Messungen über jeweils eine Minute gemacht. Zur genaueren Betrachtung wurde das Spektrum bei laufendem Motor nochmals feiner im Bereich von 432 MHz bis 434 MHz aufgelöst (siehe Bild 3.34). Auch hier ist kein wesentlicher Einfluss des KFZ auf die Sendefrequenz von 434 MHz festzustellen. Vom KFZ selbst wird daher mit hoher Wahrscheinlichkeit keine hohe Störstrahlung ausgehen. Anders sieht es jedoch mit drahtlosen Handgeräten, wie z. B. Walki-Talki oder ein Funkschlüssel vom KFZ, die im ISM-Band arbeiten aus. Diese können in unmittel-

telbarer Nähe mit den Daten der ZS interferieren, so dass ein korrekter Empfang nicht mehr möglich wird.

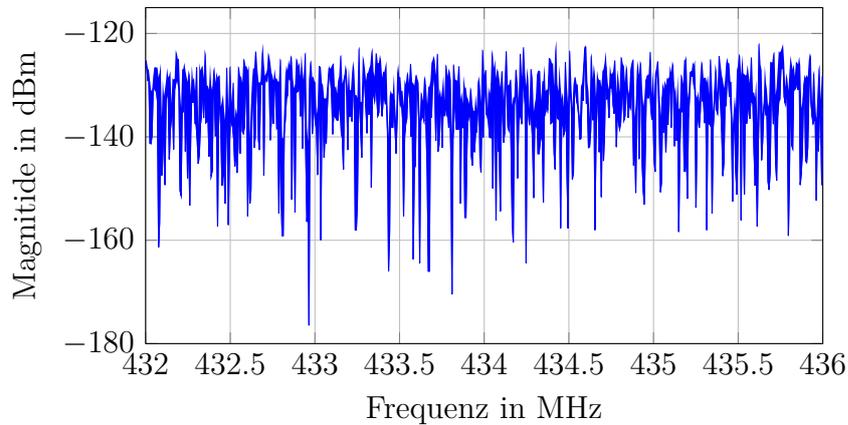


Bild 3.34: Leistungsspektrum der Empfangsantenne im Motorraum bei laufendem Motor

Exemplarisch wurde dabei das Spektrum beim Öffnen und Schließen des Wagens mit einem Funkschlüssel aufgenommen. Die Antenne war dabei wieder bei geschlossener Motorhaube im Motorraum positioniert. Daraufhin wurde über einen Zeitraum von etwa drei Minuten der Funkschlüssel betätigt.

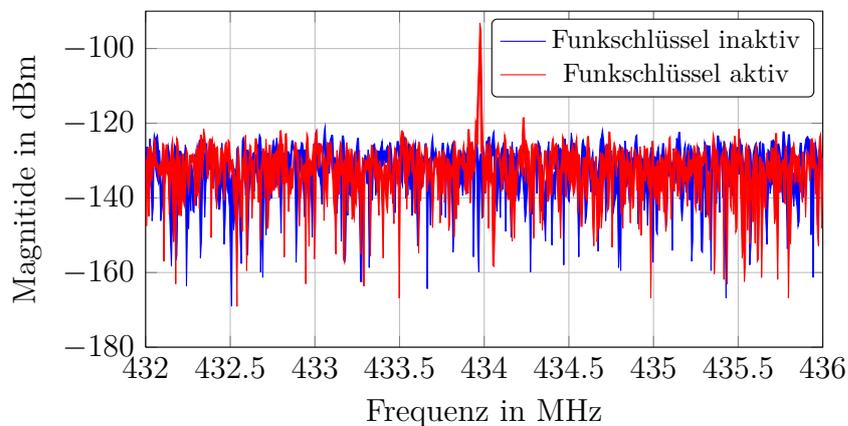


Bild 3.35: Leistungsspektrum der Empfangsantenne im Motorraum bei ruhendem Motor und Betätigung des Funkschlüssels

In dieser Zeit gab es alle fünf Sekunden eine Messwertaufnahme. Dies war nötig, da der Duty Cycle des Funkschlüssels anscheinend sehr klein war und sichergestellt werden konnte, dass ein Pegelausschlag registriert werden kann. Wie in Bild 3.35 zu erkennen ist, reichte die Sendeleistung des Funkschlüssels aus, um einen deutlichen

Ausschlag im Spektrum bei etwa 434 MHz zu sehen. Dies zeigt, dass Handgeräte, die im gleichen Frequenzband senden und sich in unmittelbarer Nähe befinden, durchaus zu Problemen führen können. Inwieweit sich das auf den Datenempfang auswirkt, bedarf daher einer zusätzlichen Untersuchung mit einem gesamten Sensornetzwerk.

3.2 Zeitdiskretes Systemmodell

In diesem Abschnitt sollen die Ergebnisse aus Abschnitt 3.1 genutzt werden um ein Systemmodell für den Funkkanal aufzustellen. Dieses Modell soll dann zur Bestimmung der FER mittels einer Simulation in Matlab genutzt werden. Deshalb ist es notwendig, bei der Modellierung die Implementierung in Matlab zu berücksichtigen. Im Abschnitt 2.6 wurde die Kanalzugriffsverfahren für die ZS der Klasse 1 und Klasse 2 beschrieben. Allgemein kann man das Übertragungssystem damit

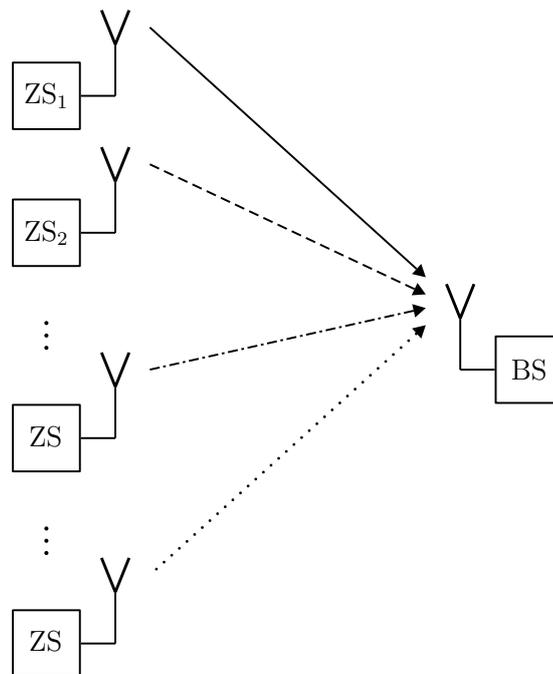


Bild 3.36: Übertragungssystem - mehrere Zellsensoren und Basisstation

wie in Bild 3.36 angegeben. Idealerweise ist dabei (2.74) erfüllt, was durch die unterschiedlichen Linien zwischen den ZSs und der BS symbolisiert werden soll. So steht die durchgezogene Verbindung für eine Sendung zu einem bestimmten Zeitpunkt,

während die gepunktete Verbindung eine Sendung zu einem anderen Zeitpunkt darstellt. Ist nun (2.74) nicht erfüllt, würde die gepunktete durch eine durchgezogene Verbindung ersetzt werden müssen, was eine Kollision beider Datenpakete der ZSs zur Folge hätte. Dazu wird von dem vereinfachten System in Abschnitt 2.1 (siehe Bild 2.1) nach Gleichung (2.6) ausgegangen. Dieses System soll nun mit der hohen Frequenz f_A abgetastet werden. Damit erhält man das zeitdiskrete Systemmodell in äquivalenter Tiefpassdarstellung, wie in Bild 3.37.

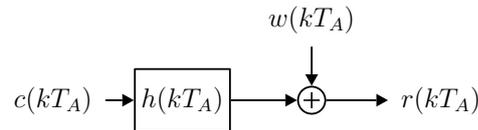


Bild 3.37: Zeitdiskretes Systemmodell im äquivalenten Tiefpassbereich

Mit diesem soll nun für die Übertragungsstrecke von den ZSs bis zur BS ein Systemmodell aufgestellt werden. Dabei soll zuerst die Klasse 1 berücksichtigt werden. Das Übertragungsverhalten lässt sich wie in Bild 3.38 beschreiben.

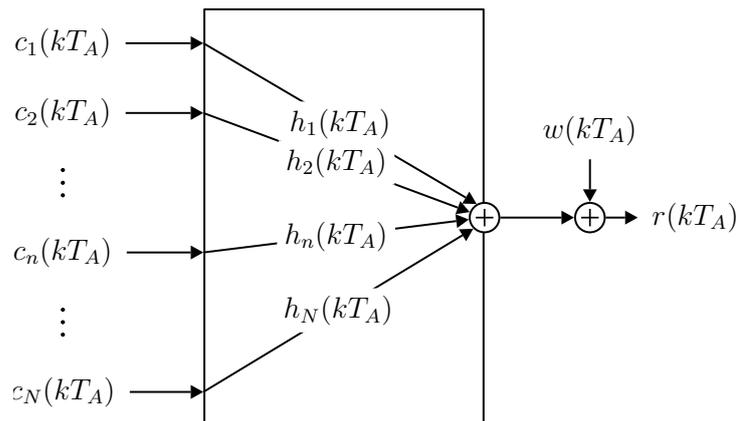


Bild 3.38: Übertragungsverhalten - mehrere Zellsensoren und Basisstation

Die einzelnen Sendesignale c_n ($n = 1 \dots N$) werden zu einem Sendesignalvektor \mathbf{c} zusammengefasst.

$$\mathbf{c}(kT_A) = (c_1, c_2, \dots, c_N)^T \quad (3.10)$$

Da jeder ZS zu einem zufällig gewählten Startwert t sendet, stellt ein beliebiges c_n entweder einen Abtastwert eines Datenpaketes oder einen Abtastwert einer Sendepause Δt dar. Der Sendesignalvektor \mathbf{c} wird über den Kanal übertragen. Betrachtet

man die räumliche Trennung der einzelnen ZSs, unterliegt jede Signalkomponente von \mathbf{c} anderen Kanaleigenschaften. Bei einer KFZ-Starterbatterie ist der Abstand der ZSs zueinander gering, so dass mit Ergebnissen aus Abschnitt 3.1, gleiche Kanalbedingungen für alle ZSs angenommen werden. Somit hat der Kanal keinen Einfluss auf das Auftreten von Kollisionen. Die Addition am Ende des Kanalblocks in Bild 3.38 kann folglich auch vor den Kanalblock gesetzt werden, wodurch die Beschreibung der Kollision unabhängig vom Kanal wird.

Allgemein lässt sich so das Empfangssignal wie folgt beschreiben, wenn l die Länge der Kanalimpulsantwort beschreibt.

$$r(kT_A) = \sum_{n=1}^N \sum_{l=0}^{L-1} c_n(l) h_n((k-l)T_A) + w(kT_A). \quad (3.11)$$

Dieses Systemmodell gilt für den ZS der Klasse 1 wie auch der Klasse 2, da hier das betrachtete Sendeintervall abgetastet wird und die Annahme getroffen wurde, dass es sich bei einem Abtastwert um einen Abtastwert eines beliebigen Datenpakets oder einer Sendepause handelt.

Nun bleibt noch die Frage offen, welche Form die einzelnen Kanalimpulsantworten haben. Dies soll im nächsten Abschnitt beantwortet werden.

3.2.0.1 Kanalmodellierung

Der Funkkanal beinhaltet die Strecke:

Sendeantenne → Übertragungsmedium (Luft) → Empfangsantenne

Dementsprechend muss zur Modellierung des Kanals der Einfluss der gewählten Antennenform mit berücksichtigt werden. Deshalb werden hier die Ergebnisse aus Abschnitt 3.1 benutzt, um die Kanaleigenschaften zu bestimmen. Obwohl bereits Kanalmodelle, wie für den Mobilfunkkanal existieren, müssen für ein Sensornetzwerk nicht zwingend die gleichen Bedingungen existieren. Der Mobilfunkkanal wird im Wesentlichen durch zwei physikalische Effekte beeinflusst:

- Mehrwegeausbreitung
- Doppler-Effekt

Die Mehrwegeausbreitung erhält man, wenn das Sendesignal über unterschiedliche Ausbreitungspfade mit unterschiedlichen Verzögerungen zum Empfänger gelangt. Somit existieren am Empfänger zeitlich verzögerte Kopien des Sendesignals, die im Allgemeinen unterschiedliche Trägerphasenversetzungen haben und sich daher destruktiv oder konstruktiv überlagern können [PS03]. Der Kanal wird dann als *frequenzselektiv* bezeichnet, was zu ISI (Inter Symbol Interferences) führen kann. Die Mehrwegeausbreitung ist durch die Mehrwegeverbreiterung charakterisiert. Ein Kanal wird als frequenzflach bezeichnet, wenn $T_S \gg \tau_{max}$ gilt. Dabei bezeichnet T_S die Symboldauer und τ_{max} die Laufzeitdifferenz des längsten Pfades zum ersten Pfad [Sch06]. Der ZS im Projekt BATSEN sendet mit einer Datenrate von 10 kbit/s. Damit beträgt die Symboldauer bei OOK 100 μ s. Geht man von einer durchschnittlichen Länge eines KFZ von 3 m aus und nimmt diese Länge als längsten Ausbreitungspfad an, so ergibt sich mit der Vakuumlichtgeschwindigkeit c_0 ein τ_{max} von ca. 3 ns. Somit kann der Kanal als frequenzflach angesehen werden. Bewegen sich der Sender und der Empfänger und/oder reflektierende Hindernisse relativ zueinander mit der Geschwindigkeit v erfährt die elektromagnetische Welle infolge der Phasenänderung eine Frequenzverschiebung um f_d [Nus10]. f_d wird auch als *Doppler-Frequenz* bezeichnet und berechnet sich zu

$$f_d = \frac{v}{c_0} f_T \cos(\psi), \quad (3.12)$$

wobei ψ den Winkel zwischen der Wellenfront und der Bewegungsrichtung angibt. Treffen nun Wellenfronten aus verschiedenen Richtungen beim Empfänger ein, unterliegen sie verschiedenen Dopplerverschiebungen. Dieser Sachverhalt äußert sich in einem verbreiterten Spektrum des Empfangssignals. Der Kanal kann als stationär angesehen werden, wenn $T_S \ll T_C$ gilt. T_C beschreibt die Zeit, in welcher der Kanal als konstant betrachtet werden kann und wird als Kohärenzzeit bezeichnet

$$T_C \approx \frac{1}{2 \frac{v}{c_0} f_T \cos(\psi)} \quad \psi = \{0, \pi\}. \quad (3.13)$$

Da die ZSs und die BS fest im KFZ verbaut sind, gibt es zwischen beiden Komponenten keine Bewegung. Somit bleiben nur bewegte Hindernisse als Ursache für den *Doppler-Effekt* übrig. Existiert eine größere räumliche Trennung zwischen den ZSs und der BS, können Hindernisse durchaus eine Rolle spielen. Sind z.B. die

ZSs im Motorraum und die BS im Kofferraum des KFZ positioniert, so bildet eine Personengruppe im Inneraum ein Hindernis ab. Geht man davon aus, dass nicht alle Personen ruhig sitzen und sich einige mit einer Geschwindigkeit von ca. 0,8 m/s (z. B. den Oberkörper) bewegen, ergibt sich für $f_T = 433 \text{ MHz}$ ein T_C von ca. 433 ms. Bei einer Symboldauer von 100 μs kann der Kanal folglich als stationär während der Übertragung eines Datenpakets angenommen werden. Ergebnisse aus Kapitel Abschnitt ?? bestätigen diese Annahme. Der Kanal wird daher als AWGN-Kanal modelliert. Es stellt sich jedoch die Frage, ob alle Datenpakete denselben AWGN-Kanal vorfinden oder ob es dabei zeitliche Schwankungen gibt. Man bezeichnet dieses Phänomen als *Blockschwund* [Sch06]. Da laut [RV10] jedoch ZSs und BS möglichst dicht beieinander positioniert werden sollten und die Ergebnisse aus Abschnitt 3.1 diese Aussage untermauern, kann man räumliche Schwankungen und zeitliche Veränderungen des Kanals über einen großen Zeitraum vernachlässigen. Deshalb wird der Kanal für alle Datenpakete als AWGN-Kanal mit der Kanalimpulsantwort

$$h_{\text{awgn}}(kT_A) = \alpha \delta((k - k_0)T_A) \quad (3.14)$$

angenommen, wobei k_0T_A eine nicht störende konstante Grundverzögerung und α einen konstanten Bewertungsfaktor darstellen. Da der Faktor k_0 nicht weiter störend wirken soll, wird er zu Null angenommen. Die Gleichung (3.11) vereinfacht sich daher zu

$$r(kT_A) = \sum_{n=1}^N \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_n c_n((k - l)T_A) + w(kT_A). \quad (3.15)$$

3.2.0.2 Kanalkapazität

Da nun ein Kanalmodell gefunden ist, kann dieses aus Sicht der Informationstheorie betrachtet werden. Eine wichtige Kenngröße ist die *Kapazität* eines Kanals. Die Kapazität nach *Shannon* eines diskreten, gedächtnisfreien Kanals ist als die maximal erreichbare *Transinformation* bezüglich der Quellsymbole definiert [Lin05]. Sie gibt also das Maximum der erreichbaren Übertragungsrate an, die theoretisch realisiert

werden kann, ohne dass Fehler auftreten [Sch06]. Um die Kapazität eines kontinuierlichen mit der Bandbreite B_{eff} bandbegrenztem AWGN-Kanals zu bestimmen, existiert die bekannte Shannon-Gleichung [Sch48]

$$C_{avgn} = B_{eff} \text{ld}(1 + \text{SNR}). \quad (3.16)$$

In der Gleichung beschreibt das SNR das Verhältnis des mittleren Amplitudenquadrats des unverrauschten Nutzsignals zum Abtastzeitpunkt zur Varianz des gefilterten Rauschens [Nus09]. Bild 3.39 veranschaulicht dies. Die abgestrahlte Leistung P_{EIRP} ergibt sich aus dem Produkt von der Sendeleistung P_{TX} und dem Antennengewinn G_{TX} der Sendeantenne.

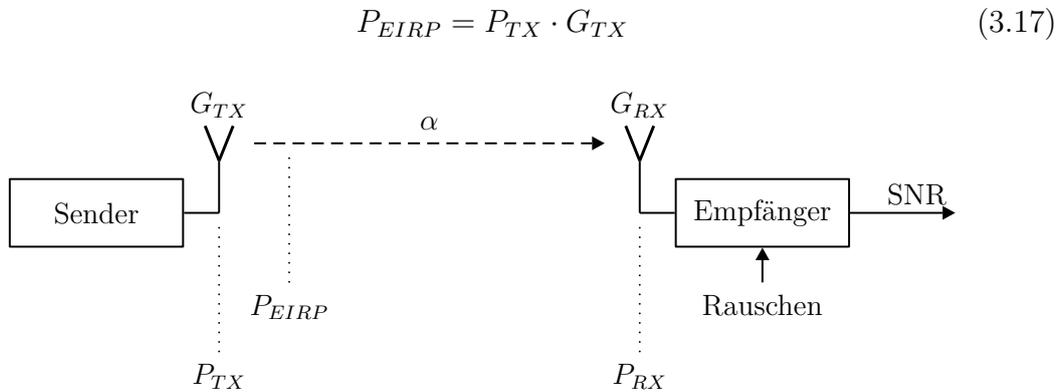


Bild 3.39: Signalpegel am Sender und Empfänger

Auf der Übertragung über den Funkkanal wird das Sendesignal gedämpft, was durch den Dämpfungsfaktor α ausgedrückt werden soll. Die Empfangsleistung P_{RX} hängt von der ankommenden Sendeleistung und dem Antennengewinn G_{RX} der Empfangsantenne ab. Allgemein kann man also schreiben

$$P_{RX} = P_{TX} \cdot G_{TX} \cdot G_{RX} \cdot \alpha, \quad (3.18)$$

was der Übertragungsgleichung nach Friis sehr nahe kommt¹³

$$P_{RX} = P_{TX} \cdot G_{TX} \cdot G_{RX} \cdot \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r} \right)^2. \quad (3.19)$$

¹³Gilt im Freiraum

Die Aufgabe besteht nun darin, das SNR aus den durchgeführten Kanalmessungen zu bestimmen. Zur Bestimmung der mittleren Rauschleistung kann man dazu die Messung in Bild 3.40 heranziehen. Hier wurde die mittlere Leistung von 432 MHz bis 436 MHz gemessen. Die Antenne war während der Messung bei geschlossener Motorhaube im Motorraum platziert. Mit einem Spektrum-Analysator wurde dann das Spektrum gemessen. Hierbei handelt es sich nicht allein um die Rauschleistung. Es kommen noch andere Störquellen hinzu, so dass ab jetzt der Begriff der mittleren Störleistung eingeführt wird. Weiterhin wird jedoch SNR geschrieben.

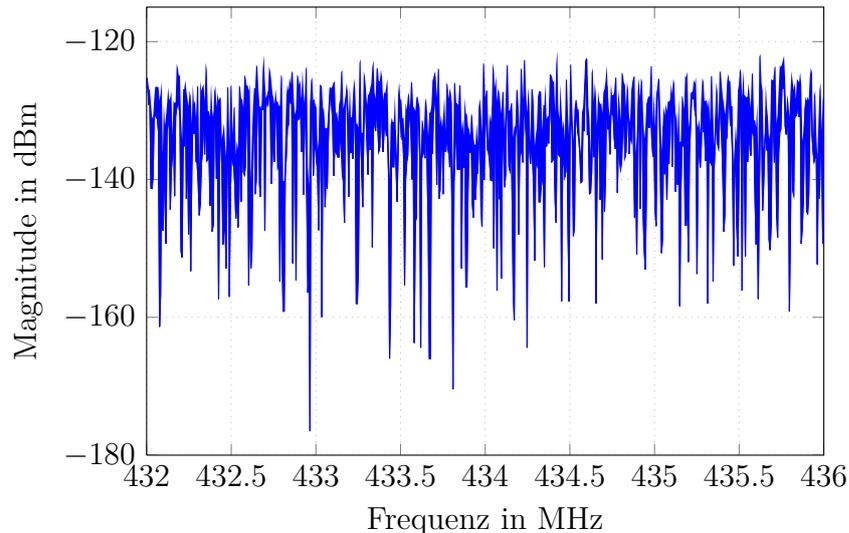


Bild 3.40: Spektrum: Empfangsantenne im Motorraum

Das Display des verwendeten Spektrum-Analysators kann $K_{\text{disp}} = 631$ (Frequenz-)Punkte darstellen. Jeder dieser Messpunkte ergibt sich als Mittelwert aus dem durch das ZF (Zwischenfrequenz)-Filters mit der Auflösbandbreite (Resolution Bandwidth, RBW) Δf begrenzten Intervall. Optimal für ein solches Filter wäre ein Rechteckfilter, aufgrund der hohen Flankensteilheit. Rechteckfilter sind jedoch aufgrund ihres Einschwingverhaltens für die Spektrumanalyse ungeeignet. Deshalb benutzt man häufig, wie auch hier, einschwing-optimierte *Gauss*-Filter. Da das Filter eine begrenzte Flankensteilheit hat, muss eine effektive Bandbreite B_{eff} angegeben werden. In der Spektrumanalyse ist das häufig die 3-dB-Bandbreite. Bei der Messung müssen die gemessenen Pegel auf die Auflösbandbreite bezogen werden und damit die effektive Bandbreite des ZF-Filters mit der Übertragungsfunktion $G(f)$ bekannt sein. Sie lässt sich wie folgt berechnen [RJM00].

$$B_{eff} = G_0 \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df = G_0 \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{f^2}{2\sigma^2}} \right)^2 df = \frac{G_0}{2\sqrt{2\pi}\sigma} \quad (3.20)$$

Eine Veranschaulichung ist in Bild 3.41 zu sehen. Die effektive Bandbreite entspricht der Breite eines Rechtecks mit gleicher Fläche wie die Fläche unter der Übertragungsfunktion $|G(f)|^2$.

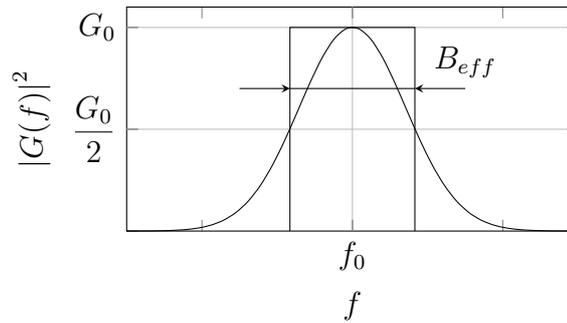


Bild 3.41: Leistungsübertragungsfunktion Gauss-Filters im linearen Pegelmaßstab

Die effektive Bandbreite ist von der Varianz σ des Gauss-Filters abhängig. Da beim verwendeten Spektrum Analysator keine Angaben darüber zu finden sind, werden die gemessenen Pegel auf die Auflösungsbreite Δf bezogen. Somit ergibt sich der k -te gemessene Wert zu

$$P_{z,mess}(k\Delta f) = \int_{k\Delta f - \frac{\Delta f}{2}}^{k\Delta f + \frac{\Delta f}{2}} \Phi_{zz}(f) df \cong \Phi_{zz}(k\Delta f) \cdot \Delta f. \quad (3.21)$$

Die mittlere Leistungsdichte für einen Messpunkt k ergibt sich dann als

$$\Phi_{zz}(k\Delta f) = \frac{P_{z,mess}(k\Delta f)}{\Delta f}, \quad (3.22)$$

woraus sich die mittlere Leistungsdichte Φ_{zz} berechnen lässt.

$$\Phi_{zz}(f) = \frac{1}{K_{disp}} \sum_{k=1}^{K_{disp}} \Phi_{zz}(k\Delta f) \quad (3.23)$$

Um die Leistungsdichte nach dem Empfänger zu erhalten, müssen Annahmen über das verwendete Empfangsfilter getroffen werden. Im Folgenden soll das Filter ein Matched-Filter mit einer Nyquist- oder Wurzel-Nyquist-Impulsform endlicher Bandbreite sein. Die Leistungsdichte Φ_{zz} wird dann durch das Empfangsfilter bandbegrenzt (siehe Bild 3.42). Mit dem *Parsevalschen Theorem* gilt dann für die Störleistung

$$P_z = \int_{-B_{eff}/2}^{B_{eff}/2} \Phi_{zz}(f) \cdot |H_E(f)|^2 df = \Phi_{zz} \cdot B_{eff}. \quad (3.24)$$

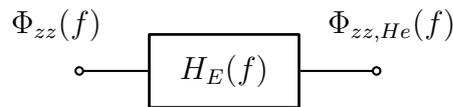


Bild 3.42: Bandbegrenzung der Leistungsdichte durch das Empfangsfilter

Nun sollen für ausgewählte Szenarien aus dem Abschnitt 3.1.4 das SNR bestimmt werden. Aus den Messwerten in Bild 3.40 wird zuerst nach (3.23) die mittlere Leistungsdichte für $\Delta f = 100$ Hz berechnet. Die Messwerte wurden zuerst in die Einheit Watt umgerechnet. Anschließend wurden die Werte alle durch 100 geteilt. Daraufhin wurde das Ergebnis der 631 Werte gemittelt. Somit kommt das Ergebnis

$$\Phi_{zz} = \frac{1}{631} \sum_{k=1}^{631} \Phi_{zz}(k\Delta f) \approx 0,8 \text{ aW/Hz}$$

zustande.

Es werden nur die Szenarien betrachtet, bei denen keine Störung durch andere Funkteilnehmer berücksichtigt werden (Szenario II, III und VI) und die Motorhaube geschlossen war.

Um die Empfangsleistung zu berechnen, werden die Transmissionswerte nochmals dargestellt (siehe Bild 3.43). Bei einer Sendeleistung von $-10 \text{ dBm} = 0,1 \text{ mW}$ kann man anhand der Transmissionswerte, die durch den Pfadverlust α resultierenden Empfangsleistungen ablesen.

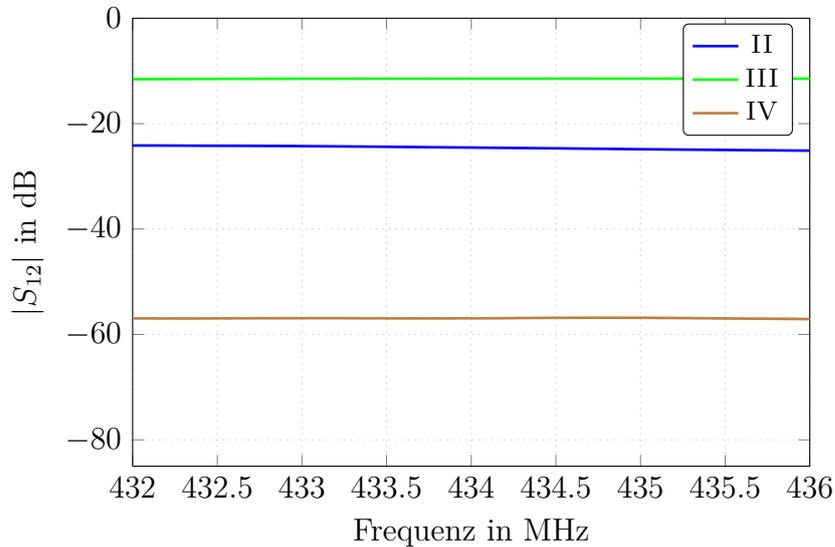


Bild 3.43: Transmission S_{12} bei geschlossener Motorhaube bei einer Sendeleistung von -10 dBm

II: Sende- und Empfangsantenne beide im PKW₁, Abstand der Antennen zueinander 44 cm

III: Sende- und Empfangsantenne beide im PKW₁, direkt übereinander, Abstand der Antennen zueinander 2 cm

IV: Sendeantenne im PKW₁, Empfangsantenne unter Windschutzscheibe, Abstand der Antennen zueinander 1,20 m

Es ergeben sich folgende Werte für die einzelnen Szenarien:

$$P_{TXII}^{dBm} = -10 \text{ dBm} - 24 \text{ dB} = -34 \text{ dBm}$$

$$P_{TXIII}^{dBm} = -10 \text{ dBm} - 11 \text{ dB} = -21 \text{ dBm}$$

$$P_{TXIV}^{dBm} = -10 \text{ dBm} - 57 \text{ dB} = -67 \text{ dBm}$$

$$P_{TXII} \approx 0,4 \cdot 10^{-6} \text{W}$$

$$P_{TXIII} \approx 7,9 \cdot 10^{-6} \text{W}$$

$$P_{TXIV} \approx 0,2 \cdot 10^{-9} \text{W}$$

Die Bandbreite des Empfangsfilter im Forschungsprojekt ist, geschuldet durch die verwendete Bitrate $R_b = 5 \text{ kbit/s}$, auf 20 kHz ¹⁴ festgelegt. Da Φ_{zz} konstant ist gilt für die Störleistung

$$P_z = 0,8 \text{ aW} \cdot 20 \text{ kHz} = 16 \text{ fW}.$$

Zum Vergleich dazu wird die thermische Rauschleistung σ_w^2 berechnet. Sie muss in jedem Falle kleiner sein.

$$P_w = k_B \cdot B_{eff} \cdot T = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{Ws/K} \cdot 20 \text{ kHz} \cdot 293 \text{ K} \approx 80 \text{ aW} \quad (3.25)$$

Damit ergibt sich das SNR wie folgt:

$$\text{SNR}_{II} = \frac{0,4 \mu\text{W}}{16 \text{ fW}} = 25 \cdot 10^6 \Rightarrow 74 \text{ dB}$$

$$\text{SNR}_{III} = \frac{7,9 \mu\text{W}}{16 \text{ fW}} = 493,75 \cdot 10^6 \Rightarrow 87 \text{ dB}$$

$$\text{SNR}_{IV} = \frac{0,2 \text{ nW}}{16 \text{ fW}} = 12,5 \cdot 10^3 \Rightarrow 41 \text{ dB}$$

Somit resultieren folgende Werte für die Kanalkapazität

¹⁴Nach Angaben von [Püt11] ist die tatsächliche Bandbreite etwas geringer. Trotzdem soll hier mit der etwas Höhren weitergerechnet werden.

$$C_{awgn_{II}} = 20 \text{ kHz} \text{ld} (1 + 25 \cdot 10^6) \approx 0,5 \text{ Mbit/s}$$

$$C_{awgn_{III}} = 20 \text{ kHz} \text{ld} (1 + 493,75 \cdot 10^6) \approx 0,58 \text{ Mbit/s}$$

$$C_{awgn_{IV}} = 20 \text{ kHz} \text{ld} (1 + 12,5 \cdot 10^3) \approx 0,27 \text{ Mbit/s}$$

Zum Vergleich ist die Kanalkapazität und das SNR nochmals in Bild 3.44 gegenüber gestellt. Dabei sei angemerkt, dass die Werte etwas kleiner sind, aufgrund der Berechnungen mit der Auflösebandbreite anstatt der effektiven Bandbreite. Da das Gauss-Filter einer \cos^2 -Impulsform sehr nahe kommt, wird dieser Fehler auf ein SNR-Verlust von 3 dB abgeschätzt. Damit sind die Werte immernoch sehr hoch, wodurch die Aussage getroffen werden kann, dass der Kanal annähernd keinen Beitrag zu der FER liefert. Für eine OOK-Übertragung über einen AWGN-Kanal erhält man bei einem SNR von rund 10 dB eine BER von 10^{-3} . Für eine Framelänge von 108 Bit erhält man folglich eine FER von rund 0,1. Für ein SNR zwischen 50 dB und 100 dB kann man mit einer durch den Kanal verursachten FER von null rechnen. Die FER wird also deutlich durch die Kollisionen bestimmt.

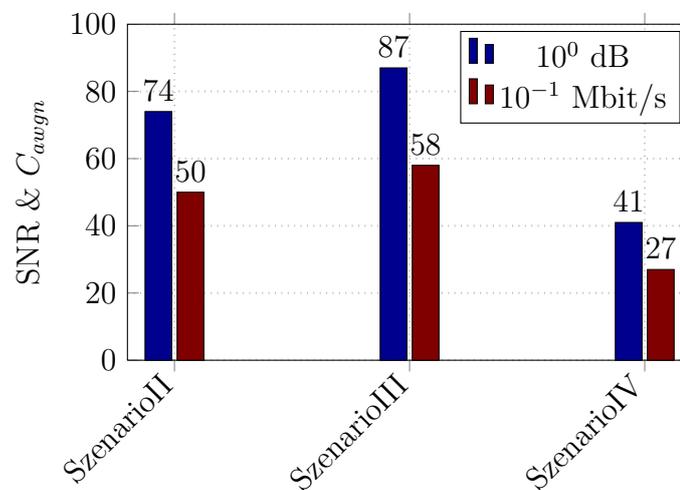


Bild 3.44: SNR und C_{awgn} für die Szenarien II, III und IV

3.2.0.3 Implementierung des zeitdiskreten Systemmodells in Matlab zur Bestimmung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit

Zu Beginn der Arbeit war es nicht abzusehen, dass der Kanal als flach anzusehen ist und somit als AWGN-Kanal modelliert werden kann. Deshalb wurde in Matlab ein Programm geschrieben, mit dem es möglich ist die BER in Abhängigkeit des SNR für einen bestimmten Kanal zu ermitteln. Dazu können die Werte aus der Kanalmessung benutzt werden und als Kanalkoeffizienten in das Programm geladen werden. In der Communication Toolbox von Matlab gibt es die Klasse `modem` zur Erzeugung von modulierten Signalen im Basisband. Um eine Fehlbehandlung der Klasse zu vermeiden, wurde jedoch für M -ASK ein eigenes Programm geschrieben. Das Hauptprogramm ist im Quellcode C.1 zu sehen.

Für vorgegebene E_b/N_0 -Werte kann die BER für OOK sowie höheren Stufen von ASK bestimmt werden (Zeile 20). Zur Auswahl des Sendefilters kann man zwischen folgenden Nyquistimpulsen wählen (Zeilen 60 bis 77):

1. Rechteck-Impuls
2. RC (Raised Cosine)-Impuls
3. RRC (Root Raised Cosine)-Impuls

Für das Sendealphabet wird eine Gray-Codierung benutzt (Zeile 19). Somit kann die Funktionalität des Programms zur Kontrolle mit den berechneten BER-Kurven für einen AWGN-Kanal genutzt werden.

Da das zuvor ermittelte SNR sehr hohe Werte annimmt und der Kanal als AWGN-Kanal betrachtet wird, wird auf eine Simulation an dieser Stelle verzichtet.

Weiterhin wurde ein Programm zur Bestimmung der BER mit Hilfe der Klasse `modem` geschrieben. Hier kann man zwischen OOK, M -ASK, M -PSK, M -QAM und M -FSK als Modulationsform wählen. Da es im wesentlichen die gleichen Funktionen bietet wie das selbst geschriebene Programm, wird auf eine Erläuterung verzichtet¹⁵. Der Vollständigkeit halber sind die Dateien auf der beigefügten CD hinterlegt.

¹⁵Das Programm ist bedienerfreundlich durch Auswahl-Buttons aufgebaut. Das Hauptprogramm zum Start ist `Auswahlmenu.m`

3.3 Kollisionsmodell

Zur Bestimmung der Kollisionswahrscheinlichkeit und damit zur Bestimmung der FER wurde vom Autor ein auf Matlab optimiertes Kollisionsmodell entwickelt. Damit ist es möglich die FER simulativ zu ermitteln. Im folgenden soll das Modell mathematisch beschrieben werden. Die Implementierung in Matlab und die daraus resultierenden Änderungen werden in Abschnitt ?? beschrieben. Da es zu einer Kollision kommt, wenn (2.74) nicht erfüllt ist, reicht es aus, nur die Startwerte t der unterschiedlichen Datenpakete zu betrachten. Demnach müssen alle Startwerte miteinander verglichen und auf Gültigkeit von (2.74) untersucht werden. Da zur Bestimmung der FER jedoch sehr viele Startwerte nötig sind, um eine brauchbare statistische Aussage zu erhalten, kann die Simulationszeit rasch ansteigen. Deshalb sollte das Modell in möglichst kurzer Simulationszeit brauchbare Ergebnisse liefern. Lange Schleifendurchläufe scheiden damit aus und da Matlab darauf optimiert ist mit Matrizen zu rechnen, wurde ein Kollisionsmodell in Matrixform aufgestellt. Das Modell geht dabei von N ZSs aus. Für den n -ten ZS werden zufällig Tx Werte $t'_{tx,n}$ aus dem Intervall $[t_{min}, t_{max}]$ erzeugt. Der Index tx gibt dabei die Nummer des Startwertes an und läuft von Eins bis Tx , wobei theoretisch $Tx \rightarrow \infty$ gilt¹⁶. Der tx -te Startwert des n -ten ZS berechnet sich dann zu

$$t_{tx,n} = t_{tx-1,n} + t'_{tx-1,n}. \quad (3.26)$$

Somit ergibt sich für den n -ten ZS ein Startwertvektor

$$\mathbf{t}_{n(1 \times Tx)} = (t_{1,n}, t_{2,n}, \dots, t_{Tx,n}). \quad (3.27)$$

Aus den einzelnen Startwertvektoren wird dann die Startwertmatrix

$$\mathbf{S}_{(N \times Tx)} = \begin{pmatrix} \mathbf{t}_1 \\ \mathbf{t}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{t}_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_{1,1} & t_{2,1} & \dots & t_{Tx,1} \\ t_{1,2} & t_{2,2} & \dots & t_{Tx,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_{1,N} & t_{2,N} & \dots & t_{Tx,N} \end{pmatrix} \quad (3.28)$$

¹⁶Die ZSs senden pausenlos.

gebildet. Die Spalten dieser Matrix werden zusammengefasst, so dass gilt

$$\mathbf{S} = (\mathbf{t}'_1, \mathbf{t}'_2, \dots, \mathbf{t}'_N) \quad (3.29)$$

Aus dieser Matrix enthält man dann den Vektor

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{(1 \times NTx)} &= (\mathbf{t}'_1{}^T, \mathbf{t}'_2{}^T, \dots, \mathbf{t}'_N{}^T) \\ &= (t_{1,1}, \dots, t_{1,N}, t_{2,1}, \dots, t_{2,N}, \dots, t_{Tx,1}, \dots, t_{Tx,N}), \end{aligned} \quad (3.30)$$

aus dem man mittels Multiplikation mit einem Einheits-Spaltenvektor \mathbf{e} der Länge NTx die Matrix

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{(NTx \times NTx)} &= \mathbf{e} \cdot \mathbf{s} \\ &= \begin{pmatrix} t_{1,1} & \dots & t_{1,N} & t_{2,1} & \dots & t_{2,N} & \dots & t_{Tx,1} & \dots & t_{Tx,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_{1,1} & \dots & t_{1,N} & t_{2,1} & \dots & t_{2,N} & \dots & t_{Tx,1} & \dots & t_{Tx,N} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.31)$$

erhält. Mit dem Operator \blacktriangle zur Bildung der oberen Dreiecksmatrix erhält man dann

$$\mathbf{K}_{\text{col}} = \blacktriangle (|\mathbf{K}^T - \mathbf{K}|)$$

$$= \begin{pmatrix} 0 & \Delta t_{1,1}^{1,2} & \dots & \Delta t_{1,1}^{1,N} & \Delta t_{1,1}^{2,1} & \Delta t_{1,1}^{2,2} & \dots & \Delta t_{1,1}^{2,N} & \dots & \Delta t_{1,1}^{Tx,1} & \Delta t_{1,1}^{Tx,2} & \dots & \Delta t_{1,1}^{Tx,N} \\ & \ddots & & \Delta t_{1,2}^{1,N} & \Delta t_{1,2}^{2,1} & \Delta t_{1,2}^{2,2} & \dots & \Delta t_{1,2}^{2,N} & \dots & \Delta t_{1,2}^{Tx,1} & \Delta t_{1,2}^{Tx,2} & \dots & \Delta t_{1,2}^{Tx,N} \\ & & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ & & & \ddots & \Delta t_{1,N}^{2,1} & \Delta t_{1,N}^{2,2} & \dots & \Delta t_{1,N}^{2,N} & \dots & \Delta t_{1,N}^{Tx,1} & \Delta t_{1,N}^{Tx,2} & \dots & \Delta t_{1,N}^{Tx,N} \\ & & & & \ddots & \Delta t_{2,1}^{2,2} & \dots & \Delta t_{2,1}^{2,N} & \dots & \Delta t_{2,1}^{Tx,1} & \Delta t_{2,1}^{Tx,2} & \dots & \Delta t_{2,1}^{Tx,N} \\ & & & & & \ddots & \dots & \Delta t_{2,2}^{2,N} & \dots & \Delta t_{2,2}^{Tx,1} & \Delta t_{2,2}^{Tx,2} & \dots & \Delta t_{2,2}^{Tx,N} \\ & & & & & & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ & & & & & & & \ddots & \dots & \Delta t_{2,N}^{Tx,1} & \Delta t_{2,N}^{Tx,2} & \dots & \Delta t_{2,N}^{Tx,N} \\ & & & & & & & & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ & & & & & & & & & \ddots & \Delta t_{Tx,1}^{Tx,2} & \dots & \Delta t_{Tx,1}^{Tx,N} \\ & & & & & & & & & & \ddots & \dots & \Delta t_{Tx,2}^{Tx,N} \\ & & & & & & & & & & & \ddots & \vdots \\ & & & & & & & & & & & & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.32)$$

die als Kollisionsmatrix bezeichnet wird. Dabei beschreiben die unteren Indizes von Δt den Startwert t eines Datenpaketes von einem ZS und die oberen Indizes den Startwert eines Datenpaketes eines anderen ZS. Somit gilt z. B.

$$\Delta t_{1,1}^{1,2} = t_{1,1} - t_{1,2}. \quad (3.33)$$

Die Matrix \mathbf{K}_{col} enthält also die Abstände der Startwerte aller ZS untereinander. Ob das tx -te Datenpaket des n -ten ZS mit anderen Datenpaketen kollidiert, kann nun aus \mathbf{K}_{col} ermittelt werden. Dazu wird die erste bis $[N(tx - 1) + n - 1]$ -te Zeile der $[N(tx - 1) + n]$ -ten Spalte und die $[N(tx - 1) + n + 1]$ -te bis (NTx) -te Spalte der $[N(tx - 1) + n]$ -ten Zeile nach der Beziehung

$$\Delta t < T_F \quad (3.34)$$

untersucht. Ist die Beziehung erfüllt, gab es eine Kollision. Die Summe aller gefundenen Kollisionen ergibt dann die Anzahl der Kollisionen des n -ten ZS in seinem

tx -ten Sendezyklus mit anderen ZS. Dementsprechend werden die miteinander kollidierten Datenpakete fehlerhaft übertragen.

Dieses Modell ist vor allem auf die ZS der Klasse 1 zugeschnitten, kann aber auf die Klasse 2 ebenso angewandt werden. Im Grunde betrachtet man die zugewiesenen Startwerte von der BS und vergleicht sie ebenfalls miteinander. Vermindert man dann die Synchronisationsintervalle, ergeben sich durch den Fehler der Zeitgeber einzelner ZS zufällig veränderte Startwerte, als die von der BS zugewiesenen. Es stellt sich also die Frage, wie hoch die FER in Abhängigkeit des Zeitfehlers bei einem vorgegebenen Synchronisationsintervall ist. Oder aber wie hoch die FER in Abhängigkeit von dem Synchronisationsintervall bei einem vorgegebenen Zeitfehler ist.

3.3.1 Implementierung in Matlab

Das in Abschnitt 3.3 vorgestellte Modell zur Bestimmung der Kollisionswahrscheinlichkeit soll nun in Matlab implementiert werden, um die FER zu bestimmen. Im Modell hat die Kollisionsmatrix \mathbf{K}_{col} die Dimension $N T x \times N T x$. Die Anzahl N der ZS ist für eine KFZ-Starterbatterie auf $N = 6$ begrenzt. Da die ZS der Klasse 1 in einer Zeit t im Mittel t/T_m Datenpakete senden, wird der Index $T x$ schnell zu groß, um die Matrixoperationen, wie im Modell beschrieben, durchzuführen. Angenommen es werden $N = 6$ ZS in einer Zeitspanne von $t = 0$ min bis $t = 50$ min betrachtet werden. In diesem Falle gilt $T x = 6000$ und \mathbf{K}_{col} würde eine Dimension von 36000×36000 haben. Die Lebensdauer einer KFZ-Starterbatterie sollte natürlich deutlich über 50 min liegen, was zu deutlich höheren Matrixdimensionen führen würde. Das Ergebnis wäre eine Fehlermeldung im Matlab-Command Window, dass der Arbeitsspeicher überschritten ist. Die Matrixgröße darf also die zur Verfügung stehende Rechenkapazität nicht übersteigen. Um trotzdem größere Zeitspannen simulieren zu können, muss die Kollisionsmatrix in umgängliche Untermatrizen aufgeteilt werden. Somit können die Berechnungen dann mit diesen Matrizen ausgeführt werden. Die Vorgehensweise wird zum besseren Verständnis für den ZS der Klasse 1 am Matlab-Code selbst erläutert. Gleichzeitig werden bestimmte Ausdrücke anhand von kleinen Beispielen erklärt.

ZS Klasse 1: Im Quellcode D.2 ist das Hauptprogramm dargestellt. Zu Beginn sollen kurz die Variablen in den Zeilen 7 bis 16 erläutert werden (siehe Quellcode 3.1).

t1: $\hat{=}$ t_{min} , untere Schranke des Intervalls der Startwerte.

Tm: $\hat{=}$ T_m , mittlere Sendezeit.

t2: $\hat{=}$ t_{max} , obere Schranke des Intervalls der Startwerte.

ZI: Anzahl der Zeitintervalle, in die die Kollisionsmatrix eingeteilt wird.

W: Maximal mögliche Sendungen in einem Zeitintervall, wenn immer zum Zeitpunkt t1 gesendet wird.

Repeat: Anzahl der Wiederholungen zur Bestimmung der FER in Abhängigkeit von der Wiederholrate von Datenpaketen.

Tg: Gesamtdauer, die in einem Zeitintervall simuliert werden kann.

Quellcode 3.1: Ausschnitt aus Start_normal.m

```

7 t1 = 334; % untere Grenze für das Startintervall
8 Tm = 100; % mittlere Sendezeit
9 t2 = round(2*Tm-t1); % obere Grenze für das Zeitintervall
10 Ts = 23.5; % Framedauer (in Millisekunden)
11 N = 6; % Anzahl der Sensoren
12 W = 100; % mögliche Sendungen/Datenpakete in einem Zeitintervall
13 ZI = 1000; % Anzahl Zeitintervall
14 Repeat = 1; % Anzahl Wiederholungen
15 Tg = W*t1; % Gesamtzeit für ein ZI
16 W = W+2; % Reserve
17
18 % Anfangswerte auf Null setzen
19 offset = zeros(1,N);
20 KollMatrixPast = zeros(W,N);s
21 last_offset(1,:) = offset;
22 GoShapedMatrix = ones(Repeat,N);
23 NumRestShapedMatrix = zeros(Repeat,N);

```

Nachdem alle Anfangswerte (Zeile 19 bis 23) gesetzt sind, bildet die `for`-Schleife das eigentliche „Kernelement“. Hier sind die wichtigsten Funktionen enthalten, die im Folgenden erklärt werden sollen.

Dabei gehen wir von drei ZS ($N = 3$) aus, die über drei Zeitintervalle ($ZI = 3$) betrachtet werden. Der Bereich aus dem die Startwerte gewählt werden, erstreckt sich von 334 ms ($t1 = 334$) bis 666 ms ($t2 = 666$). Die maximale Anzahl von

Sendungen in einem Zeitintervall erhält man, wenn ein ZS ständig mit t_1 sendet. Mit W wird die maximale Anzahl an Paketen angegeben, die übertragen werden können. Im Beispiel ist $W = 100$. Der erste Schleifendurchlauf startet ($z_i = 1$) und die Funktion `StartWertGenerierung()` (siehe Quellcode 3.2) wird ausgeführt.

Quellcode 3.2: StartWertGenerierung.m

```

1 %% Funktion zur Erzeugung von zufälligen Startwerten
2 % -----
3 % ta = t1           % untere Intervallgrenze
4 % tb = t2           % obere Intervallgrenze
5 % R = W             % Anzahl der Datenpakete im Zeitintervall
6 % M = N             % Anzahl Zellensensoren
7 % OFFS = offset    % Offset aus Grenzübergang
8 %% -----
9 function[GO,START] = StartWertGenerierung(ta,tb,R,M,OFFS)
10 % R zufällige Werte aus dem Interval [ta,tb] für M Sensoren
11 % Go1 ist RxM - Matrix
12 Go1 = ta + (tb-ta).*rand(R,M);
13
14 % Summation für zeitliche Abfolge
15 GO = cumsum(Go1);
16
17 % Startwertmatrix, beinhaltet Offset
18 START = GO + ones(R,1)*OFFS;
19 end
20 %% -----

```

Hier werden die Startwerte (Zeile 18) für jeden ZS für ein Zeitintervall generiert und dem Hauptprogramm als S übergeben. Die Zeilen entsprechen den Startzeiten und die Spalte dem Index des ZS.

Go1 =			GO =			START =		
662	375	347	662	375	347	662	375	347
535	393	648	1197	768	995	1197	768	995
493	433	648	1690	1201	1643	1690	1201	1643
600	607	364	2290	1808	2007	2290	1808	2007
456	563	379	2746	2371	2386	2746	2371	2386
550	649	455	3296	3020	2841	3296	3020	2841
358	577	378	3654	3597	3219	3654	3597	3219

Anschließend wird die Funktion `StartWertManipulation()` (siehe Quellcode D.4) ausgeführt. Im Wesentlichen werden hier die in S zuerst auftauchenden

Werte für jeden ZS ermittelt, welche die Gesamtdauer $T_G = W \cdot t_1 = 1670$ überschreiten und der Index in `index_out` gespeichert (Zeile 35). Alle Werte ab diesem Index werden dann auf NaN gesetzt (Zeile 39).

```

S =
  662   375   347
 1197   768   995
 1690  1201  1643
 2290  1808  2007
 2746  2371  2386
 3296  3020  2841
 3654  3597  3219

S =
  662   375   347
 1197   768   995
  NaN  1201  1643

```

Der letzte noch gültige Startwert muss bei der Bildung neuer Startwerte im nächsten Zeitintervall berücksichtigt werden. Deshalb wird der Abstand zu T_G berechnet (Zeile 47) und dem Hauptprogramm als `offset` übergeben. Weiterhin wird die Anzahl der gesendeten Datenpakete pro ZS bestimmt (Zeile 51) und als `frame` übergeben. Um die Matrixgröße zu reduzieren, wird der Maximalwert (wird als `max_frame` übergeben) der gesendeten Datenpakete von allen ZS ermittelt (Zeile 56) und alle darunterliegenden Werte in der Matrix `start` entfernt (Zeile 57).

```

offset =
-473  -469  -27

frame =
  2  3  3

max_frame =
  3

```

Im Hauptprogramm wird dann der aktuelle `offset` als `last_offset` gespeichert (Zeile 36), jedoch unter dem Index `zi + 1`, da er im nächsten Zeitintervall als Vergleichswert genutzt wird. Um am Ende die Gesamtanzahl der gesendeten Datenpakete pro Sensor und Zeitintervall zu erhalten wird `frame` als `frames` mit dem Zeilenindex `zi` gespeichert (Zeile 37). In der Zeile 40 im Hauptprogramm wird die Funktion `StartWertVergleich()` ausgeführt (siehe Quellcode 3.3). Hier wird die Kollisionsmatrix gemäß (3.28) bis (3.31) bestimmt und dem Hauptprogramm als `KollMatrix` übergeben (Zeile 96 im Hauptprogramm).

Quellcode 3.3: StartWertVergleich.m

```

1 %% Bildung der Kollisionsmatrix Kmatrix
2 function [Kmatrix] = StartWertVergleich(Start,R,M)
3     S1 = Start.';
4     K1 = ones(R*M,1)*S1(1:R*M);
5     K2 = K1.';
6     Kmatrix = triu(abs(K2-K1));
7 end

```

S1 =

```

662    1197    NaN
375     768    1201
347     995    1643

```

K1 =

```

662 375 347 1197 768 995 NaN 1201 1643
662 375 347 1197 768 995 NaN 1201 1643
662 375 347 1197 768 995 NaN 1201 1643
662 375 347 1197 768 995 NaN 1201 1643
662 375 347 1197 768 995 NaN 1201 1643
662 375 347 1197 768 995 NaN 1201 1643
662 375 347 1197 768 995 NaN 1201 1643
662 375 347 1197 768 995 NaN 1201 1643
662 375 347 1197 768 995 NaN 1201 1643

```

K2 =

```

662 662 662 662 662 662 662 662 662
375 375 375 375 375 375 375 375 375
347 347 347 347 347 347 347 347 347
1197 1197 1197 1197 1197 1197 1197 1197 1197
768 768 768 768 768 768 768 768 768
995 995 995 995 995 995 995 995 995
NaN NaN NaN NaN NaN NaN NaN NaN NaN
1201 1201 1201 1201 1201 1201 1201 1201 1201
1643 1643 1643 1643 1643 1643 1643 1643 1643

```

KollMatrix =

```

0 287 315 535 106 333 NaN 539 981
0 0 28 822 393 620 NaN 826 1268
0 0 0 850 421 648 NaN 854 1296
0 0 0 0 429 202 NaN 4 446
0 0 0 0 0 227 NaN 433 875
0 0 0 0 0 0 NaN 206 648
0 0 0 0 0 0 NaN NaN NaN
0 0 0 0 0 0 0 0 442
0 0 0 0 0 0 0 0 0

```

Die Kollisionsmatrix wird nun an die Funktion `KollisionErkennung()` (siehe Quellcode D.6) übergeben. Hier wird in der `if`-Abfrage (Zeile 27) festgestellt, ob sich ein Datenpaket über zwei Zeitintervalle erstreckt. Also im z_i -ten Zeitintervall anfängt und im $(z_i + 1)$ -ten Zeitintervall endet. Dieses Verhalten wird im Folgenden als „Grenzübergang“ eines Datenpaketes bezeichnet. Dazu muss der Vektor `last_offset`, der dem Vektor `offset` des $(z_i - 1)$ -ten Zeitintervalls entspricht, darauf geprüft werden, ob er größer als die negative Paketdauer T_s und ungleich Null ist. Jede Kollision in einem Zeitintervall wird generell als Fehler detektiert. Kollidiert nun ein Datenpaket während eines Grenzübergangs in beiden Zeitintervallen, so darf trotzdem nur ein Fehler für dieses Datenpaket detektiert werden. Diesen Fall berücksichtigt die erste `for`-Schleife (Zeile 28 bis 57). Um jedoch die Auswertung der Kollisionsmatrix `KollMatrix` (`Kx` in `KollisionErkennung()`) zu veranschaulichen, wird zuerst die untere `for`-Schleife (Zeile 63 bis 82) erläutert, was auch dem Beispiel entspricht. Die Kollisionsmatrix `Kx` ist in Bild 3.45 nochmals dargestellt.

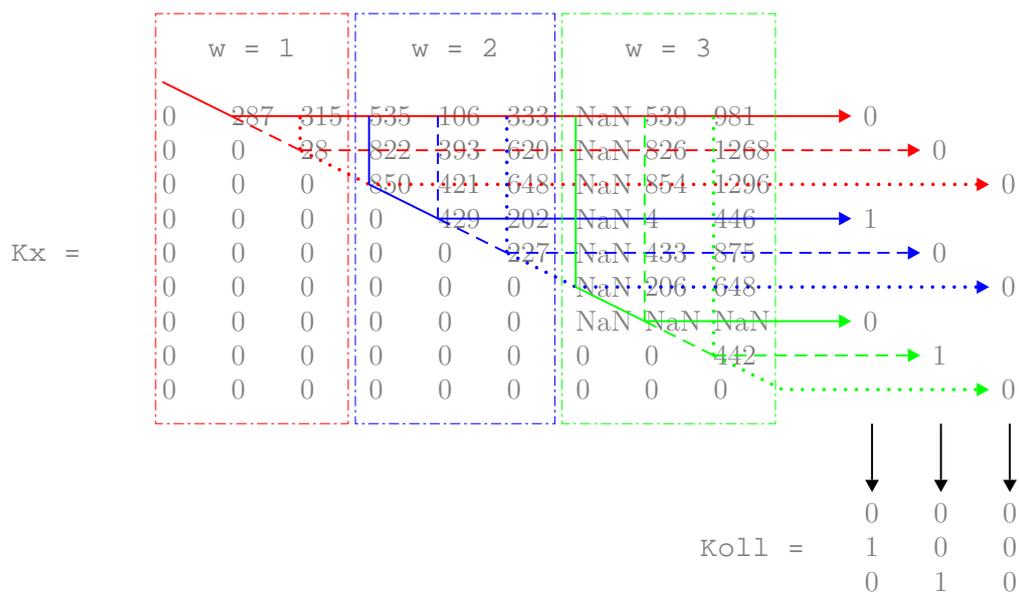


Bild 3.45: Auswertung der Kollisionsmatrix, beispielhaft für drei ZSs

Der Schleifendurchlauf in `KollisionErkennung()` gilt pro ZS. Die Kollisionsmatrix in Bild 3.45 ist in Blöcke unterteilt. Der rote Block entspricht dabei dem ersten, der blaue Block dem zweiten und der grüne Block dem dritten Datenpaket von jedem ZS. Zur Bestimmung der Kollision werden für jeden ZS und für jedes Datenpaket die entsprechenden Pfade abgefahren. Die Pfade für den ersten ZS ent-

sprechen der durchgezogenen, für den zweiten ZS der gestrichelten und für den dritten ZS der gepunkteten Linie. Existieren auf diesen Pfaden Werte die kleiner als die Paketdauer T_s sind, werden diese als Kollision detektiert und die Summe in der Matrix `Koll` der entsprechenden Zeile für das Datenpaket und der entsprechenden Spalte für den Sensor zugeordnet. Wie im Beispiel zu erkennen ist, kollidiert das zweite Datenpaket vom ersten ZS (zweite Zeile, erste Spalte) mit dem dritten Datenpaket vom zweiten ZS (dritte Zeile, zweite Spalte). Letztendlich wird der letzte Wert der Matrix `Koll`, der einem gesendeten Datenpaket entspricht, der Matrix `Ky` (entspricht `KollMatrixPast` im Hauptprogramm) zugeordnet. `KollMatrixPast` hat eine Größe von $W \times N$, die für alle Zeitintervalle konstant ist. Somit erhält man folgende Ausgabe im Command Window.

```

Error =
    0    0    0
    1    0    0
    0    1    0

KollMatrixPast =
    0    0    0
    1    0    0
    0    1    0
    0    0    0
    0    0    0
    0    0    0
    0    0    0

```

Im Hauptprogramm wird die Matrix `Error` zeilenweise summiert (Zeile 48) und mit dem Zeilenindex des jeweiligen Zeitintervalls in der Fehlermatrix `Errors` abgelegt. Die Funktion `FERAnzWiederholung()` soll an dieser Stelle übersprungen werden. Sie wird zu einem späteren Zeitpunkt erläutert. Somit ist der erste Schleifendurchlauf ($z_i = 1$) beendet und der zweite ($z_i = 2$) beginnt. Die Ergebnisse aus den nächsten zwei Schleifendurchläufen werden nun zum Verständnis kurz dargestellt.

zi = 2

StartWertGenerierung(): Startwerte erzeugen (Go1), aufsummieren (GO),
offset abziehen (START).

Go1 =	GO =	START =
501 666 601	501 666 601	28 197 574
572 546 360	1073 1212 961	600 743 934
542 435 489	1615 1647 1450	1142 1178 1423
370 618 563	1985 2265 2013	1512 1796 1986
456 645 362	2441 2910 2375	1968 2441 2348
366 356 648	2807 3266 3023	2334 2797 2996
605 576 374	3412 3842 3397	2939 3373 3370

StartWertManipulation(): Startwerte, die größer als 1670 sind entfernen.
offset, frame und max_frame bestimmen.

S =	S =
28 197 574	28 197 574
600 743 934	600 743 934
1142 1178 1423	1142 1178 1423
1512 1796 1986	1512 NaN NaN
1968 2441 2348	
2334 2797 2996	
2939 3373 3370	

offset =	frame =	max_frame =
-158 -492 -247	4 3 3	4

StartWertVergleich(): Kollisionsmatrix bestimmen.

KollMatrix =
0 169 546 572 715 906 1114 1150 1395 1484 NaN NaN
0 0 377 403 546 737 945 981 1226 1315 NaN NaN
0 0 0 26 169 360 568 604 849 938 NaN NaN
0 0 0 0 143 334 542 578 823 938 NaN NaN
0 0 0 0 0 191 399 435 680 912 NaN NaN
0 0 0 0 0 0 208 244 489 769 NaN NaN
0 0 0 0 0 0 0 36 281 578 NaN NaN
0 0 0 0 0 0 0 0 245 370 NaN NaN
0 0 0 0 0 0 0 0 0 334 NaN NaN
0 0 0 0 0 0 0 0 0 89 NaN NaN
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 NaN NaN
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 NaN

KollisionErkennung(): Kollisionserkennung und Fehlerbestimmung.

```
Error =
0 0 0
0 0 0
0 0 0

KollMatrixPast =
0 0 0
0 0 0
0 0 0
0 0 0
0 0 0
0 0 0
0 0 0
```

zi = 3

StartWertGenerierung(): Startwerte erzeugen (Go1), aufsummieren (GO),
offset abziehen (START).

```
Go1 =
568 431 471
603 661 526
507 430 493
520 359 568
640 453 641
654 443 435
352 543 512

GO =
568 431 471
1171 1092 997
1678 1522 1490
2198 1881 2058
2838 2334 2699
3492 2777 3134
3844 3320 3646

START =
410 -61 224
1013 600 750
1520 1030 1243
2040 1389 1811
2680 1842 2452
3334 2285 2887
3686 2828 3399
```

StartWertManipulation(): Startwerte, die größer als 1670 sind entfernen.
offset, frame und max_frame bestimmen.

```
S =
410 -61 224
1013 600 750
1520 1030 1243
2040 1389 1811
2680 1842 2452
3334 2285 2887
3686 2828 3399

S =
410 -61 224
1013 600 750
1520 1030 1243
NaN 1389 NaN

offset =
-150 -281 -427

frame =
3 4 3

max_frame =
4
```

StartWertVergleich(): Kollisionsmatrix bestimmen.

```
KollMatrix =
0  471  186  603  190  340 1110  620  833  NaN  979  NaN
0   0  285 1074  661  811 1581 1091 1304  NaN 1450  NaN
0   0   0   89  376  526 1296  806 1019  NaN 1165  NaN
0   0   0   0  413  263  507   17  230  NaN  376  NaN
0   0   0   0   0  150  920  430  643  NaN  789  NaN
0   0   0   0   0   0  770  280  493  NaN  639  NaN
0   0   0   0   0   0   0  490  277  NaN  131  NaN
0   0   0   0   0   0   0   0  213  NaN  359  NaN
0   0   0   0   0   0   0   0   0  NaN  146  NaN
0   0   0   0   0   0   0   0   0  NaN  NaN  NaN
0   0   0   0   0   0   0   0   0   0   0  NaN
0   0   0   0   0   0   0   0   0   0   0  NaN
```

KollisionErkennung(): Kollisionserkennung und Fehlerbestimmung.

```
Error =          KollMatrixPast =
0  0  0          0  0  0
1  0  0          0  0  0
0  1  0          0  0  0
                0  0  0
                0  0  0
                0  0  0
                0  0  0
                0  0  0
```

ZS Klasse 2: Die Implementierung zur Bestimmung der FER ist im Quellcode D.8 zu sehen. Das Programm benutzt im Grunde den gleichen Algorithmus wie oben beschrieben. Jedoch bedarf es keiner Berücksichtigung von Offsets, da hier der synchrone Fall vorliegt und es reicht, die FER für eine Matrixgröße in einem Intervall zu bestimmen. Deshalb wird nicht näher auf die Realisierung eingegangen.

3.3.2 Grafische Benutzeroberfläche

Da das Programm viele Parameter enthält, die geändert werden können, wird die weiterführende Benutzung für einen Laien womöglich schwierig sein. Änderungen der Parameter, ohne das Programm detailliert zu kennen, können es schnell instabil werden lassen und die Funktionsfähigkeit mindern bzw. ausschalten. Um die

Software jedoch einer breiteren Benutzergruppe zur Verfügung zu stellen, wurde eine GUI (Graphical User Interface) für Matlab erstellt. Diese soll kurz vorgestellt werden. Die GUI wurde so entworfen, dass die meisten Parameter von denen die FER abhängig ist, veränderbar sind. Für weitere Parametereinstellungen muss der Benutzer das oben beschriebene Hauptprogramm benutzen.

Sie wurde für die ZS der Klasse 1 und der Klasse 2 angelegt, jedoch ist der Programm-Code für die Klasse 2 aus Zeitgründen noch nicht realisiert worden. Im Quellcode ist jedoch alles dafür vorbereitet, dass das Programm zur Fehlerbestimmung vom ZS der Klasse 2 eingefügt werden kann. Der Reiter für die Klasse 1 ist in Bild 3.46 zu sehen. Hier gibt es die Möglichkeit die FER in Abhängigkeit von der Anzahl der ZSs bei konstanter mittlerer Sendezeit (in der Liste „Mittlere Sendezeit“ wird dann der oberste Wert genommen), der mittleren Sendezeit bei konstanter Anzahl der ZSs oder in Abhängigkeit der Wiederholrate bei konstanter mittlerer Sendezeit und konstanter Anzahl der ZS zu bestimmen.

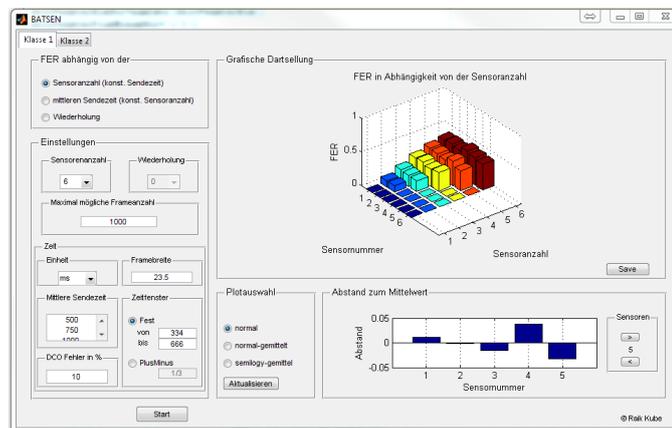


Bild 3.46: Grafische Benutzeroberfläche für die Simulation zur Bestimmung der FER für den ZS der Klasse 1 implementiert Matlab

Die Auswahl für die Anzahl der ZS ist auf 40 begrenzt. Über die maximal mögliche Frameanzahl kann man die Geschwindigkeit der Simulation steuern. Je weniger Frames, desto schneller ist die Simulation, jedoch wird die Statistik dann ungenügend. Dies sollte für eine erste grobe Abschätzung, wenn man schnell erste Ergebnisse braucht, getan werden. Die Einheiten können in Millisekunden, Sekunden oder Minuten eingestellt werden. Für die Bestimmung der FER von der mittleren Sendezeit, können in der Liste untereinander Werte eingetragen werden. Diese werden dann nacheinander abgearbeitet. Für die Wahl des Intervalls für die Startwerte kann entweder selbst eins eingegeben werden oder eine prozentuale Abweichung von

der mittleren Sendezeit angegeben werden. Zusätzlich kann ein Fehler in Prozent angegeben werden (DCO-Fehler), der die zeitlichen Schwankungen des Zeitgebers modelliert. Bei der Plotauswahl kann man „normal“, für die Darstellung FER pro ZS, „normal-gemittelt“ für die Darstellung FER bei der über die Anzahl der ZS gemittelt dargestellt, wobei jeweils der Abstand der einzelnen ZS zum Mittelwert angezeigt werden kann¹⁷ und „semilogy-gemittelt“ für eine logarithmische Darstellung der FER eingestellt werden. Der Plot kann in einer externen Datei abgespeichert werden, so dass die Ergebnisse später präsentiert werden können. Gleichzeitig wird die Fehlermatrix im Command-Window von Matlab ausgegeben. Der Benutzer sollte sich vor der Einstellungen von Parametern Gedanken über deren Sinn machen. Zwar ist eine Fehlerbehandlung durch eine Falscheingabe implementiert, jedoch können bestimmte Eingaben zu Fehlern führen, die so nicht vorhersehbar waren. Die im Programm benutzten Funktionen sind derzeit noch ausgelagert, können jedoch in den Quellcode von der GUI eingefügt werden, so dass nur noch eine Matlab-Datei (*m-File*) nötig ist. Somit kommt es z.B. beim Versand im Anhang einer email oder beim Kopieren der Datei zu keinem ungewollten „Übersehen“ von notwendigen Dateien.

Es sei noch angemerkt, dass die GUI mit der Matlab Version 7.80 (R2009a) erprobt wurde. Für die Funktionalität in älteren Versionen wird daher keine Garantie gegeben.

3.3.3 Simulationsergebnisse

Um quantitative Aussagen über die FER machen zu können, wurden mit dem Matlab-Kollisionsmodell einige Simulationen durchgeführt. Im Folgenden sollen die Ergebnisse für den ZS der Klasse 1 und 2 präsentiert werden.

ZS Klasse 1: In Bild 3.47 ist die FER in Abhängigkeit von der Anzahl der ZS dargestellt. Die Limitierung auf sechs ZS entspricht dabei der Situation einer KFZ-Starterbatterie. Die Einstellungen wurden vom ZS der Klasse 1 übernommen. Damit werden die Startzeitpunkte pseudozufällig aus einem Intervall von 334 ms bis 666 ms gewählt. Die Dauer eines Datenpaketes beträgt 23,5 ms.

¹⁷Das ermöglicht eine Bewertung der Statistik

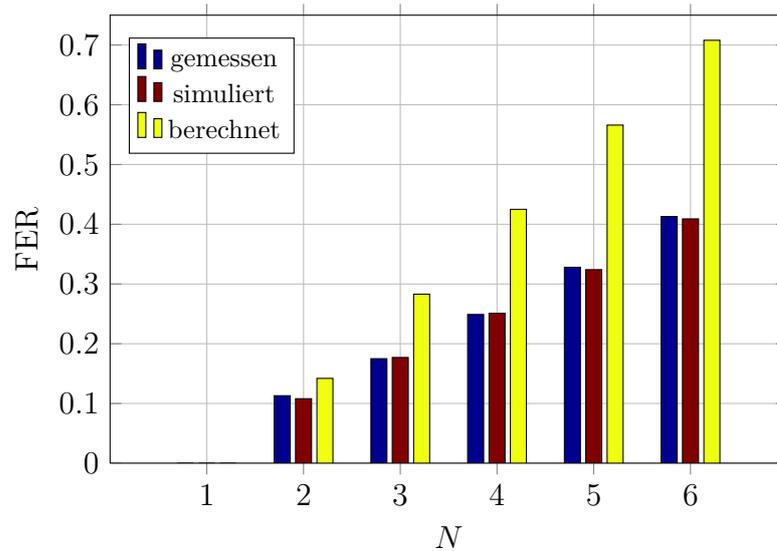


Bild 3.47: FER in Abhängigkeit von der Sensoranzahl N , $t_{min} = 334$ ms, $t_{max} = 666$ ms, $T_F = 23,5$ ms

Zusätzlich zu den simulierten Ergebnissen sind noch gemessene und berechnete Werte angegeben. Die Messung wurde anhand von 1000 Datenpaketen (siehe [Püt11]) ermittelt. Somit hätte man im Mittel 8,3 min lang messen müssen. Die Simulation benötigt bei gleichen Einstellungen der Parameter auf einem durchschnittlichen Rechner¹⁸ etwa 0,23 s und kommt damit auf fast identische Ergebnisse. Die theoretisch ermittelten Werte wurden nach (2.79) berechnet. Erwartungsgemäß tritt bei einem ZS keine Kollision auf und die FER ist Null. Bereits für zwei ZS steigt die FER auf einem Wert von etwa 11 Prozent. Für eine KFZ-Starterbatterie liegt die FER bereits bei etwa 40 Prozent. Werden im Mittel also jede Sekunde zwei Datenpakete gesendet, die 108 Bit lang sind, dann ergibt sich ein mittlerer effektiver Durchsatz von 1,2 Paketen pro ZS und 3,6 Pakete für das gesamte System. Die im Mittel effektive nutzbare Bitrate beträgt dann 129,6 bit/s für einen ZS bzw. 777,6 bit/s für das gesamte System.

Um die FER zu senken, könnte man nach (2.80) damit beginnen, die gleichen Pakete mehrmals zu senden. Die Gleichung geht dabei von einer Unkorreliertheit der Kollisionswahrscheinlichkeit aus. Um diese Aussage zu bestätigen, wurden die Simulationsergebnisse entsprechend ausgewertet.

Bei Unkorreliertheit berechnet sich die Verbundwahrscheinlichkeit aus dem Produkt

¹⁸Intel(R)Core(TM)2Duo CPU T7250 2 GHz, 2 GB RAM

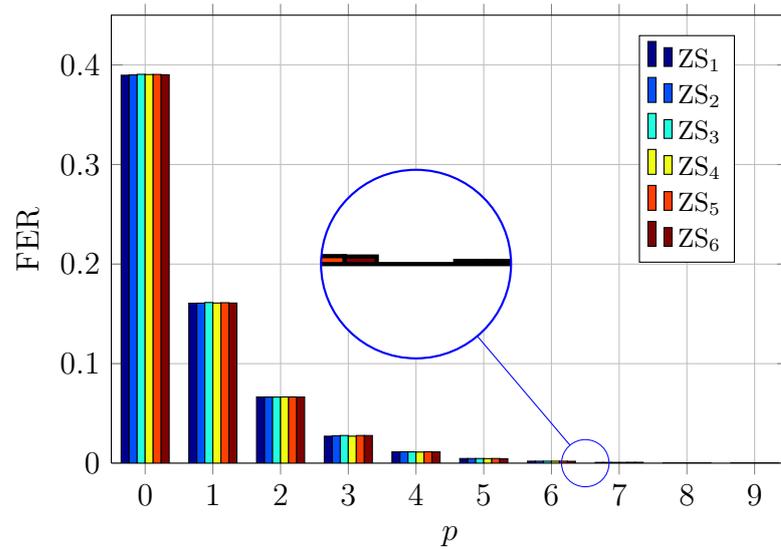


Bild 3.48: FER in Abhängigkeit von Wiederholung p für sechs ZS, $t_{min} = 334$ ms, $t_{max} = 666$ ms

der Einzelwahrscheinlichkeiten [WH91]. Demnach müsste der Verlauf der FER quadratisch abfallen bzw. logarithmisch dargestellt eine abfallende Gerade ergeben. In Bild 3.48 ist die FER für sechs ZS für eine Anzahl von null bis neun Wiederholungen dargestellt. Zur besseren Veranschaulichung und Überprüfung der Unkorreliertheit sind die Ergebnisse nochmals über die sechs ZS gemittelt in Bild 3.49 dargestellt. Besonders anhand der logarithmischen Darstellung kann man die Gültigkeit für (2.80) erkennen.

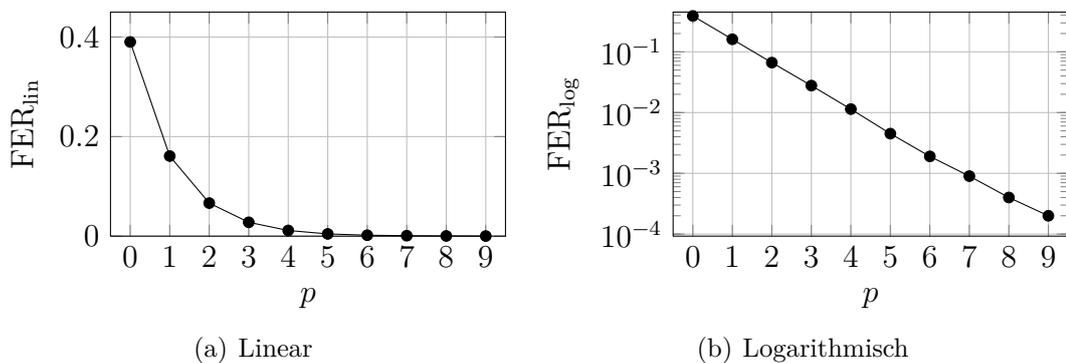


Bild 3.49: FER in Abhängigkeit von Wiederholung p gemittelt für sechs ZS, $t_{min} = 334$ ms, $t_{max} = 666$ ms

Bei sechs ZS müsste man demnach ein Datenpaket viermal wiederholen, um ein FER von etwa einem Prozent zu bekommen.

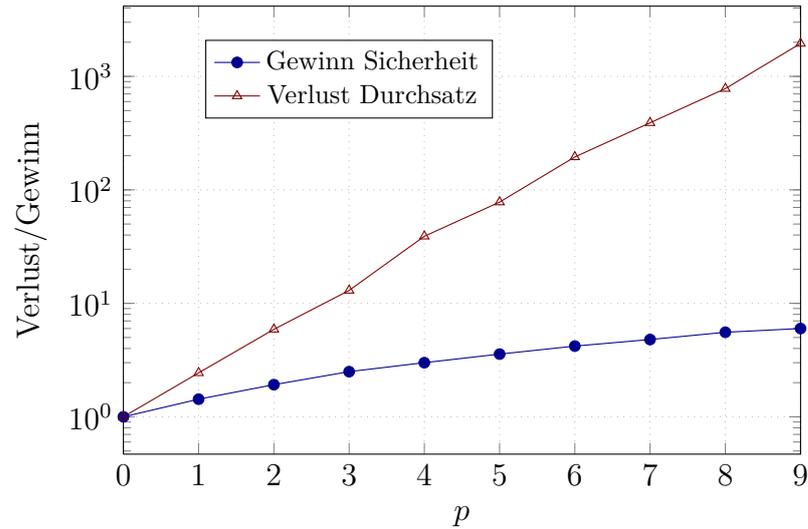


Bild 3.50: Vergleich zwischen Gewinn an Faktor Sicherheit und Verlust an Faktor Durchsatz in Abhängigkeit von der Wiederholrate

Die Übertragungssicherheit wäre damit zwar um den Faktor 40 verbessert, jedoch erhält man damit einen mittleren effektiven Durchsatz von 0,4 Paketen pro ZS in Bezug auf den maximal möglichen Durchsatz von 1,2 Paketen pro ZS. Somit 2,5 mal weniger Information an auswertbaren Messwerten. In Bild 3.50 sind beide Faktoren nochmals in Abhängigkeit der Wiederholungen dargestellt.

In einem Intervall von 334 ms bis 666 ms haben etwa 14 Datenpakete ($T_F = 23,5$ ms) nebeneinander Platz. Das würde fast ausschließlich zu Kollisionen führen. In Bild 3.51 ist erneut die FER in Abhängigkeit von der Anzahl der ZS dargestellt. Diesmal jedoch bis zu einer maximalen Anzahl von 20 ZSs. Dem gegenübergestellt sind die abgeschätzten Werte nach (2.80).

Man erkennt, dass die berechnete FER bereits beim neunten ZS deutlich über eins liegt. Die Simulation zeigt jedoch eine FER von etwa 55 Prozent. Die Gleichung (2.80) hat also nur eine Gültigkeit für eine geringe Anzahl von ZS. Anhand Bild 3.51 kann man erkennen, dass bereits drei ZS eine gewisse Schranke darstellen. Warum aber liegt die FER jedoch selbst bei 20 ZS noch unter Eins. Entscheidend ist hier die gewählte Größe von t_{min} . Diese stellt eine gewisse Wartezeit dar. Wird sie groß genug gewählt, stellt sie eine fast unüberwindbare Hürde für ZS dar, in andere Zeitintervalle reinzufallen. Die Kollisionswahrscheinlichkeit zwischen zwei ZS aus verschiedenen Zeitintervallen wird dadurch vermindert. Anschaulich wird das an Bild 3.52. Hier ist die FER in Abhängigkeit von t_{min} dargestellt. t_{max} ist dabei

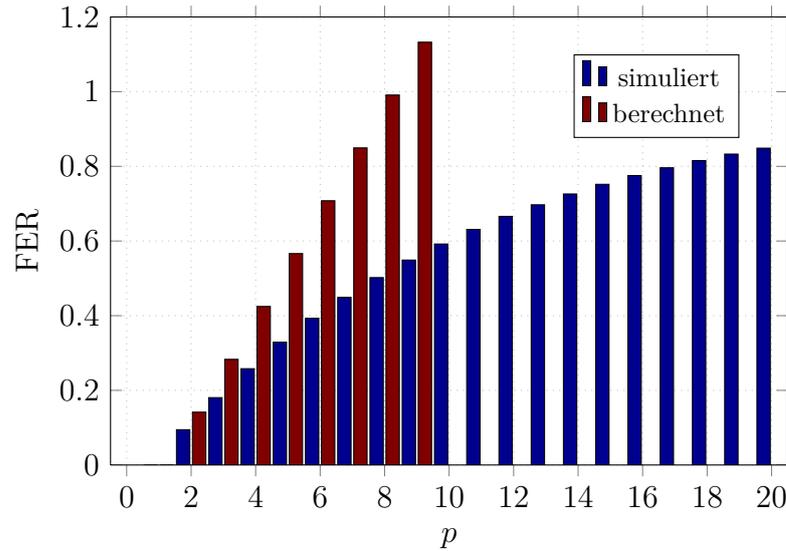


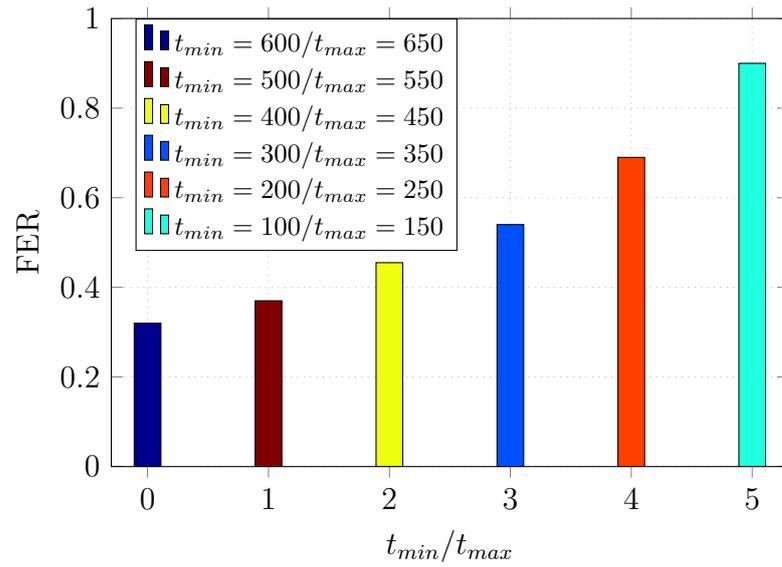
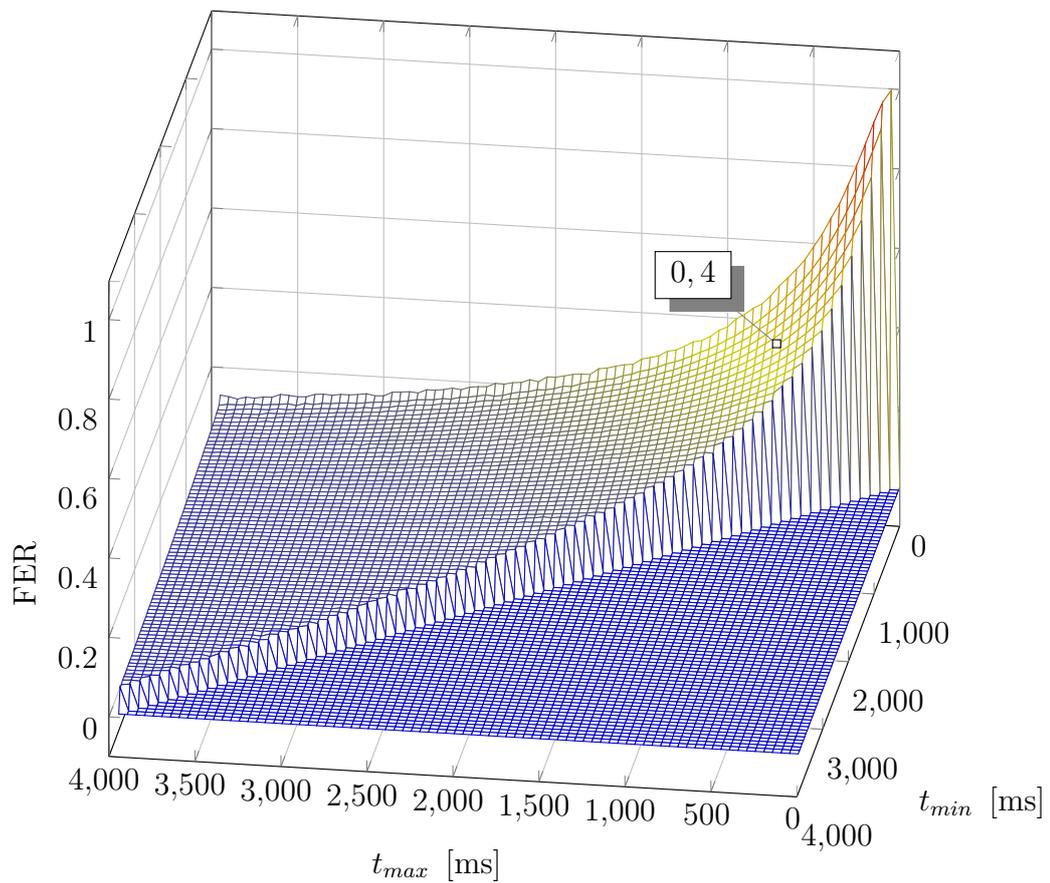
Bild 3.51: FER in Abhängigkeit von der Sensoranzahl N , $t_{min} = 334$ ms, $t_{max} = 666$ ms

immer um 50 ms höher. Dadurch ergibt sich eine Intervallbreite von 50 ms. Bei sechs ZS mit einer Paketdauer von $T_F = 23,5$ ms also ein Fall für *Dauerkollision*.

Doch eine ausreichende Wahl von t_{min} lässt die FER deutlich niedriger ausfallen. Das gleiche Ergebnis liefert ebenfalls Bild 3.53. Hier wurde die FER in Abhängigkeit von t_{min} und t_{max} bestimmt¹⁹. Dabei wurde t_{min} mit einer Schrittweite von 50 ms bis 3950 ms und t_{max} mit der gleichen Schrittweite von 50 ms bis 4000 ms verändert. Die daraus resultierende FER-Matrix ist eine obere Dreiecksmatrix mit Einsen auf der Hauptdiagonalen²⁰. In Bild 3.53 sieht man daher nur die obere Dreiecksmatrix. Die Simulation wurde für den Fall einer KFZ-Starterbatterie, also für sechs ZS durchgeführt. Die Paketdauer beträgt dabei $T_F = 23,5$ ms. Wie man sehen kann, fällt die FER zuerst stark ab und flacht dann immer mehr ab. Letztendlich ist kaum noch ein Abfall zu registrieren und es stellt sich bei dem größtmöglichen Zeitintervall von $t_{min} = 50$ ms bis $t_{max} = 4000$ ms eine FER von rund 13 Prozent ein. Jedoch ist das noch nicht das Minimum. Bei einem Zeitintervall von $t_{min} = 3950$ ms bis $t_{max} = 4000$ ms ergibt sich eine FER von rund 6 Prozent. Dies ist der Fall, welcher bereits oben beschrieben wurde.

¹⁹Diese Simulation dauerte etwa 14 Tage.

²⁰So konnte kontrolliert werden, ob der Algorithmus richtig arbeitet, da in diesem Fall die FER eins sein muss.

Bild 3.52: FER in Abhängigkeit von t_{min} Bild 3.53: FER in Abhängigkeit von t_{min} und t_{max} für sechs ZS, $T_F = 23,5$ ms

ZS Klasse 2: Bei den ZSs der Klasse 2 hatte sich gezeigt, dass es erst zu Fehlern kommt, wenn der Fehler der Zeitgeber bei etwa drei Prozent liegt, vorausgesetzt es werden mindestens zwei Datenpakete in einem Synchronisationsintervall gesendet. Die Simulation wurde dafür bis zu einem Wert von 100 Datenpaketen pro Synchronisationsintervall laufen gelassen. Selbst bei der maximalen Anzahl an Datenpaketen war der mittlere Fehler aller sechs ZS unter einem Prozent. Vier von sechs ZS hatten eine FER von rund 0,1 und zwei von rund 0,05. Weiterhin wurde die Anzahl der Datenpakete pro Synchronisationsintervall konstant auf 100 belassen und der Fehler des Zeitgebers erhöht. Bereits bei einem Fehler des Zeitgebers von fünf Prozent erhält man eine mittlere FER von rund 15 Prozent, für einen Zeitfehler von zehn Prozent sogar 40 Prozent. Erst ab etwa 6 Datenpaketen fällt die FER wieder bei einem Zeitfehler von 15 Prozent. Diese Werte sind in Tabelle 3.3 nochmals übersichtlich zusammengefasst.

Fehler Zeitgeber	Datenpakete pro Synchronisationsintervall	FER
< 3 %	≥ 100	0
3 %	100	< 1 %
5%	100	$\approx 10\%$
10%	100	$\approx 40\%$
10%	< 6	$\approx 30\%$

Tabelle 3.3: FER in Abhängigkeit von dem Synchronisationsintervall und dem Fehler des Zeitgebers

In der Praxis können die FERs etwas höher sein, da in der Simulation davon ausgegangen wird, dass eine Synchronisation immer möglich ist. Sind die ZS jedoch gerade in der Messwertaufnahme oder bei der Übertragung ihrer Daten, so können sie das Synchronisationssignal nicht empfangen und laufen solange unsynchronisiert weiter bis ein Empfang wieder möglich ist. Die Simulationsergebnisse stellen jedoch Verhältnisse dar, die nicht real existieren. Wie schon beschrieben, wird nach jeder Übermittlung eines Datenpaketes neu synchronisiert und dadurch treten keine Fehler ein.

3.4 3D EM Simulation mit CST Microwave Studio

Zur Referenz wurde die 50 Ω -Testplatine, sowie die Antennen vom ZS der Klasse 1 und der Klasse 2 in CST Microwave Studio modelliert. Bedauerlich ist jedoch, dass aufgrund der Komplikationen mit dem Umbau des ZS H03IMG06 keine Zeit für eine detaillierte Auswertung der Ergebnisse vorhanden war.

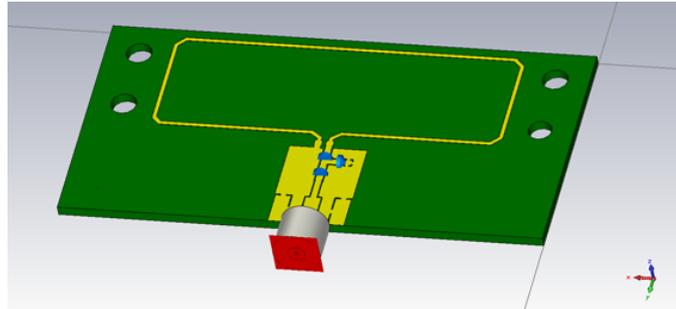


Bild 3.54: 3-D Modell von der 50 Ω -Testplatine in CST Microwave Office

Es stellte sich als äußerst schwierig heraus gut interpretierbare Daten zu erhalten. Die Analyse der im Forschungsprojekt vorhandenen Antennenformen mit einer 3D EM Simulationssoftware bietet genug Stoff für eine ganze Masterarbeit nur zu diesem Thema. Dies konnte somit nicht neben der eigentlichen Aufgabenstellung realisiert werden.

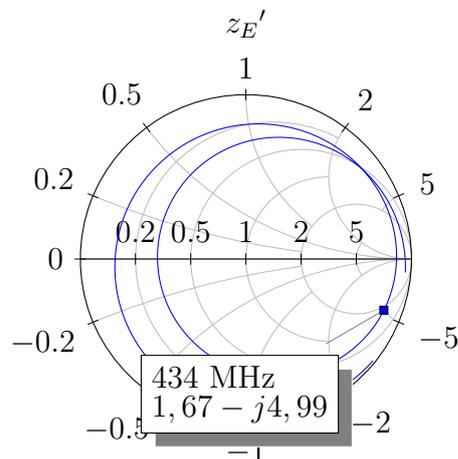


Bild 3.55: Smith-Diagramm der 50 Ω -Testplatine mit einem Anpassnetzwerk gemäß Bild 3.20, simuliert mit CST Microwave, Frequenz-Sweep von 200 MHz bis 600 MHz

Das 3 D Modell der Testplatine ist in Bild 3.54 zu sehen. Auf dem Modell wurde das Anpassnetzwerk von der realen Testplatine platziert. Wie man in Bild 3.55 erkennen kann, wird eine optimale Anpassung nicht ganz erreicht. Jedoch liegt Punkt bei 434 MHz schon nahe am Einheitskreis, sodass man durch leichte Änderungen der Werte für die konzentrierten Bauelemente eine Anpassung erreichen könnte. Die Modelle der andere ZSs wird der CD für die Verwendung in nachfolgenden Arbeiten beigefügt.

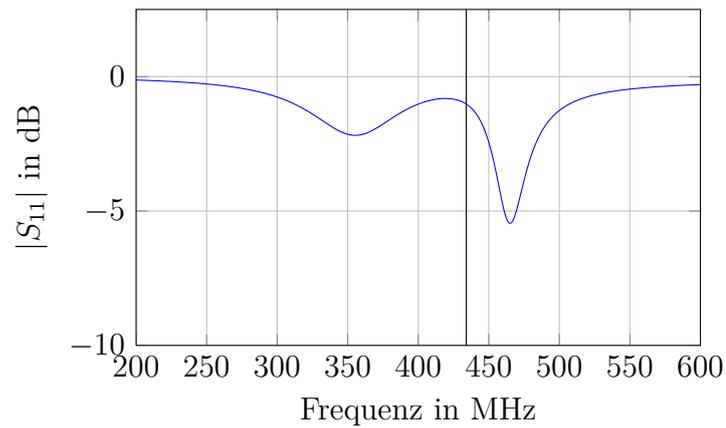


Bild 3.56: In CST Microwave Office simulierter S_{11} -Parameter der $50\ \Omega$ -Testplatine mit einem Anpassnetzwerk gemäß Bild 3.20

3.5 Bewertung der Ergebnisse

Die erzielten Ergebnisse sollen nun nochmals zusammengefasst präsentiert und bewertet werden. Dabei muss besonders auf die Aussagefähigkeit der gemessenen und simulierten Werte sowie der daraus resultierenden Erkenntnisse eingegangen werden. Die gewonnenen Erkenntnisse können von großer Bedeutung für das Forschungsprojekt sein, da eine weitere Optimierung des Systems erreicht werden kann.

Kanalmessung Die Hauptaufgabe bestand darin, die Kanaleigenschaften zu bestimmen, um so ein Kanalmodell herzuleiten. Für die dazu nötige Kanalmessung mussten Testantennen realisiert werden. Die Modifikation von vorhandenen Antennen ist nur mit Kenntnis vieler Parameter über das gesamte System möglich und erweist sich im Falle einer Unkenntnis als nicht realisierbar. Deshalb ist es ratsam eigene Testantennen/-platinen zu bauen. Berechnungen zur Anpassung von kleinen Schleifenantennen können zur ersten Abschätzung herangezogen werden, verlieren jedoch für reale Bedingungen stark an Aussagekraft. Letztendlich kann man nur über eine empirische Herangehensweise, unter der sorgfältigen Einbeziehung von simulativen Ergebnissen, eine für die Anforderungen optimale Lösung finden. Dies wurde besonders bei der Anpassung der Testplatine auf einen Eingangswiderstand von 50 Ohm deutlich. Die Anpassung ist mit sehr kleinen Kapazitätswerten ausgelegt und daher sehr empfindlich in Bezug auf die Positionierung (Einfluss von äußeren parasitären Kapazitäten macht sich bemerkbar). Durch verschiedene Positionsänderungen wurde festgestellt, dass sich die Impedanz zwischen 40 und 60 Ω schwankt. Damit ist jedoch noch eine ausreichende Sende- und Empfangsfähigkeit gegeben. Die durchgeführten Kanalmessungen können daher als repräsentativ eingestuft werden. Die erzielten Ergebnisse lassen demnach die Modellierung des Funkkanals als AWGN-Kanal zu. Aufgrund dieser Annahme kann die BER und damit auch die FER leicht für ein gegebenes SNR berechnet werden. Da das SNR sehr hohe Werte annimmt, könnte die Sendeleistung bis zu einer annehmbaren Fehlerrate daraufhin optimiert werden. Dadurch kann eine bessere Energieeffizienz erzielt werden, was sich vor allem auf die ZSs der Klasse 1 positiv auswirken würde. Diesbezüglich müssten jedoch gezielt Untersuchungen mit ZSs und einer Empfangsstation am KFZ durchgeführt werden. Die durchgeführten Kanalmessungen werfen jedoch neue Fragen auf und sind daher als Richtwerte für weitere Untersuchungen

anzusehen. Es wurde gezeigt, dass ein minimaler Abstand zwischen ZS und BS wünschenswert sind. Diese Aussage muss jedoch wieder unter realen Testbedingungen (KFZ mit geschlossener Motorhaube und laufendem Motor) und einem gesamten Sensornetzwerk analysiert werden.

Kollisionsmodell Die Kanalmessungen haben dazu beigetragen, dass man die durch den Kanal verursachten Fehler, von den Fehlern, die durch das Kanalzugriffsverfahren entstehen, getrennt voneinander behandeln kann. Dies erleichtert die Bestimmung der FER in großem Maße. Weiterhin kann der Kanal aufgrund des hohen SNR von den Betrachtungen zur FER ausgeschlossen werden. Die FER wird bei den ZS der Klasse 1 also ausschließlich durch die Häufigkeit der Kollisionen bestimmt. Zur Abschätzung der FER bestand bis jetzt lediglich eine theoretische Betrachtung. Die FER wurde anhand getroffene Annahmen durch eine mathematische Gleichung beschrieben. In welchem Maße die Gültigkeit dieser Gleichung angenommen werden kann, war jedoch nicht klar. Das entwickelte Kollisionsmodell und die späteren Simulationen haben gezeigt, dass die berechneten Werte schon ab einer Stückzahl von vier ZSs keine Gültigkeit mehr haben.

Die Reduzierung der FER hat eine hohe Priorität für die ZS der Klasse 1. Besonders für schnelle Vorgänge müssen viele Daten in kürzester Zeit zuverlässig übertragen werden. Ein häufigeres Senden vergrößert jedoch die Kollisionswahrscheinlichkeit. Ein mehrmaliges Wiederholen zur Steigerung der Sicherheit reduziert wiederum den Durchsatz und ist damit zur Erfassung schneller Zustandsänderungen ungeeignet. Eine Erhöhung der Datenrate durch die Wahl höherstufigerer Modulationsverfahren beinhaltet einen höheren Hardwareaufwand und damit eine schlechtere Energiebilanz. Daher scheiden komplexe Modulationsformen aus. Viele zur Zeit für diesen Bereich erhältliche Transmitter-ICs bieten ohnehin teils OOK, ASK oder FSK an. Aufgrund der einfachen Hüllkurvendetektion und dem damit verbunden minimalen Schaltungsaufwand, wird daher OOK das optimale Übertragungsverfahren bleiben. Es bleibt also für die ZS der Klasse 1 die folgende Aussage:

Senden oder Verpassen!

Entweder übermittelt man die Daten häufiger und toleriert die vorhandene Fehlerrate oder man sendet mit längeren Wartezeiten, was die Übertragungssicherheit

erhöht, aber auch das Verpassen von schnellen Zustandsänderungen mit sich bringt. Weiterhin steigt die FER für eine höhere Anzahl von ZSs in einen Bereich der nicht akzeptabel ist. Besonders wichtig ist dies für Fahrzeugbatterien mit vielen Zellen (Gabelstapler). Der ZS der Klasse 2 ist hier dem ZS der Klasse 1 klar im Vorteil. Das synchronisierte Kanalzugriffsverfahren ermöglicht eine schnelle und qualitativ hohe Übertragung. Womöglich kann man durch das Erweitern des Synchronisationsintervalls einen noch höheren Durchsatz erhalten, ohne dass die Übertragungssicherheit darunter leidet.

4 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit beschäftigte sich mit der Analyse des Funkkanals von einem Sensornetzwerk zur Überwachung von Fahrzeugbatterien. Dabei bestand das primäre Ziel, die noch unbekanntenen Kanaleigenschaften zu bestimmen. Desweiteren bestand die Aufgabe, das Kanalzugriffsverfahren der ZSs zu untersuchen. Aus beiden Parametern sollte dann ein mathematisches Modell für den Kanal hergeleitet werden, mit dem es möglich ist, die FER zu ermitteln.

Die Aufgabenstellung der Masterarbeit wurde erfolgreich umgesetzt. Die Nachbildung der im Forschungsprojekt benutzten Antennenformen wurde in CST Microwave Studio nachgebildet und zur Referenz simuliert. Weiterhin wurden Testplatinen auf Basis einer im Forschungsprojekt vorhandenen Schleifenantenne angefertigt. Dies erforderte Recherchen über physikalische Eigenschaften dieser Antennenform. Mit Hilfe dieser Kenntnisse wurde ein Anpassnetzwerk zum Anschluss der Testplatinen an einen $50\ \Omega$ -Eingangswiderstand realisiert. Dazu waren Messungen zur Bestimmung des Streuparameters S_{11} nötig. Diese wurden mit einem Vektor-NWA durchgeführt und anschließend mit Hilfe von Microwave Office ein erstes Schaltungskonzept entworfen. Die simulierten Werte der Bauelemente für das Anpassnetzwerk wurden als Grundlage für die Auswahl an SMD-Spulen und -Kondensatoren genutzt. Durch das stufenweise Auf- und Ablöten von verschiedenen Induktivitäts- und Kapazitätswerten der SMD-Elemente, konnte empirisch der optimal mögliche Anpassungspunkt gefunden werden.

Zur Messung der Kanaleigenschaften wurde eine zweite Testplatine nach der Vorlage der bereits angepassten Testplatine gefertigt. Die Messung des Streuparameters S_{12} fand an zwei Versuchsaufbauten statt. Der erste Versuchsaufbau wurde in einer Antennemesskammer realisiert. Hier wurde die Abhängigkeit der Empfangsleistung in Abhängigkeit vom Abstand zwischen beiden Testantennen aufgenommen. Die Wahl der Abstandswerte berücksichtigt dabei die mögliche Positionierung des

Sensornetzwerks in Bezug auf die geometrischen Verhältnisse eines Fahrzeugs. Ebenfalls wurde das Leistungsdichtespektrum der Störleistung gemessen, um gegebenenfalls Vergleichswerte für nicht abgeschirmte Räume zu haben. Der zweite Versuchsaufbau beinhaltete die Messung derselben Parameter am Fahrzeug. Beide Testantennen wurden an unterschiedlichen Stellen in einem Fahrzeug positioniert und die Transmissionswerte für das relevante Frequenzband aufgenommen. Zur Bestimmung des SNR wurde ebenfalls die Leistungsdichte der Störungen erfasst. Störungen, die Einfluss auf die Datenübertragung haben, wurden nachgewiesen.

Anhand der Resultate der Kanalmessung konnte ein Modell aufgestellt werden, das den Kanal mathematisch beschreibt. Es ergab sich die Möglichkeit das Systemmodell in zwei Modelle aufzuteilen und so die Bestimmung der FER aus der Überlagerung beider Modelle zu erhalten. Dies erwies sich als äußerst nützlich, da die mathematische Beschreibung dadurch stark vereinfacht wurde. Zum einen wurde ein zeitdiskretes Systemmodell aufgestellt, mit welchem der Einfluss der Modulationsart und des SNR auf die FER untersucht werden konnte. Dies war durch eine Simulation in Matlab möglich, wofür eigens Matlab-Skripte erstellt wurden.

Zum anderen wurde ein Kollisionsmodell entwickelt und aufgestellt, das die Bestimmung der FER bezüglich des Kanalzugriffsverfahren ermöglicht. Das Modell ist speziell für die Implementierung in Matlab entworfen und ist besonders für die schnelle Bestimmung der FER eines asynchronen Kanalzugriffs optimiert worden. Anschließende Simulationen bei Veränderung mehrerer Parameter, wie die Intervallbreite der Startwertauswahl oder die Anzahl der ZS, brachten brauchbare Ergebnisse, die so nicht abzusehen waren. Das Simulationsprogramm wurde genutzt um optimale Sendeintervalle anhand einer minimalen FER und einer maximalen Übertragungsrate zu finden. Durch leichte Modifikation konnte das Matlab Programm auch auf die ZS der Klasse 2 angewandt werden.

Zusätzlich wurde eine benutzerfreundliche Schnittstelle zur weiteren Verwendung des Programms geschaffen. In Form einer grafischen Benutzerfläche, die als Matlab-Skript realisiert wurde, können einfach Parameteränderungen durchgeführt werden, ohne das eine genaue Kenntnis des Algorithmus nötig ist. Damit ist ein hoher Grad an die Benutzung der Software durch andere Personen gegeben.

Die Ergebnisse aus den Messungen und Simulationen wurden exemplarisch in der

vorliegenden Arbeit vorgestellt. Die wichtigsten Erkenntnisse für das Forschungsprojekt BATSEN sind:

- Der Funkkanal kann als frequenzflach angesehen werden. Es gelten die Verhältnisse eines AWGN-Kanals.
- Das Sensornetzwerk sollte möglichst nah zur Empfangsantenne der Steuereinheit positioniert werden. Dies führt zu einem optimalen SNR, so dass die Bitfehler-/Framefehlerrate, die durch das thermische Rauschen und zusätzliche äußerliche Störungen erzeugt wird, nahezu auf Null minimiert werden kann. Zusätzlich ist es möglich die Sendeleistung bis zu einer Grenze zu optimieren/verringern, bei welcher Störungen die Framefehlerrate auf einen schlechten Wert ansteigen lassen.
- Das vorhandene SNR lässt eine deutliche Steigerung der Bitrate zu.
- Eine Verringerung des aktuellen Sendeintervalls von 334 ms bis 666 ms für den Zellsensor der Klasse 1 würde zu einem rasch ansteigenden Verlauf der Fehlerrate führen. Fehlerraten unter zehn Prozent sind nur durch sehr große Sendeintervalle bzw. durch hohe Wartezeiten möglich.
- Hauptsächlich wird die Framefehlerrate durch Kollisionen bestimmt.

Daraus ergeben sich neue Fragen. Insbesondere sollten umfangreiche realitätsnahe Experimente mit den vorhandenen Sensornetzwerken aus dem Forschungsprojekt getätigt werden. Die Resultate aus dieser Arbeit sind an viele theoretische Annahmen geknüpft, so dass sich unter realen Bedingungen andere Zustände ergeben können. Weitere Nachforschungen auf diesem Gebiet sind folglich äußerst ratsam, wobei diese Arbeit eine Wissensbasis dafür bietet.

Literatur

- [Cor08] Atmel Corporation. *UHF ASK/FSK Industrial Transmitter ATA8401/ATA8402/ATA8403*. Application Note. Atmel Corporation, 2008. URL: http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc9115.pdf.
- [CS11] Claudia Czado und Thorsten Schmidt. *Mathematische Statistik*. Springer Verlag, 2011.
- [DS09] J. Detlefsen und U. Siart. *Grundlagen der Hochfrequenztechnik - 3. Auflage*. Oldenbourg, 2009.
- [FG10] Institut für angewandte Funksystemtechnik GmbH. *ISM 433/868*. Website. 2010. URL: <http://iaf-bs.de/projects/ism-433-868.de.html>.
- [Fin08] Klaus Finkenzeller. *RFID-Handbuch - Grundlagen und praktische Anwendungen von Transpondern, kontaktlosen Chipkarten und NFC - 5., aktualisierte und erweiterte Auflage*. Carl Hanser Verlag, 2008. ISBN: 978-3-446-41200-2.
- [FLP79] H. Fricke, K. Lamberts und E. Patzelt. *Grundlagen der elektrischen Nachrichtenübertragung*. Teubner Verlag, 1979.
- [Heu09] Holger Heuermann. *Hochfrequenztechnik, Komponenten für High-Speed- und Hochfrequenzschaltungen - 2., durchgesehene und erweiterte Auflage*. Vieweg+Teubner, 2009.
- [Ilg+11] S. Ilgin u. a. »Zellenweiser Messbetrieb, Vorverarbeitung und drahtlose Kommunikation bei Fahrzeugbatterien«. In: *10. Fachgespräch Sensornetze der GI/ITG Fachgruppe Kommunikation und Verteilte Systeme*. Bd. 10. Universität Paderborn. Sep. 2011, S. 73–76.
- [Inf] *Wireless Components, ASK Transmitter 434 MHz, TDA 5100A Version 1.0*. Datasheet. 2001.

- [Inf00] Infineon. *Wireless Components, ASK/FSK Transmitter 868/433 MHz TDA 5100*. Techn. Ber. Application Note Version 1.2, 2000. URL: http://www.ck-electronic.dk/datasheets/app_notes/tda5100_ask_fsk_transmitter_v1.2_app_note.pdf.
- [Inf01] Infineon. *Wireless Components, ASK/FSK Transmitter 868/433 MHz TDA 5100*. Techn. Ber. Application Note Version 2.1, 2001. URL: <http://img.chipfind.ru/pdf/infineon/tda5100.pdf>.
- [Inf04] Infineon. *Loop-Antenna-Design-Recommendation*. Application Note TDx510x. Infineon Technologies, 2004.
- [Jeg11] Niels Jegendorst. »Entwicklung eines Zellsensors für Fahrzeugbatterien mit bidirektionaler drahtloser Kommunikation«. Masterthesis. Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, 2011.
- [Kam08] Karl-Dirk Kammeyer. *Nachrichtenübertragung - 4. Auflage*. Vieweg+Teubner Verlag, 2008. ISBN: 978-3-8351-0179-1.
- [Kar10] Klaus W. Kark. *Antennen und Strahlungsfelder - Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung - 3., erweiterte Auflage*. Vieweg+Teubner, 2010. ISBN: 978-3-8348-0553-9.
- [Lab09] Silicon Labs. *Antenna Development Guid for the Si4020, Si4320 & Si4420 ISM Band FSK EZRadio[®] Chipsets*. Application Note AN422. Silicon Labs, Inc., 2009. URL: <http://www.silabs.com>.
- [Lab11] Silicon Labs. *Si4010 Antenna Interface and Matching Network Guide*. Application Note AN369. Silicon Labs, Inc., 2011.
- [Lin05] Jürgen Lindner. *Informationsübertragung - Grundlagen der Kommunikationstechnik*. Springer-Verlag, 2005. ISBN: 3-540-21400-3.
- [NDB02] Jan van Niekerk, Farron L. Dacus und Steven Bible. »Introducing Loop Antennas for Short-Range Radios«. In: *Microwaves & RF Radio Systems, Part 5* (2002), S. 80–88. URL: <http://www.mwrf.com/Globals/PlanetEE/Content/18046.pdf>.
- [Nie02] Jan van Niekerk. *Matching Small Loop Antennas to rfPIC[™] Devices*. Application Note AN831. Microchip Technology Inc., 2002. URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00831b.pdf>.

- [Nus09] Heinrich Nuskowski. *Digitale Signalverarbeitung - Grundlagen der digitalen Nachrichtenübertragungssysteme*. Jörg Vogt Verlag, 2009. ISBN: 978-3-938860-19-9.
- [Nus10] Heinrich Nuskowski. *Digitale Signalverarbeitung im Mobilfunk*. Jörg Vogt Verlag, 2010. ISBN: 978-3-938860-26-7.
- [Pla08] Stephan Plaschke. »Experimentalsystem für drahtlose Batteriesensoren«. Diplomarbeit. Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, 2008.
- [PNK04] Jörg Plönnings, Mario Neugebauer und Klaus Kabitzsch. »A Traffic Model for Networked Devices in the Building Automation«. In: *IEEE International Workshop on Factory Communication Systems* (2004), S. 137–145.
- [PS03] John G. Prokaris und Masoud Salehi. *Grundlagen der Kommunikationstechnik*. Pearson Studium, 2003.
- [Püt11] Simon Püttjer. »Diagnosefunktion für Automobil-Starterbatterien mit drahtlosen Zellensensoren«. Diplomarbeit. Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, 2011.
- [RJM00] Christoph Rauscher, Volker Janssen und Roland Minihold. *Grundlagen der Spektrumanalyse*. Website. 2000. URL: http://www.nt.tuwien.ac.at/fileadmin/courses/389087/Spektrumanalyse_RuS-Tutorium.pdf.
- [RK06] Karl Rothammel und Alois Krischke. *Rothammels Antennenbuch - 12. aktualisierte und erweiterte Auflage von Alois Krischke*. DARC Verlag, 2006. ISBN: 3-88692-033-X.
- [RV10] Karl-Ragmar Riemschneider und Jürgen Vollmer. *Förderantrag - Drahtlose Zellensensoren für Fahrzeugbatterien, BATSEN*. Techn. Ber. HAW Hamburg, 2010.
- [Sch06] Katja Schweiger. »Betrachtung zur Energieeffizienz in Funknetzwerken mit geringer Datenrate«. Diss. Technische Universität Dresden, 2006.
- [Sch48] C. Schannon. »A mathematical theory of communication«. In: *The Bell Systems Technical Journal* 27 (1948), S. 623–656.

-
- [Sil] *Si4012 Crystal-less FSK/OOK RF Transmitter*. Datasheet. 2010. URL: <http://www.silabs.com/pages/DownloadDoc.aspx?FILEURL=Support%20Documents/TechnicalDocs/Si4012.pdf>.
- [Smi09] Kent Smith. *Antennas for low Power Applications*. Application Note. RF Monolithics, Inc., 2009. URL: <http://www.rfm.com/products/apnotes/antenna.pdf>.
- [STM10] STMicroelectronics. *Designing an antenna for the M24LR64-R dual interface I²C/RFID device*. Techn. Ber. Application Note AN2972, 2010.
- [WH91] Hans Weinrichter und Franz Hlawatsch. *Stochastische Grundlagen Nachrichtentechnischer Signale*. Springer-Verlag, 1991. ISBN: 3-211-82303-4.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Allgemeines Systemmodell	4
2.2	Äquivalente Tiefpassdarstellung	7
2.3	Übertragungssystem	9
2.4	Linearer Modulator	10
2.5	Signalraumdarstellung für OOK, 2- und 4-ASK	13
2.6	Signalraumdarstellung für QPSK, $M = 4$	14
2.7	Signalraumdarstellung für 16-QAM, $M = 16$	15
2.8	Signalraumdarstellung für FSK	16
2.9	BER in Abhängigkeit von E_b/N_0 bei Übertragung über einen AWGN-Kanal	18
2.10	BER in Abhängigkeit von E_b/N_0 bei Übertragung über einen AWGN-Kanal	19
2.11	Hertzscher Dipol	21
2.12	Vom Parallelschwingkreis zur magnetischen Rahmenantenne	23
2.13	Ersatzschaltbild für eine Schleifenantenne	24
2.14	Schleifenantenne vom ZS „BS0406“, Angaben in mm	26
2.15	Γ -Netzwerk, zur Anpassung von R_- an R_+	26
2.16	Anpassung an einen Verstärker (PA) mittels kapazitiver Anzapfung.	28
2.17	Ersatzschaltbild zu Bild 2.16	28
2.18	Impedanztransformation durch kapazitive Anzapfung	30
2.19	prinzipieller Aufbau eines Zellsensors	33
2.20	Übertragungssystem - allgemeiner Zellsensor und Basisstation . .	34
2.21	Kanalzugriffsverfahren Zellsensoren Klasse 1	37
2.22	FER in Abhängigkeit von der Sensoranzahl n und der Anzahl an Wiederholungen p , $t_{min} = 334$ ms, $t_{max} = 666$ ms, $T_F = 23,5$ ms. . .	40
2.23	Kanalzugriffsverfahren Zellsensoren Klasse 2	41
3.1	Faltdipol	44
3.2	Zellsensor H03IMG06	44
3.3	Schematische Darstellung vom Transmitter-IC, Anpassnetzwerk und Schleifenantenne des ZS H03IMG06.	46
3.4	Modifizierter unbestückter ZS H03IMG06 mit MMCX-Stecker und Anpassnetzwerk	48
3.5	Layout, Angaben in mm	48
3.6	50 Ω -Testplatine	49
3.7	Dimensionen für die Koplanarleitung	49

3.8	Schaltungsentwurf für die 50 Ohm-Testplatine	50
3.9	Transformationsverhalten von konzentrierten Bauelementen im Smith Diagramm	51
3.10	Aufbau zur Messung von S_{11}	51
3.11	Gemessenes Smith-Diagramm der Testplatine, Serienelemente durch Brücken ersetzt, Frequenz Sweep von 250 MHz bis 550 MHz.	52
3.12	Schaltung zur Anpassung an Port 1 ($Z_{OUT} = 50$ Ohm) in Microwave Office, „Testplatine“ stellt das „Subcircuit“ der importierten S1P-Datei dar	53
3.13	Modifiziertes Anpassnetzwerk der ersten Variante nach Bild 3.12(a)	53
3.14	Entfernen des Schutzlacks zur Realisierung eines Kurzschluss	54
3.15	Verschiebung der Referenzebene im Vergleich zu Bild 3.8 aufgrund der Einflüsse von Z_L	54
3.16	Gemessenes Smith-Diagramm der Testplatine nach Verschiebung der Referenzebene gemäß Bild 3.15, Serienelemente durch Brücken ersetzt, Frequenz Sweep von 250 MHz bis 550 MHz.	55
3.17	Schaltung zur Anpassung an Port 1 ($Z_{OUT} = 50$ Ohm) in Microwave Office, „Testplatine“ stellt das neue „Subcircuit“ durch Verschiebung der Referenzebene am NWA der importierten S1P-Datei dar.	55
3.18	Gemessenes (durchgezogene Linie) und simuliertes (gestrichelte Linie) Smith-Diagramm der Testplatine mit einem Anpassnetzwerk gemäß Bild 3.17, Frequenz-Sweep von 400 MHz bis 500 MHz.	56
3.19	Gemessener (durchgezogene Linien) und simulierter (gestrichelte Linie) S_{11} -Parameter der Testplatine mit einem Anpassnetzwerk gemäß Bild 3.17.	56
3.20	Modifizierte Schaltung zur Anpassung nach Bild 3.18	57
3.21	Gemessenes (durchgezogene Linie) und simuliertes (gestrichelte Linie) Smith-Diagramm der Testantenne mit einem Anpassnetzwerk gemäß Bild 3.20, Frequenz-Sweep von 400 MHz bis 500 MHz	58
3.22	Gemessener (durchgezogene Linien) und simulierter (gestrichelte Linie) S_{11} -Parameter der Testantenne mit einem Anpassnetzwerk gemäß Bild 3.20	58
3.23	Versuchsaufbau zur Messung in der Antennenmesskammer	59
3.24	Angaben zur festen und verschiebbaren Rasterplatte, Längenangaben in cm	59
3.25	Transmission S_{12} in Abhängigkeit vom Abstand r bei einer Sendeleistung von -10 dBm	61
3.26	Transmission S_{12} in Abhängigkeit vom Abstand r für 434 MHz Oben: $r = \sqrt{y^2 + d_z^2}$ Verschiebung in y-Richtung, $d_z = 5,5$ cm, $x = 0$ Unten: $r = d_z$, Verschiebung in z-Richtung, $x = y = 0$	62
3.27	Szenario I	63
3.28	Szenario II	64
3.29	Szenario III	64

3.30	Szenario IV	65
3.31	Szenario V	65
3.32	Transmission S_{12} bei geschlossener und offener Motorhaube	66
3.33	Leistungsspektrum von der Empfangsantenne im Motorraum bei laufendem und ruhendem Motor	67
3.34	Leistungsspektrum der Empfangsantenne im Motorraum bei laufendem Motor	68
3.35	Leistungsspektrum der Empfangsantenne im Motorraum bei ruhendem Motor und Betätigung des Funkschlüssels	68
3.36	Übertragungssystem - mehrere Zellsensoren und Basisstation	69
3.37	Zeitdiskretes Systemmodell im äquivalenten Tiefpassbereich	70
3.38	Übertragungsverhalten - mehrere Zellsensoren und Basisstation	70
3.39	Signalpegel am Sender und Empfänger	74
3.40	Spektrum: Empfangsantenne im Motorraum	75
3.41	Leistungsübertragungsfunktion Gauss-Filter im linearen Pegelmaßstab	76
3.42	Bandbegrenzung der Leistungsdichte durch das Empfangsfilter	77
3.43	Transmission S_{12} bei geschlossener und offener Motorhaube	78
3.44	SNR und C_{avgn} für die Szenarien II, III und IV	80
3.45	Auswertung der Kollisionsmatrix, beispielhaft für drei ZSS	90
3.46	Grafische Benutzeroberfläche für die Simulation zur Bestimmung der FER für den ZS der Klasse 1 implementiert Matlab	95
3.47	FER in Abhängigkeit von der Sensoranzahl N , $t_{min} = 334$ ms, $t_{max} = 666$ ms, $T_F = 23,5$ ms	97
3.48	FER in Abhängigkeit von Wiederholung p für sechs ZS, $t_{min} = 334$ ms, $t_{max} = 666$ ms	98
3.49	FER in Abhängigkeit von Wiederholung p gemittelt für sechs ZS, $t_{min} = 334$ ms, $t_{max} = 666$ ms	98
3.50	Vergleich zwischen Gewinn an Faktor Sicherheit und Verlust an Faktor Durchsatz in Abhängigkeit von der Wiederholrate	99
3.51	FER in Abhängigkeit von der Sensoranzahl N , $t_{min} = 334$ ms, $t_{max} = 666$ ms	100
3.52	FER in Abhängigkeit von t_{min}	101
3.53	FER in Abhängigkeit von t_{min} und t_{max} für sechs ZS, $T_F = 23,5$ ms	101
3.54	3-D Modell von der 50 Ω -Testplatine in CST Microwave Office	103
3.55	Smith-Diagramm der 50 Ω -Testplatine mit einem Anpassnetzwerk gemäß Bild 3.20, simuliert mit CST Microwave, Frequenz-Sweep von 200 MHz bis 600 MHz	103
3.56	In CST Microwave Office simulierter S_{11} -Parameter der 50 Ω -Testplatine mit einem Anpassnetzwerk gemäß Bild 3.20	104
A.1	TXLINE	121
A.2	Microwave Office	122

B.1	ZVR und FSR	123
B.2	Transmission S_{12} für die Felder $(1, 3, z)$ für $z = 1 \dots 12$	125
B.3	Transmission S_{12} für die Felder $(1, 4, z)$ für $z = 1 \dots 12$	125
B.4	Transmission S_{12} für die Felder $(1, 5, z)$ für $z = 1 \dots 12$	126
B.5	Transmission S_{12} für die Felder $(2, 1, z)$ für $z = 1 \dots 12$	126
B.6	Transmission S_{12} für die Felder $(2, 2, z)$ für $z = 1 \dots 12$	127
B.7	Transmission S_{12} für die Felder $(2, 3, z)$ für $z = 1 \dots 12$	127
B.8	Transmission S_{12} für die Felder $(2, 4, z)$ für $z = 1 \dots 12$	128
B.9	Transmission S_{12} für die Felder $(2, 5, z)$ für $z = 1 \dots 12$	128
B.10	Transmission S_{12} für die Felder $(3, 1, z)$ für $z = 1 \dots 12$	129
B.11	Transmission S_{12} für die Felder $(3, 2, z)$ für $z = 1 \dots 12$	129
B.12	Transmission S_{12} für die Felder $(3, 3, z)$ für $z = 1 \dots 12$	130
B.13	Transmission S_{12} für die Felder $(3, 4, z)$ für $z = 1 \dots 12$	130
B.14	Transmission S_{12} für die Felder $(3, 5, z)$ für $z = 1 \dots 12$	131
D.1	139

Tabellenverzeichnis

2.1	Darstellung der Abnahme der Feldkomponenten im Fernfeld, Nahfeld und Übergangsbereich	22
2.2	Frequenzaufteilung des 868 MHz-ISM-Bandes und deren Regularien (entnommen aus [FG10])	32
2.3	Klassifizierung der Zellsensoren (entnommen aus[Ilg+11])	35
3.1	Bauelemente für das Anpassnetzwerk nach Bild 3.2(a)	45
3.2	60
3.3	FER in Abhängigkeit von dem Synchronisationsintervall und dem Fehler des Zeitgebers	102
B.1	123

Quellcodeverzeichnis

3.1	Ausschnitt aus Start_normal.m	86
3.2	StartWertGenerierung.m	87
3.3	StartWertVergleich.m	89
C.1	StartM_ASK.m	132
C.2	grundimpuls.m	135
C.3	masksymbole.m	136
C.4	graycode.m	136
C.5	plot_scatter.m	137
D.1	schieberegister.m	138
D.2	Start_normal.m	140
D.3	StartWertGenerierung.m	141
D.4	StartWertManipulation.m	141
D.5	StartWertVergleich.m	142
D.6	KollisionErkennung.m	143
D.7	FERAnzWiederholung.m	145
D.8	StartKlasse2.m	146

A Hilfsmittel

A.1 TXLINE

TXLINE ist ein Programm zur Berechnung von Leiterbahnen von AWR (Applied Wave Research, Inc.). In der Masterarbeit wurde es benutzt, um die 50 Ω -Koplanarleitung für die 50 Ω -Testplatine zu entwerfen (siehe Bild A.1)

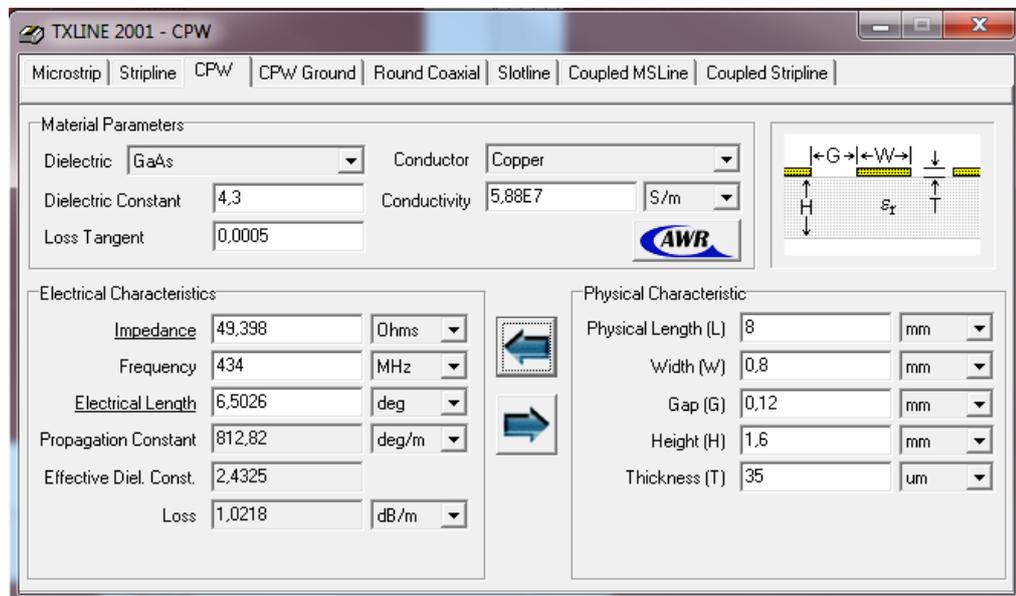


Bild A.1: TXLINE

A.2 AWR Microwave Office

Microwave Office ist ein CAE Programm für die Simulation von Hochfrequenzschaltungen von AWR. Zusätzlich bietet es die Möglichkeiten von elektromagnetischen Simulationen sowie den Entwurf von HF-Schaltungen. In der Masterarbeit wurde das Programm zur Anpassung der 50 Ω -Testplatine genutzt (siehe Bild A.2).

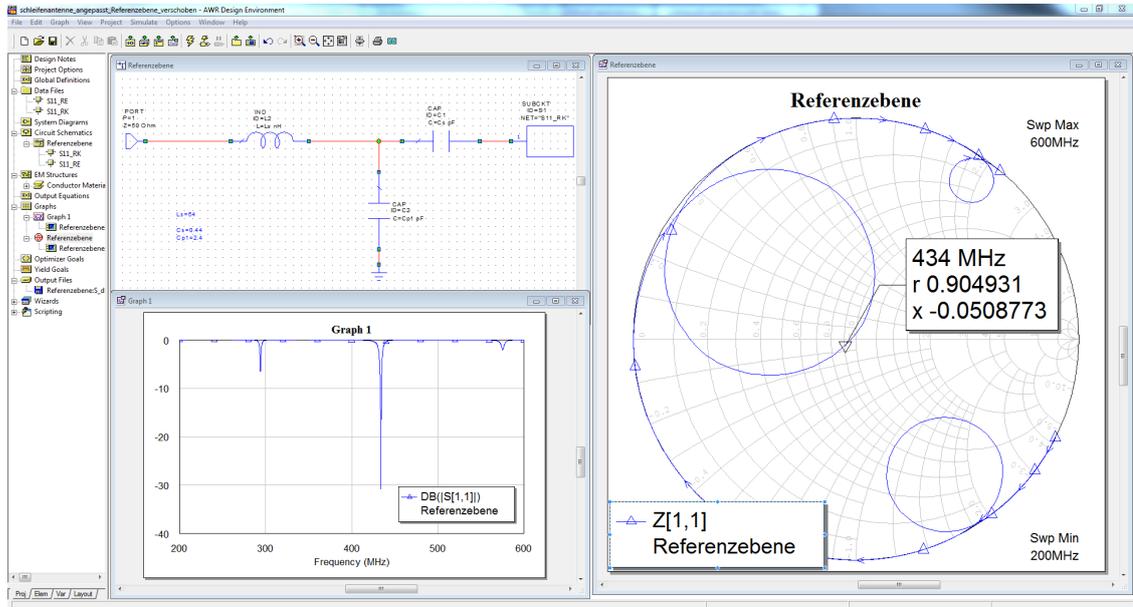


Bild A.2: Microwave Office

B Ergänzungen zur Kanalmessung

B.1 Geräteeinstellungen

Die Kanalmessungen wurden mit Hilfe des Spektrum Analysators FSC3 der Firma Rhode&Schwarz getätigt (siehe Bild B.1(a)). Zur Anpassung der 50 Ω -Testplatine wurde der Netzwerk Analysator ZVR der Firma Rhode&Schwarz genutzt (siehe Bild B.1(b)).



(a) Spektrum Analyzer FSC3



(b) Vector Network Analyzer ZVR

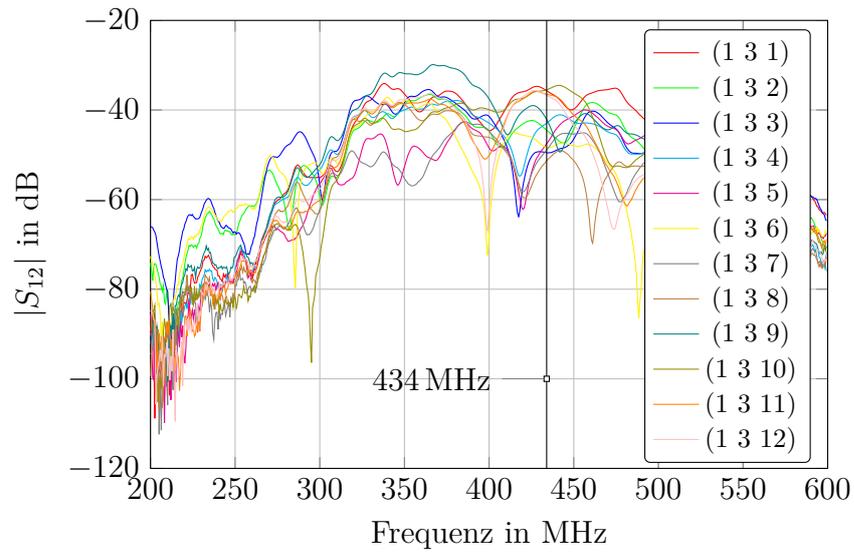
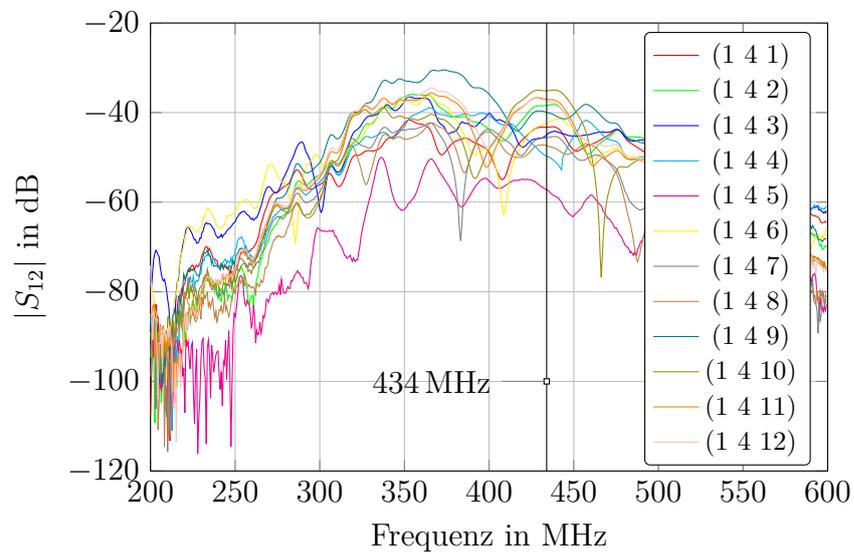
Bild B.1: ZVR und FSR

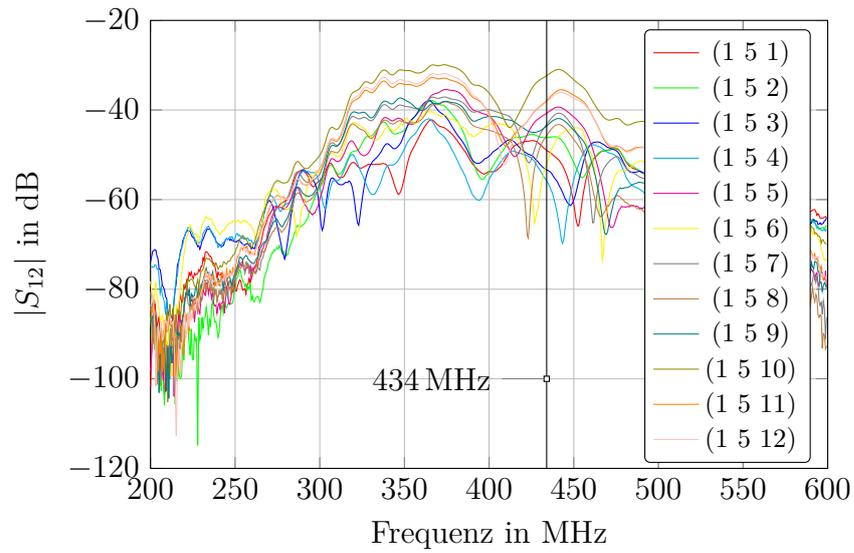
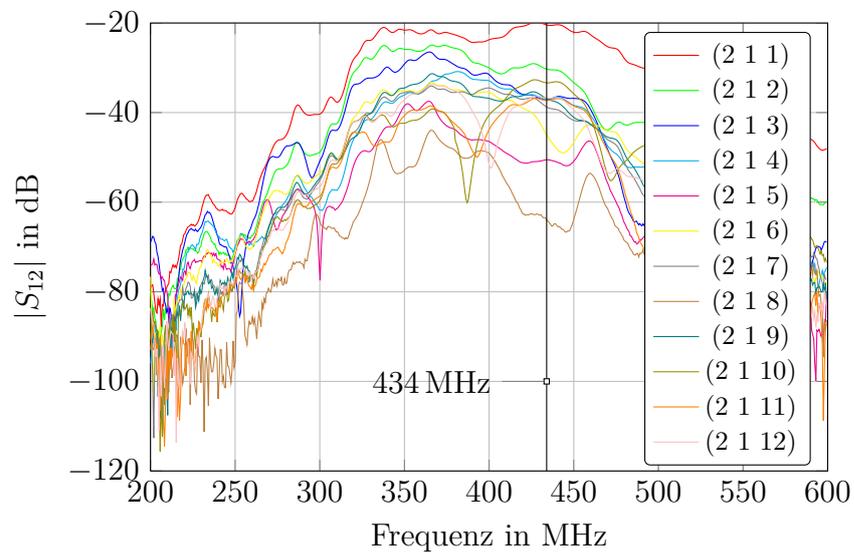
Messung	Gerät	RBW	VBW	Tsweep
Spektrum	FSC3	100 Hz	1 kHz	3,75 s
Transmission	FSC3	300 Hz	300 Hz	4,74 s

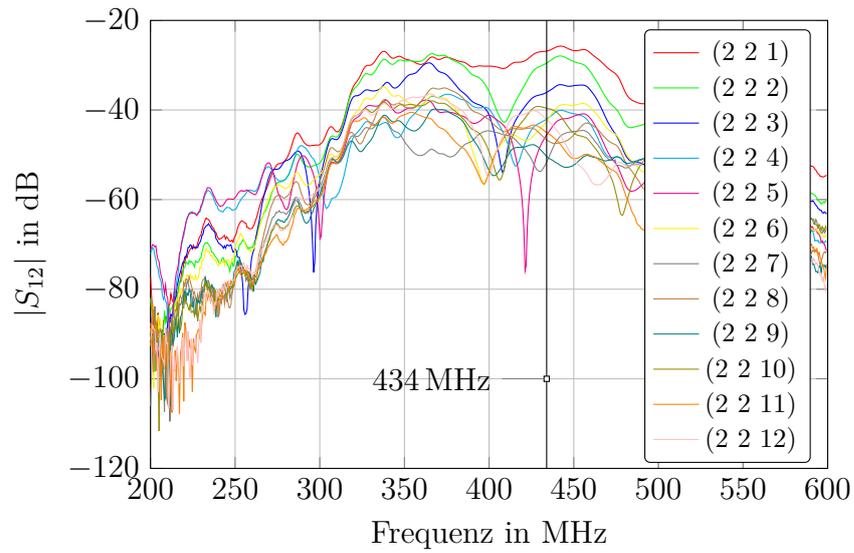
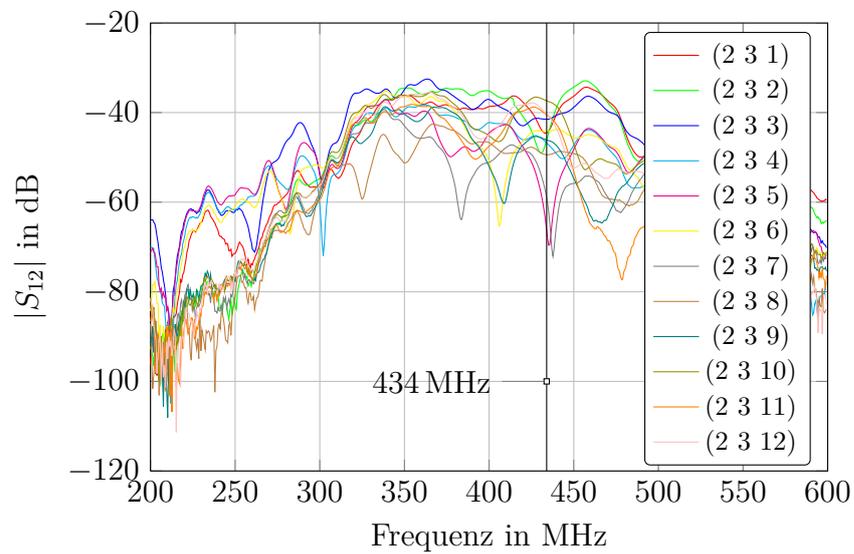
Tabelle B.1:

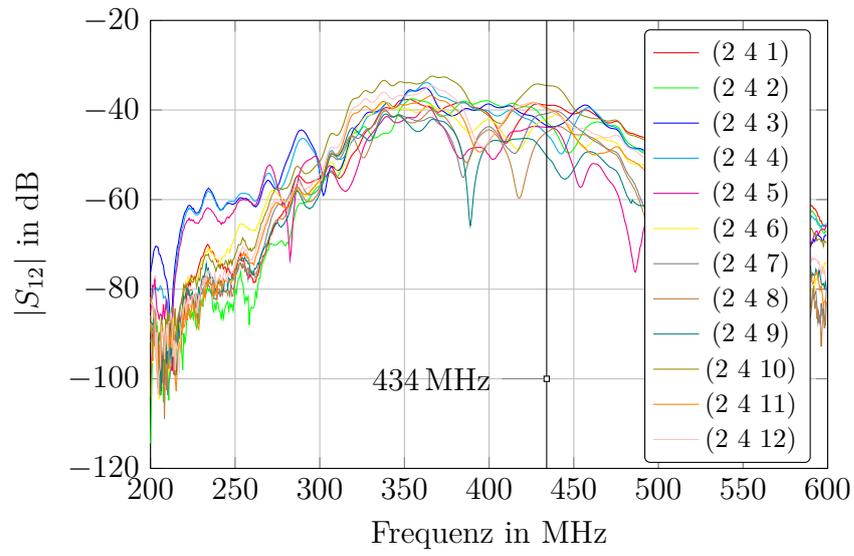
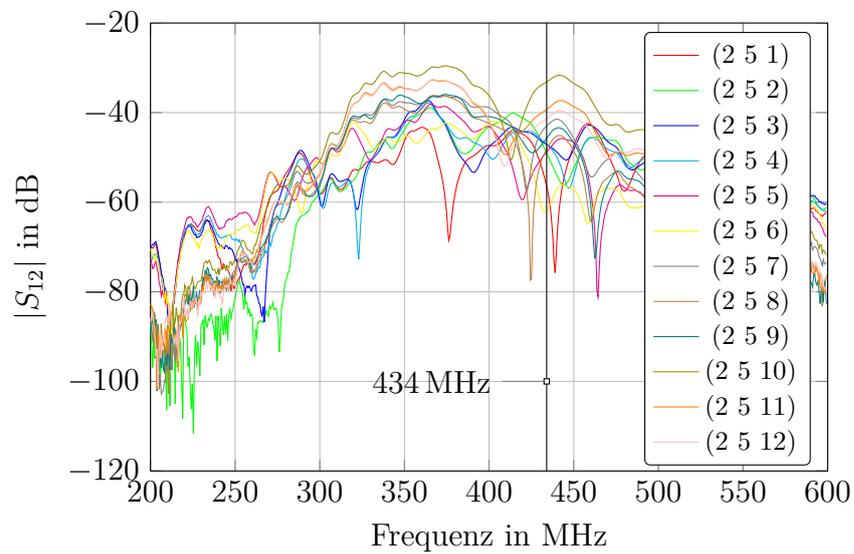
B.2 Zusätzliche Messergebnisse

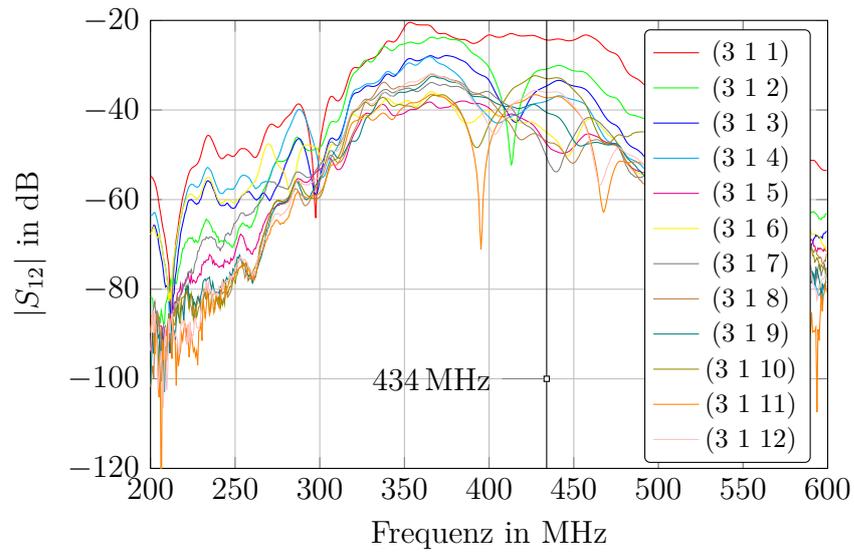
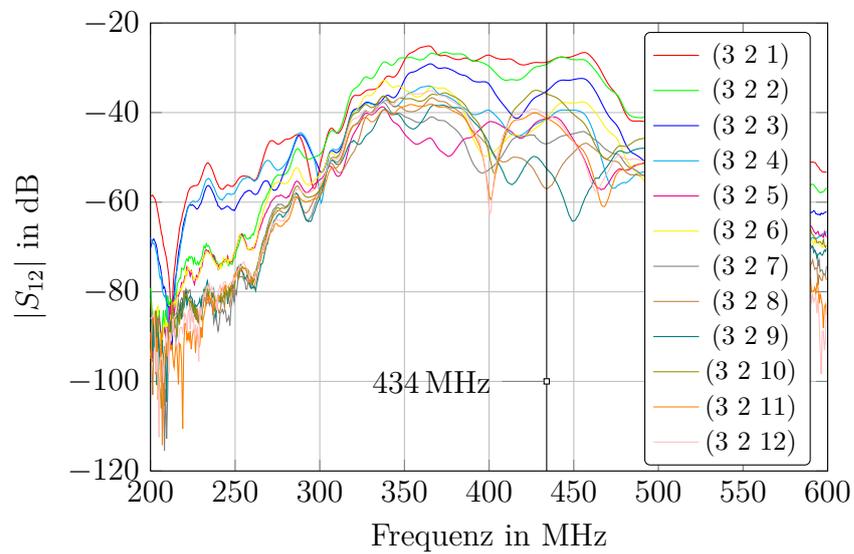
Folgende Messergebnisse stammen aus dem Antennenessraum und stellen die komplette Messreihe dar.

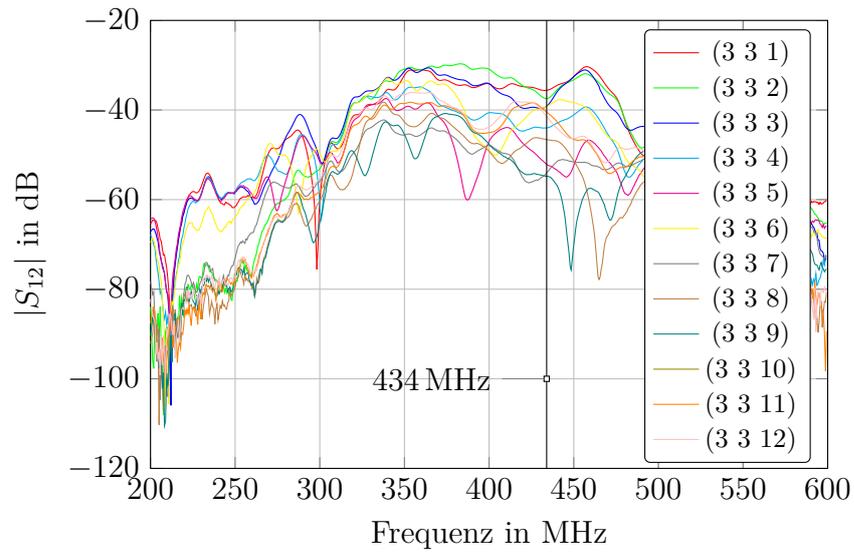
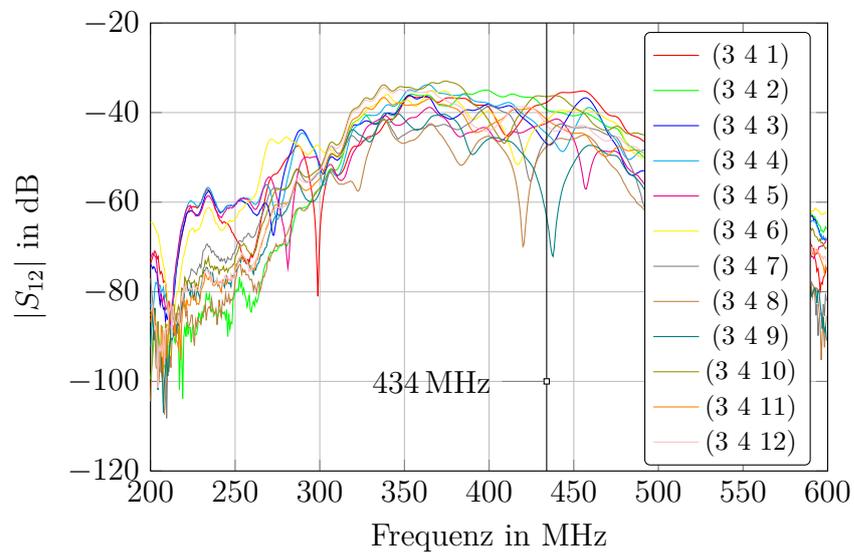
Bild B.2: Transmission S_{12} für die Felder $(1, 3, z)$ für $z = 1 \dots 12$ Bild B.3: Transmission S_{12} für die Felder $(1, 4, z)$ für $z = 1 \dots 12$

Bild B.4: Transmission S_{12} für die Felder $(1, 5, z)$ für $z = 1 \dots 12$ Bild B.5: Transmission S_{12} für die Felder $(2, 1, z)$ für $z = 1 \dots 12$

Bild B.6: Transmission S_{12} für die Felder $(2, 2, z)$ für $z = 1 \dots 12$ Bild B.7: Transmission S_{12} für die Felder $(2, 3, z)$ für $z = 1 \dots 12$

Bild B.8: Transmission S_{12} für die Felder $(2, 4, z)$ für $z = 1 \dots 12$ Bild B.9: Transmission S_{12} für die Felder $(2, 5, z)$ für $z = 1 \dots 12$

Bild B.10: Transmission S_{12} für die Felder $(3, 1, z)$ für $z = 1 \dots 12$ Bild B.11: Transmission S_{12} für die Felder $(3, 2, z)$ für $z = 1 \dots 12$

Bild B.12: Transmission S_{12} für die Felder $(3, 3, z)$ für $z = 1 \dots 12$ Bild B.13: Transmission S_{12} für die Felder $(3, 4, z)$ für $z = 1 \dots 12$

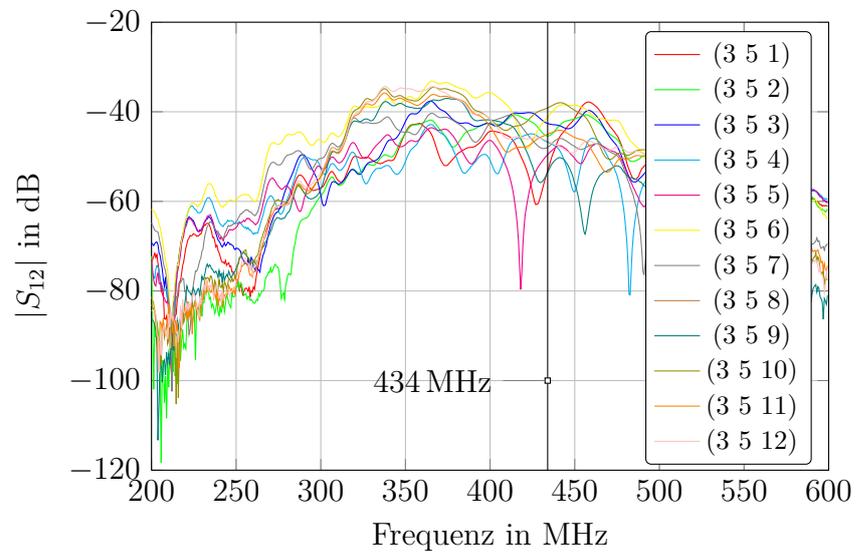


Bild B.14: Transmission S_{12} für die Felder $(3, 5, z)$ für $z = 1 \dots 12$

C Ergänzung zum zeitdiskreten Systemmodell

C.1 Quellcode zur Simulation

Quellcode C.1: StartM_ASK.m

```
1 %% Bestimmung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit für M-ASK
2 % Autor: Raik Kube
3 % Änderungsdatum: 19.09.2011
4 %%
5
6
7 clear all; clc;
8 %% allgemeine Vorgaben
9 fA      = 16e3;                % Abtastfrequenz (in Hz)
10 TA     = 1/fA;                % Abtastintervall
11 fT     = 1e3;                 % Taktfrequenz
12 Ts     = 1/fT;                % Symboldauer
13 ns     = Ts/TA;               % Anzahl der Stützstellen je Symbol
14 N      = 4*1024;              % Punkte im Zeit- bzw. Frequenzbereich
15 f      = linspace(-fA/2, fA/2, N); % Frequenzbereich
16 t      = (-N/2)*TA:TA:(N/2)*TA-TA; % Zeitbereich
17 %%
18
19 %% spezielle Vorgaben
20 M = 1;                        % Valenz/Stufenzahl - M=1 ist OOK
21 Ps = 1;                       % mittlere Sendeleistung
22 EbNoMin = 1;                  % Eb/No Startwert in dB
23 EbNoMax = 15;                 % Eb/No Endwert in dB
24 dEbNo = 1;                    % Schrittweite für Eb/No in dB
25 EbNo = EbNoMin:dEbNo:EbNoMax; % Eb/No Vektor in dB
26 EbNoLin = 10.^(EbNo/10);      % Eb/No Vektor linear
27 if M == 1
28     Us = 1;
29     k = 1;
30     % Theoretische BER für AWGN-Kanal - zur Kontrolle
31     Pb_awgn = 0.5*erfc(sqrt(0.25.*EbNoLin));
32     ModStr = 'OOK'
33 else
```

```

34     k = log2(M); % Anzahl der Bits für gewählte Valenz
35     Us = sqrt(3*Ps/(M^2-1)); % Normierungsfaktor, damit Ps=1
36     % Theoretische BER für AWGN-Kanal - zur Kontrolle
37     Pb_awgn=(2*(M-1)/(M*log2(M)))*qfunc(sqrt((6*log2(M))*EbNoLin./(M^2-1)));
38     ModStr = [num2str(M) '-ASK'];
39 end
40
41 msgLen = 108; % Framelänge in bits
42
43 if msgLen > k
44     while mod(msgLen,k)~=0
45         msgLen = msgLen-1;
46     end
47 elseif msgLen==k
48 else
49     msgLen = k;
50     warning('MATLAB:msgLen','msgLen ist zu klein und wird auf "%d" gesetzt.',
51         msgLen);
52 end
53
54 KM = [1 1 1 1]; % Kanalvektor mit Kanalkoeffizienten
55 kmlen = length(KM); % Länge des Kanalvektors
56 blockanzahl = 5e3; % Anzahl der gesendeten Frames/Blöcke
57 bit_anzahl = blockanzahl*msgLen;
58 %%
59
60 %% Sende-/Formfilter wählen (Grundimpuls)
61 % möglich für Typ sind:
62 % 'rect' - Rechteck,
63 % 'rc' - raised cosine,
64 % 'rrc' - (square) root raised cosine
65 filtOrd = 120; % Filterordnung
66 r = 0.5; % roll-off-Faktor
67 form = 'rrc'; % Shape Form
68 filtDelay = filtOrd/2; % Filter Delay
69 % Anpassung der Filterordnung, damit Simulation durchläuft
70 while mod(filtDelay,ns)~=0
71     filtOrd=filtOrd+1;
72     filtDelay = filtOrd/2;
73 end
74 hs = grundimpuls(filtOrd,Ts,TA,r,form); % Sende filter hs
75 % Matched-Filter he
76 he = hs/max(xcorr(hs)); % Empfangsfilter he
77 K = 1/sum(he.^2); % Normierungsfaktor für die Rauschleistung
78
79 % figure;
80 % stem(0:filtOrd,hs); grid;
81 % title([num2str(form),'-Sendegrundimpuls, FIR-Filterordnung = ',num2str(filtOrd)
82     ]);
83 % xlabel('Abtastwerte'); ylabel('Amplitude');
84 %%

```

```

85 %% Erzeugung der M-1 Symbole
86 bitMap = 0:M-1;
87 alphabet = masksymbole(M);
88 %%
89
90 %% Erzeugung vom Gray-Code und des daraus resultierenden Sendalphabets
91 bitpattern = graycode(M);
92 grayMap = sort(bi2de(bitpattern));
93 alphabet_gray = Us*alphabet(grayMap+1);
94 % plot_scatter(alphabet_gray,Us,M,bitpattern,'ASK');
95 %%
96
97 %% Start der Simulation
98 Pb_sim = 1; % Startwert, wenn die while-Schleife genutzt wird
99 l = 0;
100
101 while Pb_sim > 6e-2
102     l = l+1;
103     EbNoLin = 10.^(EbNo(l)/10);
104     fprintf('Simulation für Eb/No = %d', EbNo(l)); fprintf('dB ... \n'); %Anzeige
105
106     anz_bit_fehler = 0;
107
108     % Berechnung der Rauschleistung
109     No = Ts/(k*EbNoLin); % Ps = 1
110     Pr = K*0.5*No/Ts;
111
112     for blocknummer=1:blockanzahl
113
114         % Erzeugung der Bitsequenz
115         data = randi([0,1],msgLen,1);
116         data = reshape(data,k,[]);
117         data_dec = bi2de(data);
118
119         % mapped Sendesymbole
120         tx = alphabet_gray(data_dec+1);
121         tx_filt = filter(hs,1,upsample([tx; zeros(filtDelay/ns,1)],ns));
122
123         % Darstellung der Sendesymbole als gray-codierte Binärwerte
124         for i = 1:length(tx)
125             idx = find(tx(i)==alphabet_gray);
126             data_gray_tx(i,:) = bitpattern(idx,:);
127         end
128
129         % Übertragung über Kanal
130         wert = randint(1,1,[1,kmLen]); %zufälliger Wert von 1 bis Länge
            Kanalmatrix
131         kk = KM(wert); % Kanalkoeffizient
132         w = sqrt(Pr)*randn(length(tx_filt),1); % Rauschsignal
133         rx_noisy = kk*tx_filt + w; % Sendesignal am Empfänger
134
135         rx_filt = filter(he,1,[rx_noisy; zeros(filtDelay,1)]);
136         rx_filt = rx_filt(2*filtDelay+1:end);

```

```

137     rx = downsample(rx_filt,ns);
138
139     % Decodierung nach euklidischer Distanz
140     for i = 1:length(rx)
141         dist(:,i) = (rx(i)-alphabet_gray).^2;
142         [wert(i),idx_tmp(i)] = min(dist(:,i));
143         data_gray_rx(i,:) = bitpattern(idx_tmp(i),:);
144     end
145
146     anz_bit_fehler = anz_bit_fehler + sum(sum((data_gray_rx-data_gray_tx).
147         ^2));
148
149     end
150     % BER berechnen
151     Pb_sim(l) = anz_bit_fehler/bit_anzahl;
152 end
153
154
155 % --- grafische Darstellung
156 scrsz = get(0,'ScreenSize');
157 fig_BER=figure('Name','BER Plot Window','NumberTitle','off',...
158     'Position',[1 scrsz(4)/(2.5) scrsz(3)/2 scrsz(4)/2]);
159 % semilogy(EbNo(1:l),Pb_sim,'-ob',EbNo(1:l),Pb_awgn(1:l),'-xr');
160 semilogy(1:length(Pb_sim),Pb_sim,'ro-',1:length(Pb_awgn),Pb_awgn,'b*-');
161 grid;
162 title(['BER für ',ModStr]);
163 xlabel('EbNo');
164 ylabel('P_b');
165 legend('P_{b,sim}','P_{b,awgn}');
166
167
168
169 % Zeitplots
170 % setzen der Zeitachse
171 time = 1000*(0:length(tx)-1)/(k*fT);
172 time_filt_tx = 1000*(0:length(tx_filt)-1)/(k*fA);
173 time_filt_rx = 1000*(0:length(rx_filt)-1)/(k*fA);
174
175
176 figure;
177 % Symbole
178 stem(time,tx,'kx'); hold on
179 % Symbole nach Formfilter
180 plot(time_filt_tx,tx_filt,'b-',time_filt_rx,rx_filt,'r-'); % ,time_filt,rx_noisy,'y
181     -'); hold on;
182 % Empfangssymbole
183 stem(time,rx,'go'); hold off;
184 grid;
185 xlabel('Zeit in ms');ylabel('Amplitude');
186 legend('tx','tx_{h_S(t)}','rx_{noise}','rx_{h_E(t)}','rx');
187 set(gca,'XTickLabel',time);

```

Quellcode C.2: grundimpuls.m

```

1 %% Erzeugung der Sendegrundimpulse
2 function g = grundimpuls(filtOrd,Ts,TA,r,form)
3     if mod(filtOrd,2)==1
4         filtOrd = filtOrd+1;
5         warning(['Filterordnung wird auf ',num2str(filtOrd),' gesetzt.'])
6     end
7     n = -filtOrd/2:filtOrd/2;
8     t = n*TA/Ts;
9     switch form
10        case 'rect'
11            g(1:filtOrd+1) = 0;
12            g(filtOrd/2+1-Ts/(2*TA):filtOrd/2+1+Ts/(2*TA))=1;
13        case 'rc'
14            g = sinc(t).*(cos(pi*r*t)./(1-4*(r*t).^2));
15            idx1 = find(n==Ts/(2*r*TA));
16            idx2 = find(n==Ts/(2*r*TA));
17            idx = [idx1 idx2];
18            if ~isempty(idx);
19                g(idx) = sinc(1/(2*r))*pi/4;
20            end
21
22        case 'rrc'
23            g = (sin(pi*t*(1-r))+4*r*t.*cos(pi*t*(1+r)))./(pi*t.*(1-(4*r*t).^2));
24            idx1 = find(n==Ts/(4*r*TA));
25            idx2 = find(n==Ts/(4*r*TA));
26            idx = [idx1 idx2];
27            if ~isempty(idx)
28                g(idx) = r/sqrt(2)*((1+2/pi)*sin(pi/(4*r))+(1-2/pi)*cos(pi
29                    / (4*r)));
30            end
31            g(filtOrd/2+1) = 1-r+4*r/pi;
32    end
end

```

Quellcode C.3: masksymbole.m

```

1 %% Symbole für M-ASK
2 function s = masksymbole(M)
3     if M==1
4         s = [0;1];
5     else
6         s = 1:2:M-1;
7         % oder
8         % s = 1:log2(M);
9         % s = s + s-1;
10        s = [s -s];
11        s = sort(s(1:end))';
12    end
13 end

```

Quellcode C.4: graycode.m

```
1 % Erzeugung eines Graycodes
2 function c = graycode(M)
3     k=log2(M);
4     c = [1;0];
5     for i = 1:k-1
6         c = [zeros(2^i,1) c; ones(2^i,1) flipud(c)];
7     end
8 end
```

Quellcode C.5: plot_scatter.m

```
1 %% Signalraumdarstellung
2 function[] = plot_scatter(alphabet,Us,M,bitpattern,Mod)
3 y = alphabet;
4 % Plot the code constellation.
5 scatterplot(y,1,0,'b. '); % Dots for points.
6 % Include text annotations that number the points in binary.
7 hold on; % Make sure the annotations go in the same figure.
8 str_annot = num2str(bitpattern);
9 annot = str_annot;%dec2bin([0:length(y)-1],log2(M));
10 text(real(y),imag(y)+0.1,annot);
11 set(gca,'XTick',-2:0.25:2);
12 title(['Signalraumdarstellung für ',num2str(M),'-',num2str(Mod)];'Gray-
13     Codierung');
```

D Ergänzung zum Kollisionsmodell

D.1 Erzeugung der Pseudo-Zufallszahlen

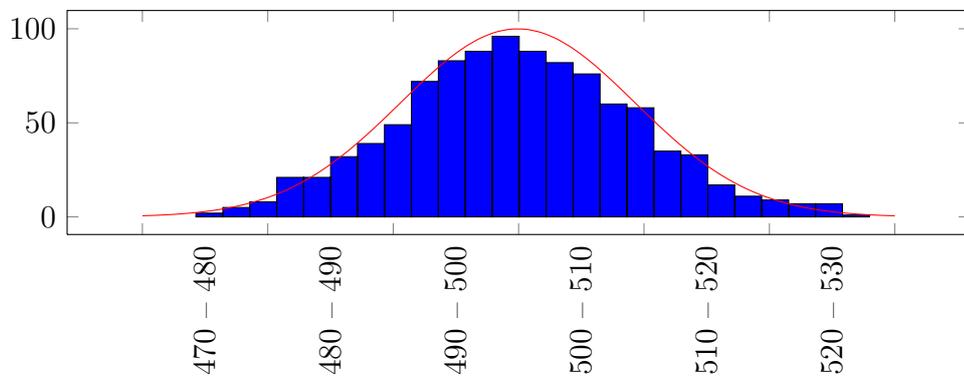
Zur Ermittlung der pseudozufälligen Startwerte für den Zellsensor der Klasse 1 wird ein 28 bit langes Schieberegister benutzt. Da dessen Implementierung in Matlab einen Anstieg der Simulationszeit zur Folge hätte wird die Funktion `rand()` von Matlab selbst benutzt. Um die Gültigkeit dieses Austausches zu prüfen, wurden in jeweils 100 Durchläufen 1000 Zufallszahlen aus dem Intervall 334 bis 666 mit beiden Funktionen erzeugt (siehe Quellcode D.1).

Quellcode D.1: `schieberegister.m`

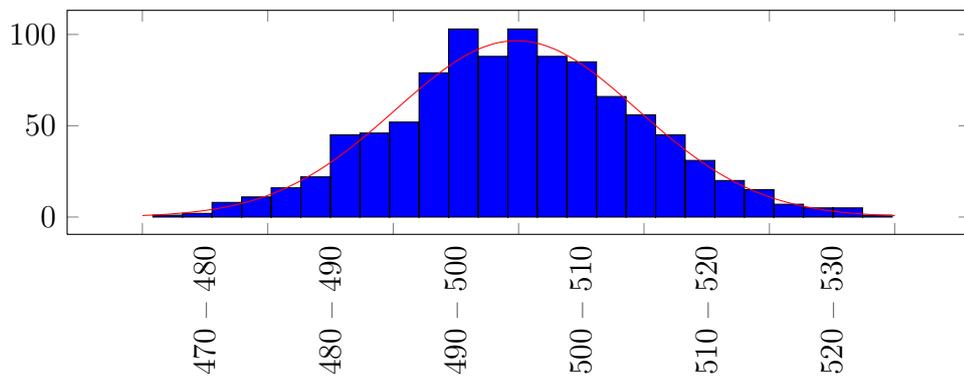
```
1 %% Schieberegister für zufällige Startwerte
2 % Autor: Raik Kube
3 % Datum: 29.11.2009
4 %%
5 clc; clear all;
6 tmin = 334;
7 tmax = 666;
8 nbins = tmax-tmin; % fürs Histogramm
9 R = 1000; % Pakete
10 M = 6; % Sensoranzahl
11
12 sr = fi(500,0,32,0); % schieberegister
13 bla = fi(hex2dec('FFFFFFF'),0,32,0);
14 blo = fi(hex2dec('0000001'),0,32,0);
15
16 %%
17 for i = 1:100
18     % Zufallswerte mit Schieberegister
19     for t = 1:R
20         sr=bitsll(sr,1);
21         srl = bitor(bitand(bitxor(bitsrl(sr,28),bitsrl(sr,19)),blo),sr);
22         sr=bitand(srl,bla);
23         start(t,i) = mod(double(sr),tmin)+tmin;
24     end
25
26     % Zufallswerte mit rand-Funktion
```

```
27 % Go = randi([tmin tmax],R,1);
28 Go(:,i) = tmin + (tmax-tmin).*rand(R,1);
29 end
30 figure(1); hist(mean(start,2),nbins);
31 figure(2);hist(mean(Go,2),nbins);
32 %%
```

Anschließend wurde der Mittelwert über die 100 Durchläufe gebildet und das Histogramm dargestellt. Nach dem zentralen Grenzwertsatz der Wahrscheinlichkeit muss sich das Ergebniss der Form einer Normalverteilung annähern [CS11]. Wie man erkennen kann ist das für beide Funktionen der Fall. Die Mittelwerte und die Streuungen sind nahe zu identisch. Ein Durchlauf zur Bestimmung der Fehlerrate mit dem Matlab-Programm ergab gleiche Ergebnisse. Deshalb wird das Schieberegister im Matlab-Programm durch die Funktion `rand()` ersetzt.



(a) Rand-Funktion, $\sigma = 9,3547$, $\mu = 499,9352$



(b) Schieberegister, $\sigma = 9,6801$, $\mu = 499,8333$

Bild D.1:

D.2 Quellcode

D.2.1 Zellsensor Klasse 1

Quellcode D.2: Start_normal.m
Programm zur Bestimmung der FER

```

1 %% Programm zur Bestimmung der Kollisionswahrscheinlichkeit
2 % Autor: Raik Kube
3 % 08.09.2011
4 %% -----
5 clear all; clc; close all;
6 % Vorgaben
7 t1 = 334; % untere Grenze für das Startintervall
8 Tm = 100; % mittlere Sendezeit
9 t2 = round(2*Tm-t1); % obere Grenze für das Zeitintervall
10 Ts = 23.5; % Framedauer (in Millisekunden)
11 N = 6; % Anzahl der Sensoren
12 W = 100; % mögliche Sendungen/Datenpakete in einem Zeitintervall
13 ZI = 1000; % Anzahl Zeitintervall
14 Repeat = 1; % Anzahl Wiederholungen
15 Tg = W*t1; % Gesamtzeit für ein ZI
16 W = W+2; % Reserve
17
18 % Anfangswerte auf Null setzen
19 offset = zeros(1,N);
20 KollMatrixPast = zeros(W,N);s
21 last_offset(1,:) = offset;
22 GoShapedMatrix = ones(Repeat,N);
23 NumRestShapedMatrix = zeros(Repeat,N);
24
25 % Beginn der Durchläufe der Zeitintervall
26 for zi = 1:ZI
27     % G ... WxN Matrix mit Startwerten für jeden Sensor
28     % S ... WxN Matrix mit aufsummierten Startwerten
29     [G,S] = StartWertGenerierung(t1,t2,W,N,offset);
30
31     % Manipulation von S, damit letzte Startwerte von zi-1
32     % berücksichtigt werden
33     [S,offset,frame,max_frame] = StartWertManipulation(S,N,W,Tg,Ts,offset,G);
34     % Abspeichern des offset als last_offset, zum Vergleich für das
35     % nächste Zeitintervall
36     last_offset(zi+1,:) = offset;
37     frames(zi,:) = frame.';
38
39     % Kollisionsbestimmung
40     KollMatrix = StartWertVergleich(S,max_frame,N);
41
42     % Auswertung der Kollisionen und resultierende Fehlerbestimmung
43     % Rückgabewert ist Fehlermatrix Error und Kollisionsmatrix
44     % KollMatrixPast für Vergleich im nächsten Zeitintervall
45     [Error,KollMatrixPast] = KollisionErkennung(N,max_frame,Ts,last_offset,...

```

```

46     zi,KollMatrix,KollMatrixPast,frames);
47
48     Errors(zi,:) = sum(Error);
49     % PER(:,zi) = sum(Errors(zi,:),1)./sum(frames(zi,:),1);
50
51     % Bestimmung der Framefehlerrate in Abhängigkeit der Wiederholungen
52     [AnzEqualV,AnzFrames] = FERAnzWiederholung(N,Repeat,frame>Error,...
53     GoShapedMatrix,NumRestShapedMatrix);
54     EqualV(:, :, zi) = AnzEqualV;
55     EqualVFrames(:, :, zi) = AnzFrames;
56 end
57 % Berechnung der Framefehlerrate (FER) für nur eine Wiederholung
58 FER = sum(Errors,1)./sum(frames,1);
59 % Berechnung der Framefehlerrate (FER) für mehrere Wiederholungen
60 FER_Repeat = sum(EqualV,3)./sum(EqualVFrames,3);
61 %% -----

```

Quellcode D.3: StartWertGenerierung.m

```

1 %% Funktion zur Erzeugung von zufälligen Startwerten
2 %% -----
3 % ta = t1           % untere Intervallgrenze
4 % tb = t2           % obere Intervallgrenze
5 % R = W             % Anzahl der Datenpakete im Zeitintervall
6 % M = N             % Anzahl Zellensensoren
7 % OFFS = offset     % Offset aus Grenzübergang
8 %% -----
9 function[GO,START] = StartWertGenerierung(ta,tb,R,M,OFFS)
10 % R zufällige Werte aus dem Interval [ta,tb] für M Sensoren
11 % GoI ist RxM - Matrix
12 GoI = ta + (tb-ta).*rand(R,M);
13
14 % Summation für zeitliche Abfolge
15 GO = cumsum(GoI);
16
17 % Startwertmatrix, beinhaltet Offset
18 START = GO + ones(R,1)*OFFS;
19 end
20 %% -----

```

Quellcode D.4: StartWertManipulation.m

```

1 %% Manipulation der Startwertmatrix und Bestimmung des Offsets
2 % Start = S
3 % OFFS = offset
4 % FRAM = frames
5 % M = N
6 % T = Tg
7 % Tl = Ts
8 % z = zi
9 % R = W
10 %% -----
11 function[Start,OFFS,FRAM,MAXFRAM] = StartWertManipulation(Start,M,R,T,...

```

```

12     T1,OFFS,GO)
13
14     % Paket an Grenze zwischen zwei Zeitintervallen finden, grenz gibt
15     % Index der Sensornummer an
16     grenz = find(OFFS>-T1 & OFFS~=0);
17
18     % Wenn Paket an Grenze gefunden (grenz ist nicht leer)
19     if ~isempty(grenz)
20
21         % erster Startwert für jeweiligen Sensor ist der Offset selbst
22         Start(1,grenz) = OFFS(grenz);
23
24         % Bildung der restlichen Startwerte, Offset wird abgezogen
25         Start(2:R,:) = GO(1:R-1,:) + ones(R-1,1)*OFFS;
26     end % Ende if ~isempty(grenz)
27
28     clear grenz
29
30     % Bestimmung vom Offset (OFFS), Durchlauf Pro Sensor
31     for n = 1:M
32
33         % ersten Index finden bei dem der Startwert größer als der
34         % zulässige Wert T (T=Tg=W*t1) ist
35         index_out(n) = find(Start(:,n) > T,1,'first');
36
37         % Alle Werte die T überschreiten, werden auf NaN gesetzt und gehen
38         % so nicht mehr in die Rechnung ein
39         Start(index_out(n):end,n) = NaN;
40
41         % Falls bereits der erste Startwert größer als T ist, ist der
42         % Offset Null, andernfalls berechnet er sich aus dem letzten
43         % Startwert, der noch im Raster ist, minus T
44         if index_out(n)==1
45             OFFS(n) = 0;
46         else
47             OFFS(n) = Start(index_out(n)-1,n) - T;
48         end
49
50         % Anzahl der gesendeten Pakete, NaN wird nicht gezählt
51         FRAM(n) = numel(find(abs(Start(:,n))>=0)); % geht auch ohne abs()
52     end
53
54     % Bestimmung, welcher Sensor in dem Raster die meisten Pakete sendet,
55     % die Startwertmatrix (Start) wird dann dahinter abgeschnitten
56     MAXFRAM = max(FRAM);
57     Start(MAXFRAM+1:end,:)=[];
58 end
59 %% -----

```

Quellcode D.5: StartWertVergleich.m

```

1 %% Bildung der Kollisionsmatrix Kmatrix
2 function [Kmatrix] = StartWertVergleich(Start,R,M)

```

```

3   S1 = Start.';
4   K1 = ones(R*M,1)*S1(1:R*M);
5   K2 = K1.';
6   Kmatrix = triu(abs(K2-K1));
7   end

```

Quellcode D.6: KollisionErkennung.m

```

1  %% Kollisionserkennung und Fehlerbestimmung
2  % M = N
3  % R = W
4  % T = Ts
5  % last_offs = last_offset
6  % ti = zi
7  % Kx = KollMatrix
8  % Ky = KollMatrixPast
9  % fram = frames
10 % Ky = KollMatrixPast
11 %% -----
12 function [Err,Ky] = KollisionErkennung(M,R,T,last_offs,ti,Kx,Ky,fram)
13     % Anfangswerte auf Null setzen
14     Koll = zeros(1,M);
15     Err = Koll;
16
17     % Durchlauf für jeden Sensor
18     for n = 1:M
19         z = n;
20         w = 0;
21
22         % Durchlauf, falls ein Paket im letzten Zeitintervall anfing und im
23         % momentanen Zeitintervall weitergeht, Fehler dürfen hier nicht
24         % doppelt gezählt werden, ist last_offs also größer als die
25         % Paketdauer T, erstreckt sich das Paket bis ins nächste
26         % Zeitintervall
27         if last_offs(ti,n) > -T && last_offs(ti,n)~=0
28             for m = z:M:M*R
29                 w = w+1;
30
31                 % Zeilendurchlauf
32                 K4 = sum(numel(find(Kx(1:m-1,m)<T)));
33
34                 %Spaltendurchlauf
35                 K5 = sum(numel(find(Kx(m,m+1:end)<T)));
36
37                 % Anzahl der gefundenen Kollisionen
38                 Koll(w,n) = K4 + K5;
39
40                 % Wenn Kollision (Koll > 0) im momentanen Zeitfenster und
41                 % Paket hatte schon Kollision (Ky > 0) im letzten
42                 % Zeitfenster, ist es kein Fehler mehr
43                 if Koll(w,n)>0 && Ky(w,n)>0
44                     Err(w,n)=0;
45

```

```

46         % Wenn Kollision (Koll > 0) im momentanen Zeitfenster und
47         % Paket hatte keine Kollision (Ky == 0) im letzten
48         % Zeitfenster, ist es ein Fehler
49         elseif Koll(w,n)>0 && Ky(w,n)==0
50             Err(w,n)=1;
51
52         % keine Kollision aufgetreten
53         else
54             Err(w,n) = 0;
55         end % Ende if Koll(w,n)>0 && Ky(w,n)>0
56
57     end % Ende for m = z:M:M*R
58
59     % Durchlauf, falls Paket nicht über zwei Zeitintervalle geht,
60     % weniger Abfragen nötig
61     else
62
63         for m = z:M:M*R
64             w = w+1;
65
66             % Zeilendurchlauf
67             K4 = sum(numel(find(Kx(1:m-1,m)<T)));
68
69             %Spaltendurchlauf
70             K5 = sum(numel(find(Kx(m,m+1:end)<T)));
71             Koll(w,n) = K4 + K5;
72
73             % Kollision aufgetreten, ein Fehler
74             if Koll(w,n) > 0
75                 Err(w,n) = 1;
76
77             % keine Kollision, kein Fehler
78             else
79                 Err(w,n) = 0;
80             end % Ende if Koll(w,n) > 0
81
82         end % Ende for m = z:M:M*R
83
84     end % Ende if last_offs(ti,n) > -T && last_offs(ti,n)~=0
85
86     % Kollision aus dem letzten Zeitintervall wieder auf Null setzen
87     Ky(:,n) = 0;
88
89     % wenn Pakete gesendet wurden und ein Sensor ein Paket über zwei
90     % Zeitintervalle sendet und eine Kollision geschah, muss die
91     % Kollision zur Fehlerbetrachtung im nächsten Zeitintervall
92     % übernommen werden, da Anzahl der Pakete zufällig ist, wird die
93     % Zeile in der die letzte Kollision auftrat (also die Paketanzahl
94     % fram), Ky zugeteilt
95     if fram(ti,n)~=0
96         Ky(fram(ti,n),n) = Koll(fram(ti,n),n);
97     end % Ende fram(ti,n)~=0
98

```

```

99     end           % Ende for n = 1:M
100
101 end
102 %% -----

```

Quellcode D.7: FERAnzWiederholung.m

```

1  %% Auswertung der Fehlermatrix Error in Abhängigkeit von der Wiederholrate
2  % M = N
3  % V = Repeat
4  % F = frame
5  % Err = Error
6  % StartShapedMatrix = GoShapedMatrix
7  % SumRestShapedMatrix = NumRestShapedMatrix
8  %% -----
9  function [NumEqualV, SumFrames] = FERAnzWiederholung(M, V, F, Err, ...
10     StartShapedMatrix, SumRestShapedMatrix)
11
12     % Durchlauf pro Sensor
13     for n = 1:M
14
15         % Durchlauf pro Wiederholanzahl
16         for v = 1:V
17
18             % Anzahl der Zeilen der Fehlermatrix Err, die pro Sensor
19             % ausgewertet werden müssen
20             L1(n) = length(StartShapedMatrix(v, n) : F(n));
21
22             % Bestimmung wieviel Pakete übrig bleiben
23             RestModFrames(v, n) = mod(L1(n), v);
24
25             % Länge des auszuwertenden Vektors, der durch reshape geformt
26             % werden kann
27             L2(n) = length(StartShapedMatrix(v, n) : F(n) - RestModFrames(v, n));
28
29
30             OffsetSearchLength(v, n) = v - RestModFrames(v, n);
31
32             % Summe der Elemente, die zu Beginn durch den Offset nicht
33             % berücksichtigt werden
34             SumBeginShapedMatrix(v, n) = sum(Err(1:StartShapedMatrix(v, n)...
35             -1, n));
36
37             % Summe der Elemente, die außerhalb der ShapedMatrix liegen
38             SumOutShapedMatrix(v, n) = SumBeginShapedMatrix(v, n) + ...
39             SumRestShapedMatrix(v, n);
40
41             % Umordnung der Err-Matrix in eine v x (L2(n)/v) - Matrix
42             ShapedMatrix = reshape(Err(StartShapedMatrix(v, n) : F(n) - ...
43             RestModFrames(v, n), n), v, L2(n) / v);
44
45             % Startwert der neuen ShapedMatrix bestimmen
46             StartShapedMatrix(v, n) = v - OffsetSearchLength(v, n) + 1;

```

```

47
48     % Summe der Elemente, die zum Ende nicht mehr berücksichtigt
49     % werden
50     SumRestShapedMatrix(v,n) = sum(Err(L2(n)+1:end,n));
51
52     % Anzahl der Pakete bestimmen, entspricht der Länge der
53     % ShapedMatrix falls RestModFrames Null ist, ein Paket mehr,
54     % falls größer Null, da ja dann ein Paket an der Grenze lag
55     if RestModFrames(v,n)==0
56         SumFrames(v,n) = length(ShapedMatrix);
57     else
58         SumFrames(v,n) = length(ShapedMatrix)+1;
59     end
60
61     % Summe über die Zeilen, falls Summe gleich v entspricht, gab
62     % es v Fehler nacheinander
63     SumShapedMatrix = sum(ShapedMatrix,1);
64     NumEqualV(v,n) = numel(find(SumShapedMatrix == v) & ...
65     SumOutShapedMatrix(v,n) == v);
66
67     clear ShapedMatrix
68     end     % Ende for v = 1:V
69     end     % Ende for n = 1:M
70 end
71 %% -----

```

D.2.2 Zellensensor Klasse 2

Quellcode D.8: StartKlasse2.m

```

1 %% StartNormal Klasse 2
2 % Programm zur Bestimmung der FER für die Zellensensorklasse 2
3 % Autor: Raik Kube
4 % date: 11.11.2011
5 %% -----
6 clc; clear all;
7
8 % Vorgaben, entnommen aus Masterarbeit Jegenhorst
9 % Framedauer
10 Tzs = 21.6;
11 % zusätzlicher Abstand
12 Treserve = 13.4;
13 % Abstand zwischen zwei Startwerten
14 dstart = Tzs+Treserve;
15 % Zeitdauer der Messaufnahme
16 tmess = 8;
17 % Anstand zwischen Messaufnahme und Sendung
18 dMessSend = 25;
19 % Zeitfauer für SynchSignal
20 tsync = 13;
21 % Abstand zwischen Mess und Sync

```

```

22 dMessSync = 10;
23 % Abstand zwischen letzter Sendung und Sync
24 dtsync = 18.4;
25 % Zeitdauer zwischen letzter Sendung und neuer erster Sendung
26 tbegin = tmess+tsync+dtsync+dMessSync+dMessSend;
27
28 harald = tmess+dMessSend;
29 bernd = tbegin-dtsync;
30
31 % Sensoranzahl
32 N = 6;
33
34 % Sendeintervall minus tbegin
35 tiv = (N-1)*dstart;
36
37 % Anzahl der Pakete, die in einer Sync-Periode gesendet werden
38 frames = 3;
39
40 % Fehler der Zeitgeber
41 terrorZS = 10/100;
42 terrorBS = 1/1000;
43 % Fehlerintervall der Zeitgeber
44 errmaxZS = terrorZS*(tiv+tbegin); errminZS = -errmaxZS;
45 errmaxBS = terrorBS*(tiv+tbegin); errminBS = -errmaxBS;
46
47
48 S(:, :, 1) = zeros(frames, N);
49 Sync(1, :) = bernd*ones(1, frames+1);
50
51 % Anzahl der Sync-Perioden, in einem ZI werden x Pakete übertragen
52 ZI = 1000;
53
54 for zi = 2:ZI+1
55     Sync(zi, :) = -bernd:tiv+tbegin:frames*(tiv+tbegin)-bernd;
56     % Startvektor
57     s = 0:dstart:frames*tiv+(frames-1)*dstart;
58     % Startwertmatrix
59     S(:, :, zi) = vec2mat(s, N);
60
61 %     % Wenn Startpaket von Zellsensor1 mit Sync-Paket kollidiert, kann er
62 %     % nicht synchronisiert werden und läuft weiter
63 %     if (S(frames, 1, zi-1)-Sync(zi-1, frames)) < harald
64 %         S(1, 1, zi) = errminZS + (errmaxZS-errminZS).*rand(1, 1);
65 %     end
66 %
67 %     % Wenn Startpaket von ZellsensorN mit Sync-Paket kollidiert, kann er
68 %     % nicht synchronisiert werden und läuft weiter
69 %     if (S(frames, N, zi-1)-Sync(zi-1, frames+1)) < 0
70 %         S(1, N, zi) = tiv + (errminZS + (errmaxZS-errminZS).*rand(1, 1));
71 %     end
72
73 % Manipulation der Startwertmatrix, Zufügen des Timerfehlers
74 for i = 2:frames

```

```

75     TErrorZS = errminZS + (errmaxZS-errminZS).*rand(1,N);
76     TErrorBS = errminBS + (errmaxBS-errminBS).*rand(1,1);
77     Sync(zi,i) = Sync(zi,i)+TErrorBS;
78     S(i,:,zi) = S(i,:,zi)+tbegin-dstart-(i-2)*(dstart-tbegin)+TErrorZS;
79     end
80
81     % Bestimmung der Kollisionsmatrix
82     if frames == 1
83         S1 = S(:, :, zi);
84     else
85         S1 = S(:, :, zi).';
86     end
87     K = ones(frames*N,1)*S1(1:frames*N);
88     Kmat = triu(abs(K.-K));
89
90     % Kollisions- und Fehlererkennung
91     for n = 1:N
92         z = n;
93         w = 0;
94         for m = z:N:frames*N
95             w=w+1;
96             K4 = sum(numel(find(Kmat(1:m-1,m)<Tzs)));
97             K5 = sum(numel(find(Kmat(m,m+1:end)<Tzs)));
98             Koll(w,n) = K4 + K5;
99             if Koll(w,n) > 0
100                 Error(w,n) = 1;
101             else
102                 Error(w,n) = 0;
103             end
104         end
105     end
106     Errors(zi,:) = sum(Error);
107 end
108
109 % Framefehlerwahrscheinlichkeit
110 FER = sum(Errors)./(zi*frames)
111 mean(FER)
112 hfig = figure(1);
113 bar(FER);
114 xlabel('Sensor'); ylabel('FER')
115 grid;
116 %% -----

```

Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 1. Dezember 2011

Ort, Datum

Unterschrift