

Hochschule Magdeburg-Stendal  
Fachbereich Ingenieurwissenschaften und Industriedesign (IWID)  
Institut für Elektrotechnik

# Masterarbeit

zur Erlangung des Grades Master of Engineering  
im Studiengang Elektrotechnik – Gebäudesystemtechnik

Thema: Validierung der Einfallswinkelbestimmung von UHF-RFID-Signalen

Eingereicht von: **Georg Schmidt**

Angefertigt für: ifak Magdeburg e.V.

Matrikel: 20113425

Ausgabetermin: 01. November 2016

Abgabetermin: 09. April 2017

Schulischer Betreuer: Herr Prof. Dr.-techn. Sebastian Hantscher

Betrieblicher Betreuer: Herr Dr.-Ing. Lutz Rauchhaupt

.....  
1. Prüfer

.....  
2. Prüfer

## I. Kopie der Aufgabenstellung

Diese Masterarbeit soll einen Beitrag zur Ermittlung der Position von passiven Radio Frequency Identification (RFID) Transpondern für den UHF-Frequenzbereich liefern. Da diese Transponder bereits heute in vielen Anwendungsfeldern der Produktion und Logistik ihre Verwendung finden. Die zusätzliche Positionsbestimmung ermöglicht eine Vielzahl neuer Anwendungen in den Fertigungs- und Logistikprozessen, da zusätzlich zu den Daten der identifizierten Objekte auch die Positionen der Objekte zur Verfügung stehen. Anwendungsfälle sind z.B. die Überwachung und das Finden von Gütern im Warenfluss bzw. Produktionsprozess, der Diebstahlschutz oder das Bereitstellen von ortsbezogenen Diensten. Für die Ermittlung der Position von passiven Radio Frequency Identification (RFID) Transpondern für den UHF-Frequenzbereich wurde ein Mehrkanal-RFID-Lesegerät entwickelt. Dieses verfügt über vier Empfangskanäle und ist mit einem Antennenarray ausgestattet. Damit ist die Ermittlung des Winkels zu passiven RFID-Tags möglich. Zur Erhöhung der Lokalisierungsgenauigkeit von passiven RFID-Tags sollen Algorithmen zur Winkelschätzung eingesetzt werden. In der Arbeit sollen die Basis für Winkelschätzungsalgorithmen für passive RFID-Tags geliefert werden. Ziel soll es sein, die Möglichkeiten und Grenzen bei der Ermittlung der Phase und Phasendifferenz der einfallenden elektromagnetischen Wellen zu analysieren. Dies umfasst:

- Programmierung und Inbetriebnahme der notwendigen Hardware-Komponenten
- Implementierung von Algorithmen zur Aufnahme und Auswertung der unterschiedlichen Messdaten
- Validierung der Phasen- und Phasendifferenzbestimmung von passiven RFID-Tags

## II. Kurzreferat

Validierung der Einfallswinkelbestimmung von UHF-RFID-Signalen

Schmidt, Georg

Hochschule Magdeburg – Stendal

Fachbereich Ingenieurwissenschaften und Industriedesign

Masterarbeit-Nr.: 20113425

87 S.; 68 B.; 7 Tab.; 1 Anlage

In dieser Arbeit werden die wesentlichen Grundlagen der UHF-RFID-Kommunikation besprochen, ein Konzept zur Verarbeitung hochfrequenter RFID-Signale auf Basis der Quadraturdemodulation erörtert und die Realisierung dieses Konzeptes behandelt, bei dem ein FPGA zur Ansteuerung eines RFID-Lesegerätes verwendet wurde. Mithilfe dieses Lesegerätes sollte die Phaseninformation eines RFID-Transponder-Signals erfasst und ausgewertet werden. Das Konzept sieht weitere Lesegeräte vor, zwischen denen diese Phaseninformationen verarbeitet und daraus der Einfallswinkel bestimmt werden soll. Durch Messungen von Transponder-Signalen wurde dieses Funktionsprinzip und die Eignung dieser Signale geprüft.

The basics of UHF RFID communication, a concept of processing RFID signals with a quadrature demodulator, and the implementation of this concept is discussed in this master thesis. An FPGA is used to control the needed RFID readers. The response signals of UHF RFID tags will be analyzed to get phase information. This phase is an important step to get the Angle of Arrival.

### **III. Selbstständigkeitserklärung**

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Masterarbeit selbstständig und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur und Hilfsmittel angefertigt habe.

Leipzig, den 27.03.2017

.....  
Unterschrift des Verfassers

---

## IV. Inhaltsverzeichnis

I.	Kopie der Aufgabenstellung.....	1
II.	Kurzreferat.....	2
III.	Selbstständigkeitserklärung .....	3
IV.	Inhaltsverzeichnis .....	4
V.	Formelzeichen und Abkürzungen.....	7
1.	Einleitung .....	9
2.	Grundlagen .....	11
2.1	Radio Frequency Identification.....	11
2.1.1	Funktionsweise .....	11
2.1.2	Physikalisches Signal .....	14
2.1.3	Backscatter-Link Frequency.....	21
2.1.4	Query Command .....	22
2.1.5	Ablauf der Kommunikation.....	23
2.2	Quadraturdemodulation .....	24
2.3	Mathematische Herleitung zur Phasenbestimmung.....	25
3.	Methoden für die Einfallswinkelbestimmung .....	28
3.1	Überblick .....	28
3.2	Konzepte .....	29
3.3	Realisierung der Konzepte.....	33
3.4	Kriterien zur Evaluierung .....	33
4.	Implementierung.....	35
4.1	Einleitung.....	35
4.2	Hardware.....	38
4.2.1	RFID Reader.....	38
4.2.2	FPGA.....	41

---

4.2.3	Empfangsantennen.....	42
4.2.4	Oszilloskop .....	42
4.3	Software .....	43
4.3.1	VHDL-Code für die Inbetriebnahme des FPGA .....	43
4.3.2	Auswertung mit Matlab .....	47
5.	Evaluierung.....	50
5.1	Einleitung.....	50
5.2	Analyse der Ausgangssignale des AS3992.....	50
5.3	Test des Funktionsprinzips .....	51
5.4	Verarbeitung der Ausgangssignale .....	53
5.5	Varianten zur Berechnung des Phasenwinkels .....	55
5.6	Einfluss der Codierungen.....	58
5.6.1	FM0-Codierung .....	58
5.6.2	Miller-2-Codierung.....	62
5.6.3	Miller-8-Codierung.....	64
5.6.4	Vergleich der Codierungen und BLF .....	67
5.7	Wiederholung der Messungen .....	67
5.8	Glättung der Messwerte .....	68
5.9	Untersuchung der Pilottöne.....	70
5.10	Entfernungsauflösung .....	71
5.11	Anwendung unter Testbedingungen .....	72
5.12	Bewertung der Messergebnisse .....	74
6.	Zusammenfassung .....	76
7.	Ausblick.....	77
8.	Quellenverzeichnis .....	78
9.	Anhang .....	81



## V. Formelzeichen und Abkürzungen

<b>Formelzeichen</b>	<b>Benennung</b>	<b>Einheit</b>
$A_w$	Antennenwirkfläche	$m^2$
$\alpha$	Winkel/Einfallswinkel	Grad
BLF	Backscatter-Link Frequency	Hz
$c$	Lichtgeschwindigkeit	m/s
DR	Divide Ratio	-
$f$	Frequenz	Hz
$\lambda$	Wellenlänge	m
P	Sendeleistung	W
$r$	Entfernung	m
$\sigma$	Radarquerschnitt	$m^2$
$T_{pri}$	Zeit pulse repetition interval	s
$\tau$	Signallaufzeit	s
$\varphi$	Phasenwinkel	Grad

AOA	Angle of Arrival
ASK	Amplitude Shift Keying
BLF	Backscatter-Link Frequency
CW	Continous Wave
DOA	Direction of Arrival
DR	Divide Ratio
DSB	Double Side Band
FDX	Full Duplex
FPGA	Field Programmable Gate Array
HDX	Half Duplex
IC	Integrated Circuit/Integrierter Schaltkreis
LF	Low Frequency
NFC	Near Field Communication
PIE	Pulse Interval Encoding
PR-ASK	Phase Reversal Amplitude Shift Keying
PRI	Pulse Repetition Interval
QR	Quick Response
RFID	Radio Frequenzy Identification
RN16	Random Number 16
RTcal	Reader-zu-Transponder-Kalibrierung
SEQ	Sequential
SUHF	Super Ultra High Frequency
SSB	Single Side Band
TDOA	Time Difference of Arrival
TOA	Time of Arrival
TRcal	Transponder-zu-Reader-Kalibrierung
UHF	Ultra High Frequency

## 1. Einleitung

Sowohl zur Entfernungsmessung als auch zur Identifikation von Objekten, Gütern und Warenflüssen werden im industriellen Umfeld häufig optische Verfahren eingesetzt, wie Laser-Entfernungsmesser und Strichcode-Scanner. Diese haben allerdings den Nachteil, dass sie eine Sichtverbindung benötigen und damit durch äußere Einflüsse wie verunreinigte Luft (Dämpfe, Rauch, Staub) gestört oder durch andere Objekte verdeckt werden können. Optische Identifikationsverfahren, die die Identifikation über die in Barcode- oder QR-Code-Etiketten enthaltenen Informationen realisieren, stoßen an ihre Grenzen, wenn die eingesetzten Etiketten beschädigt, verschmutzt oder nicht zum Auslesegerät gerichtet sind. Diese Nachteile werden durch den Einsatz von RFID-Systemen (Radio Frequency Identification) wettgemacht. Dabei werden sogenannte RFID-Tags – kleine Transponder in Etikettenform – eingesetzt, die über magnetische Kopplung oder elektromagnetische Wellen ausgelesen werden können. Daneben bieten diese Transponder eine gute Maschinenlesbarkeit, Datensicherheit, schnelle Lesegeschwindigkeit, hohe Datendichte sowie eine höhere Reichweite, weshalb sie zunehmend in Logistik und Industrie eingesetzt werden [1].

Des Weiteren werden RFID-Systeme zur Navigation verwendet, bspw. für fahrerlose Transportsysteme in Containerhäfen, indem ein Raster mit RFID-Transpondern im Boden eingelassen wird, an dem sich die Fahrzeuge orientieren können [2]. Ebenso wird RFID bereits zur Ortung eingesetzt, beispielsweise um Gabelstapler mit einer bestimmten Ladung zu verfolgen [3]. Hier werden allerdings im Gegensatz zur Warenetikettierung aktive Transponder eingesetzt, was die Anforderungen an das Ortungssystem erheblich erleichtert. Da jedoch passive Transponder weiter verbreitet und auch viel preiswerter sind [1], gibt es die Bestrebung, die Ortung auch über diese passiven Transponder zu realisieren. Somit würde die eingangs erwähnte Identifikation und Ortung bzw. Entfernungsbestimmung gleichzeitig möglich, mit den Vorteilen der Funklösungen gegenüber den optischen Verfahren.

Aufgrund der Funktionsweise von passiven UHF-RFID-Systemen sind Ortungsverfahren wie Angle of Arrival/Direction of Arrival (AoA/DoA), Time Difference of Arrival (TDoA) und Time of Arrival (ToA) nicht ohne weiteres möglich, da das Signal des Lesegerätes die Auswertung der Transponder-Antwort stört. Um das Prinzip von Angle of Arrival

anzuwenden, hat sich ein Verfahren etabliert, welches die In-Phase- und Quadrature-Komponenten des Antwortsignals verwendet. Hiermit lassen sich Phasenunterschiede zwischen verschiedenen Lesegeräten ermitteln, was eine Bestimmung des Einfallswinkels ermöglicht.

Die vorliegende Arbeit soll einen Überblick über die verschiedenen RFID-Techniken geben, die Einfallswinkelbestimmung von passiven UHF-RFID-Transpondern und die damit auftretenden Probleme untersuchen und anschließend in praktischen Tests die Grenzen einer solchen Lösung aufzeigen.

## 2. Grundlagen

### 2.1 Radio Frequency Identification

Radio Frequency Identification steht sinngemäß für Identifikation über Funkwellen. Es ist ein kontaktloses Identifikationsverfahren und reiht sich neben den bisherigen Identifikationsverfahren wie Bar- und QR-Code sowie Chipkarten ein, bietet aber aufgrund seiner Funktionsweise einige Vorteile, wie bereits oben erwähnt. Weiterhin ist es möglich, das RFID-Etikett innerhalb einer Verpackung oder eines Gehäuses anzubringen, was das Etikett vor Beschädigungen von außen schützt und trotzdem noch ausgelesen werden kann. RFID-Tags lassen sich ebenfalls wie Chipkarten beschreiben und auslesen, was bspw. in Produktionsprozessen und Logistik für einen optimierten Ablauf von Vorteil ist [3]. Damit vereint die RFID-Technik die Vorteile von optischen Verfahren (größere Entfernung) als auch die der Chipkarten (Veränderbarkeit der Daten).

#### 2.1.1 Funktionsweise

Jedes RFID-System besteht aus einem Lesegerät („RFID-Reader“) und mindestens einem RFID-Transponder („RFID-Tag“). Das Lesegerät erzeugt ein magnetisches oder elektromagnetisches Feld, mit dem sowohl Informationen übertragen werden, als auch der Transponder gespeist wird. Dabei wird zwischen passiven Transpondern, die keinerlei weitere Stromversorgung besitzen, und aktiven Transpondern, die eine (Stütz-) Batterie besitzen, unterschieden. Das Speise-Signal des Lesegeräts wird vom Transponder zur Kommunikation zum Lesegerät zurück genutzt. Es ist also erforderlich, dass das Lesegerät während der Antwort des Transponders weiterhin sendet und das magnetische oder elektromagnetische Feld aufrechterhält. Die Kommunikation zwischen Transponder und Lesegerät wird je nach RFID-Verfahren unterschiedlich realisiert.

Die einfachsten RFID-Systeme arbeiten mit sogenannten 1-Bit-Transpondern. Diese Systeme werden häufig zur Diebstahlsicherung in Kaufhäusern eingesetzt und müssen lediglich das Vorhandensein eines Transponders detektieren, bspw. im Bereich des Ein- und Ausgangs. Ein Transponder, abgestimmt auf eine bestimmte Frequenz, gerät durch magnetische oder elektromagnetische Felder in Resonanz. Bei Verfahren mit induktiver Kopplung wirkt der Transponder dem magnetischen Feld entgegen, was sich im Generator des Senders erkennen lässt. In der Praxis werden sowohl weichmagnetische amorphe Metallstreifen und Kapazitätsdioden (zur Erzeugung von Harmonischen) als auch

Frequenzteiler eingesetzt, die die Frequenz des entgegenwirkenden Signals verändern. Die harmonischen sowie die frequenzhalbierten (subharmonischen) Signale lassen sich damit besser vom Sender bzw. einem zusätzlichen Empfänger detektieren. Die in der Praxis verwendeten Frequenzbereiche gehen dabei von NF (10 Hz – 20 kHz) bis SHF (5,6 GHz).

Im Gegensatz zu 1-Bit-Transpondern bieten n-Bit-Transponder die eingangs erwähnten Möglichkeiten, welche den Austausch von Informationen und die Identifikation umfassen. Dazu befinden sich kleine Schaltkreise in den Transpondern, die die Datenverarbeitung und –speicherung vornehmen. Aufgrund dessen, dass sowohl Energie zur Versorgung als auch Daten vom Lesegerät zum Transponder und Daten vom Transponder zum Lesegerät geschickt werden müssen, werden je nach Anforderung unterschiedliche Übertragungsarten eingesetzt, die folgende Abbildung aufzeigt.

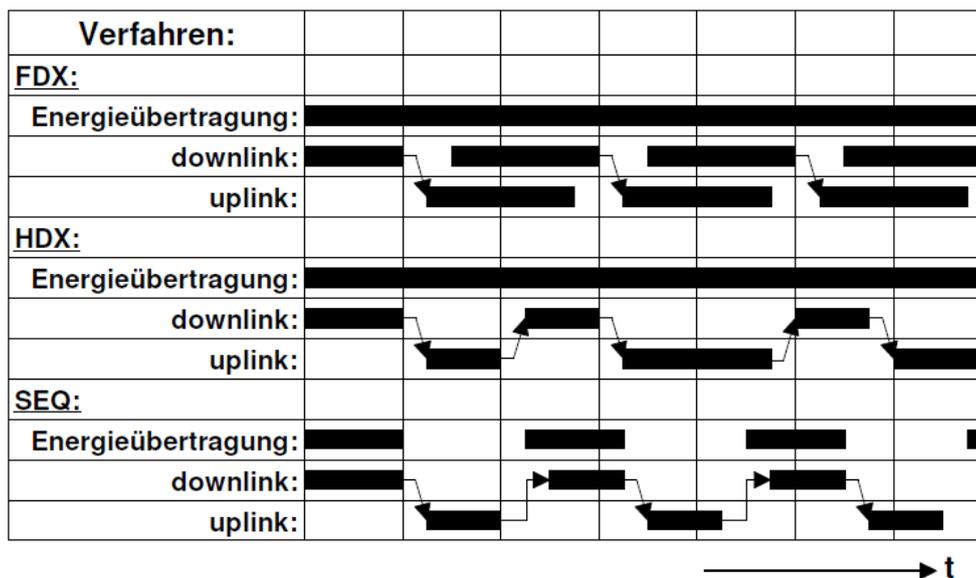


Bild 1: Übertragungsarten für n-Bit-RFID-Systeme [1]

Bei der Vollduplex-Übertragung (FDX) wird dauerhaft Energie zur Versorgung des Transponders übertragen. Nachdem das Lesegerät ein initiales Signal aussendet, kann der Transponder gleichzeitig zu weiteren Signalen des Lesegeräts antworten. Dabei werden die Daten vom Transponder mit einer zur Trägerfrequenz stark abweichenden Frequenz übertragen (subharmonische oder anharmonische Frequenzen). Im Gegensatz zu FDX muss bei der Halbduplex-Übertragung (HDX) das Lesegerät nach einer Anfrage warten, bis der Transponder geantwortet hat. Während des Kommunikationsvorgangs wird vom Lesegerät ebenfalls ein Trägersignal zur Energieversorgung ausgesendet. Um

sicherzustellen, dass die leistungsschwache Transponderantwort vom Lesegerät trotz der (im Vergleich sehr leistungsstarken) Energieübertragung detektiert werden kann, werden die Signale auf einen Hilfsträger aufmoduliert. Dadurch wird das Antwort-Signal vom Trägersignal getrennt und in den Seitenbändern übertragen. Die sequentielle Übertragung (SEQ) unterscheidet sich von HDX und FDX durch das Fehlen der Energieübertragung während der Transponderantwort. Durch ein längeres Lesegerät-Signal kann ein Kondensator im Transponder aufgeladen werden, womit dem Schaltkreis im Transponder eine höhere Versorgungsspannung zur Verfügung steht. Das Antwortsignal wird dann vom – hier aktiven – Transponder selbst erzeugt. Semi-aktive Transponder hingegen besitzen zwar ebenfalls (Stütz-) Batterien, allerdings dienen diese nur zur Versorgung des internen Schaltkreises. Hier ist weiterhin das Energie-Signal des Lesegeräts vonnöten (FDX, HDX), damit diese Transponder antworten können [1].

In der Praxis ist die HDX-Übertragung am häufigsten anzutreffen. Dabei sind die induktive Kopplung (Frequenzen von 120 kHz und 13,56 MHz, arbeitet im Nahfeld) und die elektromagnetische Backscatter-Kopplung (868 MHz bzw. 915 MHz und 2,5 GHz und 5,8 GHz, arbeitet im Fernfeld) am geläufigsten. Bei der induktiven Kopplung wird zur Kommunikation von Transponder zu Lesegerät im Antennenschwingkreis des Transponders ein Lastwiderstand zugeschaltet, der die Kopplungseigenschaften verändert, was vom Generator des Lesegeräts detektiert werden kann. Wenn dies im Takt eines Datenstroms geschieht, können somit die Informationen übertragen werden. Dieses Verfahren wird Lastmodulation genannt und wird im Frequenzbereich von 13,56 MHz auch mit Hilfsträgern realisiert, bei dem dieser den Lastwiderstand im Takt des Datenstroms schaltet. Die induktive Kopplung wird auf Entfernungen bis zu einem Meter angewandt. Die elektromagnetische Backscatter-Kopplung hingegen wird üblicherweise auf Entfernungen bis zu 15 Metern eingesetzt. Bei diesem Verfahren werden die Reflexionseigenschaften eines Transponders zur Kommunikation verwendet. Der Transponder erhält aus dem elektromagnetischen Feld Energie zur Versorgung des internen Schaltkreises. Dieser verändert die Reflexionseigenschaften der Transponder-Antenne, indem ein Widerstand dazu geschaltet und die Anpassung verändert wird [4]. Dadurch wird das elektromagnetische Feld nicht mehr absorbiert, sondern reflektiert. Dies wird wiederum im Takt des Datenstroms durchgeführt. Das reflektierte Signal kann anschließend vom Lesegerät ausgewertet werden. Zur Trennung von ausgesendetem und

vom Transponder reflektiertem Signal werden Richtkoppler und Zirkulatoren verwendet und mit einem Demodulator das Trägersignal entfernt [1].

Die größere Reichweite sowie die höheren Datenraten der elektromagnetischen Backscatter-Kopplung sind die größten Vorteile gegenüber der induktiven Kopplung. Dies ist auch der Grund für den stetig ansteigenden Anteil von passiven UHF-RFID-Transpondern in der Logistik [3]. Die in dieser Arbeit betrachtete RFID-Technik bezieht sich daher ausschließlich auf das UHF-Verfahren mit Backscatter-Kopplung.

### 2.1.2 Physikalisches Signal

In Europa steht für UHF-RFID ein Frequenzbereich von 865 MHz bis 868 MHz zur Verfügung, welcher in 15 Kanäle mit einer Bandbreite von je 200 kHz aufgeteilt wird. Es dürfen nur die Kanäle 4, 7, 10 und 13 (865,6 – 867,6 MHz) mit einer Leistung von 2 Watt ERP<sup>1</sup> betrieben werden [1].

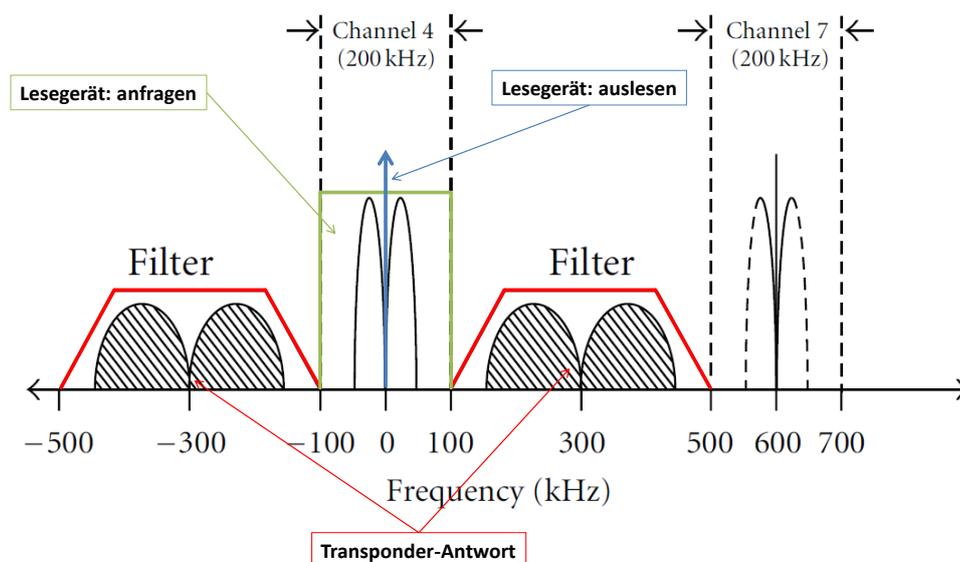


Bild 2: Bandbreitennutzung der Signale bei UHF-RFID

In Bild 2 ist beispielhaft das Lesegerät-Signal auf dem Kanal 4 und die dazu gehörende Transponder-Antwort im Frequenzbereich dargestellt. Hierbei ist ersichtlich, dass die vom Lesegerät benötigte Bandbreite gegenüber der des Antwortsignals kleiner ist. Das Antwortsignal liegt in den beiden nebenliegenden Kanälen. Die Bandbreite der

<sup>1</sup> Effective Radiated Power – effektiv abgestrahlte Leistung

Seitenbänder der Transponderantwort variieren je nach eingestellter Antwort-Frequenz. Weiteres dazu im Kapitel 2.1.3 Backscatter-Link Frequency.

### 2.1.2.1 Lesegerät zu Transponder

Zur Kommunikation von Lesegerät zu Transponder wird das Trägersignal ASK<sup>2</sup>-moduliert, wobei die Dauer der Modulation darüber entscheidet, ob eine „1“ oder eine „0“ vorliegt. Im einfachsten Fall wird eine 100%-ASK-Modulation verwendet, was einem On-Off-Keying entspricht [5] [6]. Die EPC-Spezifikation [7] macht dazu folgende Angaben:

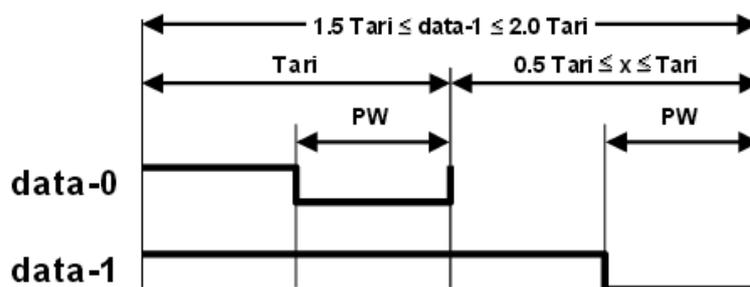


Bild 3: Dauer der Symbole [7]

Ein 0-Symbol hat eine Länge von  $1 \text{ Tari}$  und ein 1-Symbol von  $1,5$  bis  $2 \text{ Tari}$ .  $\text{Tari}$  steht für „Type A Reference Interval“ und entspricht einer Länge von  $6,25$  bis  $25 \mu\text{s}$  [7]. Jedes Symbol endet mit einer *Pulsewidth*  $PW$ , die einem halben  $\text{Tari}$  entspricht. Diese Codierung wird *Pulse Interval Encoding* (PIE) genannt und dient dazu, möglichst viel Energie zu übertragen, also *keine* Gleichstromfreiheit zu realisieren, wie es sonst bei anderen Codierungen üblich ist. Während des High-Pegels wird bei der 100%-ASK-Modulation das Trägersignal ausgesendet, bei dem Low-Pegel während  $PW$  wird dieses unterdrückt. Neben der ASK-Modulation erlaubt die Spezifikation auch eine PR-ASK-Modulation, bei der bei jedem Low-Pegel die Phase gewechselt wird.  $PR$  steht für *Phase Reversal*. Im Vergleich zur ASK-Modulation (Wechsel zwischen High- und Low-Pegel) wird bei der PR-ASK-Modulation zwischen „+High“- und „-High“-Pegel (+1 und -1) gewechselt. Im folgenden Bild sind die Unterschiede sichtbar.

<sup>2</sup> Amplitude Shift Keying – digitale Amplitudenmodulation

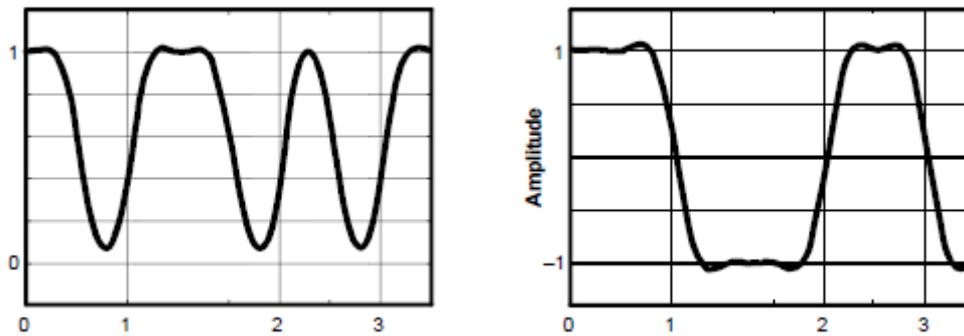


Bild 4: ASK- und PR-ASK-Modulationssignal [7]

Dargestellt ist die Symbolfolge „010“, jeweils als ASK- und PR-ASK-Modulations-Signal. Es ist bereits zu erkennen, dass eine „0“ (Dauer von 1  $T_{\text{ari}}$ ) kürzer ist als die „1“. Bei negativer Amplitude des PR-ASK-Modulationssignals wird das Trägersignal voll angesteuert. Es entsteht lediglich ein Phasensprung beim Durchgang von positiver zu negativer Modulationssignal-Amplitude, und umgekehrt. Zur Kommunikation ist das Erkennen von „0“ und „1“ wesentlich, und damit die Dauer eines Symbols bzw. die Zeitpunkte der fallenden bzw. steigenden Flanken des Signals. Folgende Abbildung zeigt das Demodulationssignal am Empfänger.

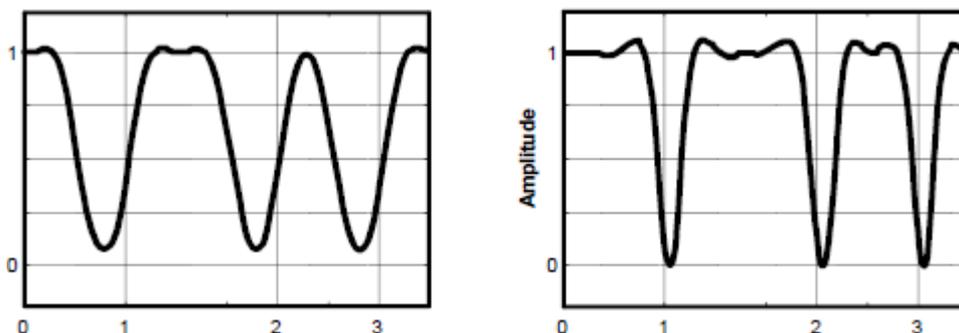
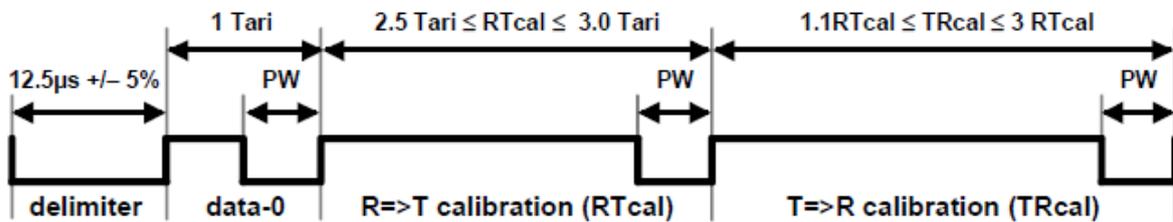
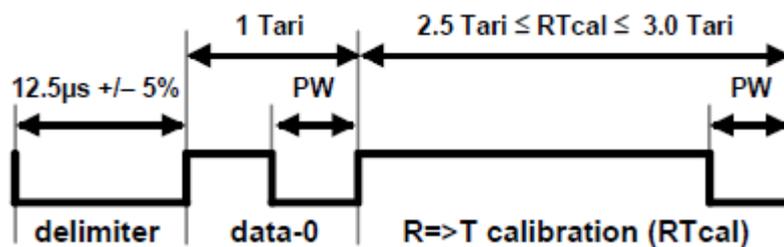


Bild 5: ASK- und PR-ASK-Demodulationssignal [7]

Hier ist zu erkennen, dass das PR-ASK-Demodulationssignal dem gleichgerichteten Modulationssignal entspricht. Ebenfalls zu erkennen ist, dass die Zeitpunkte der steigenden Flanken kurz vor dem Erreichen des High-Pegels bei beiden Modulationsarten nahezu identisch sind. Die EPC-Spezifikation erlaubt zudem noch die Verwendung von Double-Sideband- und Single-Sideband-ASK. Es stehen damit drei verschiedene Modulationsarten zur Verfügung, was eine größere Auswahl an einzusetzenden Geräten und Transpondern ermöglicht.

Damit ein Transponder die vom Lesegerät gesendeten Daten decodieren kann, muss dieser zunächst die nötigen Informationen über die Dauer der jeweiligen Symbole erhalten. Dazu gibt es zwei Sequenzen, die das sicherstellen.

Bild 6: *Preamble* [7]Bild 7: *Frame-Sync* [7]

Die *Preamble* und der *Frame-Sync* sind bis auf den *TRcal* genannten Bereich identisch. Eingeleitet werden beide Sequenzen mit einem *Delimiter*, gefolgt von einer „0“ mit entsprechend langem *Tari*. Darauf folgt *RTcal* mit der Dauer einer „0“ und einer „1“, was dem Transponder als Entscheidungsschwelle dient. Dazu wird intern die Dauer von *RTcal* halbiert. Ein Symbol, welches länger als  $0,5 RTcal$  ist, wird als „1“ erkannt, eines was kürzer ist entsprechend als „0“. Mit dem in der *Preamble* übertragenen *TRcal* wird die Datenrate der Transponderantwort eingestellt, welche *Backscatter Link Frequency* genannt wird. *TRcal* muss zwischen 1,1 und 3 *RTcal* liegen. Je nachdem, ob Daten vom Transponder ausgelesen oder der Transponder beschrieben werden soll, wird entweder die *Preamble* oder der *Frame-Sync* jeder Nachricht vorangestellt.

### 2.1.2.2 *Transponder zu Lesegerät*

Die Spezifikation [7] sieht vor, dass ein Transponder entweder ASK und/oder PSK (Phase Shift Keying) verwendet. Das Lesegerät muss entsprechend beide Modulationsarten demodulieren können. Die Modulationsart des Transponders legt letzten Endes der Hersteller fest, was einer freieren Gestaltung und damit einer kostenoptimierten

Herstellung zu Gute kommt. Die Codierung hingegen wird vom Lesegerät festgelegt. Die Transponder müssen demnach die FM0- sowie die Miller-Codierung beherrschen. Die FM0-Codierung wird im Basisband übertragen, wohingegen die Miller-Codierung mit drei verschiedenen Hilfsträgern verwendet wird.

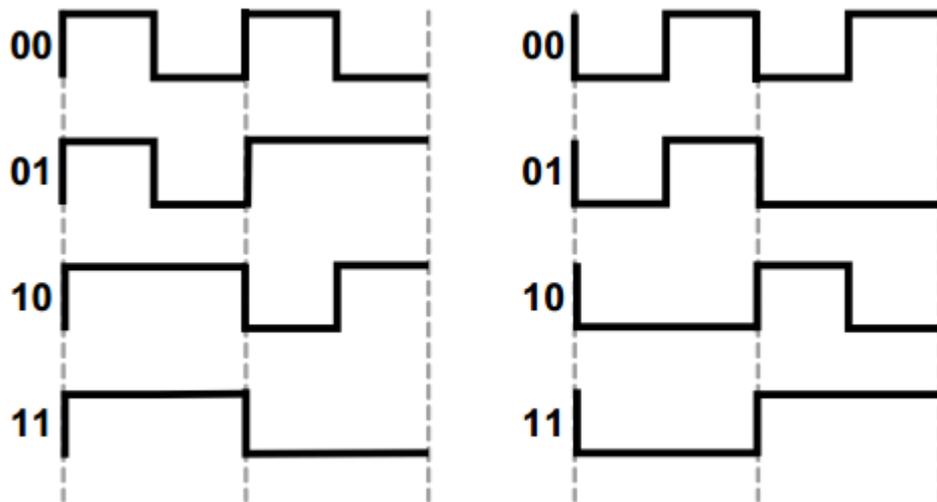


Bild 8: Zwei aufeinanderfolgende FM0-Symbole mit möglichen Phasenlagen [7]

Bei der FM0-Codierung wird nach jedem Symbol die Phase invertiert. Bei der „0“ wird ein zusätzlicher Phasenwechsel vorgenommen. Bild 8 zeigt die möglichen Phasenlagen von Symbolen, die jeweils abhängig von dem vorherigen Symbol sind. Aufeinanderfolgende Einsen haben demnach weniger Phasenwechsel als aufeinanderfolgende Nullen, wobei diese wiederum immer mit derselben Phasenlage beginnen. Die Auswirkungen werden in Kapitel 2.1.2.2 Transponder zu Lesegerät erläutert.

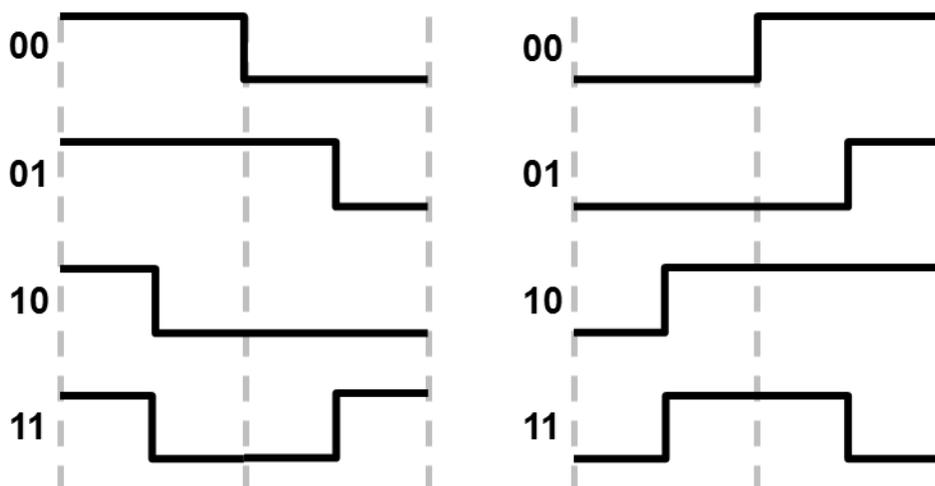


Bild 9: Zwei aufeinanderfolgende Miller-Symbole mit möglichen Phasenlagen

Bild 9 zeigt die Miller-Codierung im Basisband. Hierbei wird die Phase nur zwischen zwei aufeinanderfolgenden Nullen und in der Mitte einer „1“ gewechselt. Da aber drei verschiedene Hilfsträger verwendet werden, ergeben sich folgende Symbolsequenzen.

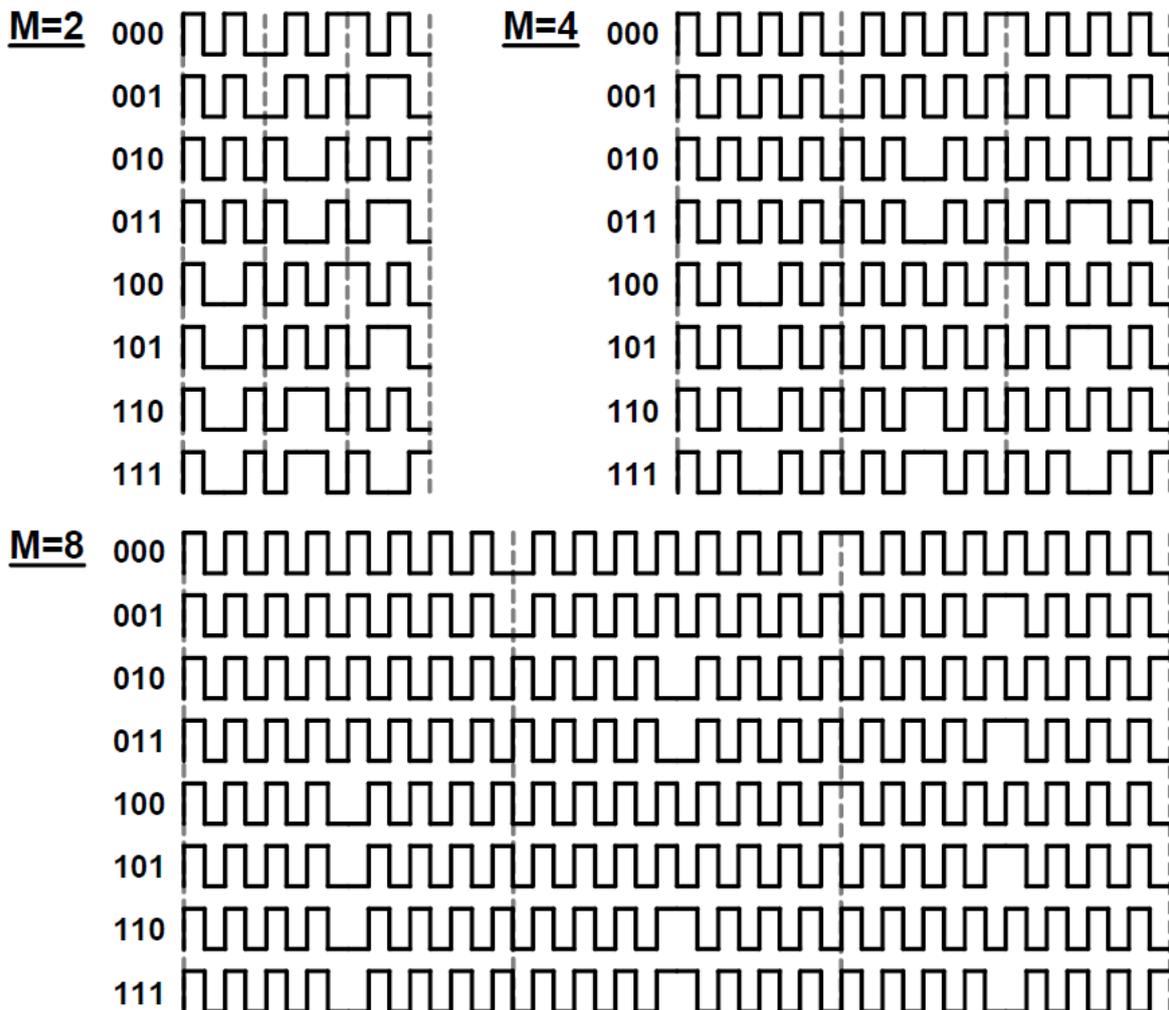


Bild 10: Drei aufeinanderfolgende Miller-Symbole mit drei verschiedenen Hilfsträgern [7]

Die in Bild 10 gezeigten Symbole ergeben sich aus der Multiplikation des Miller-Basisbandsignals mit einem Rechtecksignal, welches die  $M$ -fache Frequenz der Symbolrate aufweist. Für  $M$  erlaubte Werte sind 2, 4 und 8, wie im Bild verdeutlicht.

Im Vergleich zwischen beiden Codierungs-Varianten bietet die FM0-Codierung eine höhere Datenrate. Die Miller-Codierung hingegen weist einen bessern Signal-Rausch-Abstand und eine höhere Störfestigkeit auf [8].

Damit ein Lesegerät eine beginnende Datensequenz eines Transponders erkennt, werden je für FM0- und Miller-Codierung ebenfalls *Preambles* verwendet.

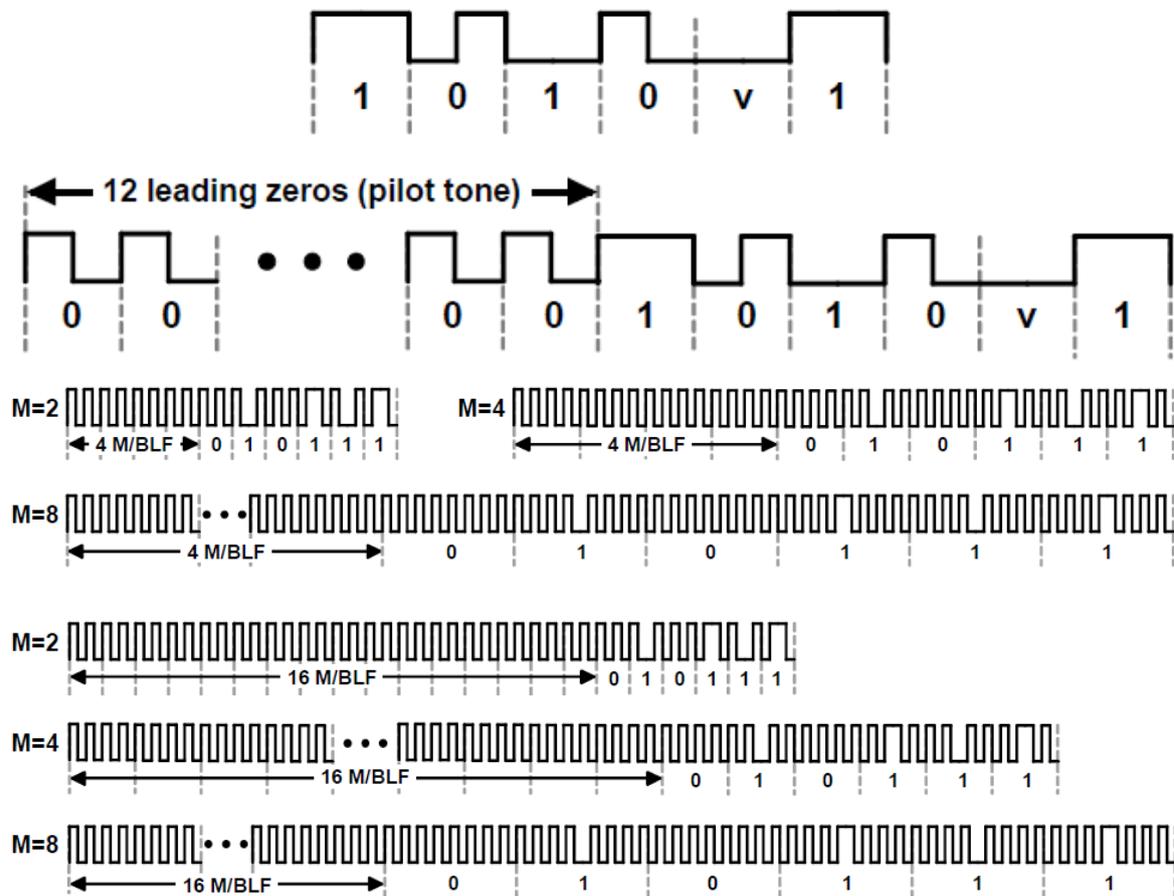


Bild 11: *Preamble* für FM0-Codierung ohne und mit Pilotton, *Preamble* für Miller-Codierung jeweils mit verschiedenen Hilfsträgern und ohne und mit *Pilotton* [7]

Innerhalb einer solchen *Preamble* gibt es eine Code-Verletzung, in Bild 11 ist dies für die FM0-Codierung mit  $v$  gekennzeichnet. In diesem Fall wird der Flankenwechsel bei einem neuen Symbol unterlassen. Bei der Miller-Codierung wird zu Beginn der *Preamble* die Code-Verletzung vorgenommen, indem der Phasenwechsel bei aufeinanderfolgenden Nullen unterlassen wird. Es gibt die Möglichkeit der *Preamble* einen *Pilotton* vorausgehen zu lassen. Bei der FM0-Codierung besteht der *Pilotton* aus 12 führenden Nullen, bei der Miller-Codierung gehen ebenfalls mehrere Nullen je nach Hilfsträger und *BLF* voraus.

### 2.1.3 Backscatter-Link Frequency

*BLF* steht für *Backscatter-Link Frequency*. Es ist die Frequenz, mit der ein Transponder antwortet. Sie wird mithilfe von *TRcal* und einem *Divide Ratio* genannten Wert vom Lesegerät festgelegt und wird vom Transponder mit folgender Formel errechnet:

$$BLF = \frac{DR}{TRcal} \quad (1)$$

Bei der FM0-Codierung ist sie identisch mit der Datenrate in bit/s, bei der Miller-Codierung entspricht sie dem Hilfsträger.

Tabelle 1: Mögliche *BLF* bei gegebenen *DR* und *TRcal* [7]

DR: Divide Ratio	TRcal <sup>1</sup> (µs +/- 1%)	BLF: Link Frequency (kHz)
64/3	33.3	640
	33.3 < TRcal < 66.7	320 < BLF < 640
	66.7	320
	66.7 < TRcal < 83.3	256 < BLF < 320
	83.3	256
	83.3 < TRcal ≤ 133.3	160 ≤ BLF < 256
	133.3 < TRcal ≤ 200	107 ≤ BLF < 160
	200 < TRcal ≤ 225	95 ≤ BLF < 107
8	17.2 ≤ TRcal < 25	320 < BLF ≤ 465
	25	320
	25 < TRcal < 31.25	256 < BLF < 320
	31.25	256
	31.25 < TRcal < 50	160 < BLF < 256
	50	160
	50 < TRcal ≤ 75	107 ≤ BLF < 160
	75 < TRcal ≤ 200	40 ≤ BLF < 107

Tabelle 1 zeigt, dass dieselbe *BLF* in Abhängigkeit von *DR* und *TRcal* auf zwei verschiedene Weisen realisiert werden kann, was mehr Flexibilität bei der Wahl von *Tari* und *RTcal* ermöglicht. Die größtmögliche *BLF* beträgt 640 kHz und die kleinste 40 kHz.

Tabelle 2: Datenraten nach Codierungsart [7]

M: Number of subcarrier cycles per symbol	Modulation type	Data rate (kbps)
1	FM0 baseband	BLF
2	Miller subcarrier	BLF/2
4	Miller subcarrier	BLF/4
8	Miller subcarrier	BLF/8

Die höchste Datenrate ist, wie bereits erwähnt und in Tabelle 2 ersichtlich, nur mit der FM0-Codierung möglich und beträgt demnach 640 kBit/s. Bei der Miller-Codierung verringert sie sich mit dem Quotient  $1/M$ , was bspw. bei einer *BLF* von 640 kHz und  $M=8$  80 kBit/s ergibt. Die niedrigsten Datenraten betragen bei FM0-Codierung 40 kBit/s und bei Miller-Codierung 5 kBit/s.

#### 2.1.4 Query Command

Zur Kommunikation zwischen Lesegerät und einem oder mehreren Transpondern werden verschiedene *Commands* verwendet. Das wichtigste *Command*, das jeden weitergehenden Kommunikationsvorgang einleitet, ist das *Query Command*. Ihm geht die in Kapitel 2.1.2.1 erläuterte *Preamble* voraus. Der Transponder sendet bei erfolgreicher Übertragung eine Antwort aus, die wiederum mit einer *Preamble* (mit oder ohne *Pilotton*) anfängt und von einer *Random Number 16 (RN16)*, also einer zufällig generierten Abfolge von Nullen und Einsen, gefolgt wird.

Tabelle 3: Parameter eines Query Commands

	Command	DR	M	TRext	Sel	Session	Target	Q	CRC
# of bits	4	1	2	1	2	2	1	4	5
description	1000	0: DR=8 1: DR=64/3	00: M=1 01: M=2 10: M=4 11: M=8	0: No pilot tone 1: Use pilot tone	00: All 01: All 10: ~SL 11: SL	00: S0 01: S1 10: S2 11: S3	0: A 1: B	0-15	CRC-5

Jedes *Command* beginnt mit einer anderen Bitfolge; das *Query Command* mit 1000. Es beinhaltet die in den vorigen Kapiteln besprochenen Werte *Divide Ratio (DR)* zum Einstellen der *BLF*,  $M$  für die zu verwendende Codierung und *TRext* zum Einstellen des *Pilottons*. Mit *Sel*, *Session* und *Target* können bestimmte Transponder und bereits abgefragte Transponder aus- oder ausgewählt werden.  $Q$  dient zur Kollisionsvermeidung bei vielen Transpondern im Ansprechbereich, indem die Anzahl in Frage kommender Slots für eine Antwort vorgegeben wird.  $Q$  entspricht einer Zahl zwischen 0 und 15. Ein Transponder wählt  $Q$  Bits der *RN16* aus, die vorher schon generiert wurde, und lädt sie in einen *Slot Counter*. Nach bestimmten *Commands* verringert jeder Transponder den im *Slot Counter* hinterlegten Wert. Erreicht dieser Null, und stimmen die anderen im *Query Command* übertragenen Parameter, antwortet der Transponder. Zur Überprüfung der

Datenintegrität wird am Ende des *Query Commands* ein CRC<sup>3</sup>-5-Prüfcode angehängt. Ist dieser nicht korrekt, geht der Transponder von einer fehlerhaften Nachricht aus und verwirft das *Query Command*.

### 2.1.5 Ablauf der Kommunikation

Wenn ein oder mehrere Transponder von einem Lesegerät ausgelesen werden sollen, muss dieses zunächst die Transponder mit Energie versorgen. Dazu wird ein unmoduliertes, kontinuierliches Signal (*Continuous Wave, CW*) ausgesendet. Die im Ansprechbereich liegenden Transponder werden aktiviert und generieren jeweils eine *RN16*. Das Lesegerät kann mit einem *Select Command* bestimmte Transponder vorauswählen und ausschließen. Mit dem *Query Command* werden anschließend die für die Übertragung wesentlichen Daten wie *Tari*, Codierung und *BLF* übertragen. Bei vielen im Ansprechbereich liegenden Transpondern wird empfohlen, den Parameter *Q* zu erhöhen, um die Wahrscheinlichkeit gleichzeitig antwortender Transponder zu verringern. Nachdem das Lesegerät das *Query Command* sendet, muss es das *CW*-Signal aufrechterhalten. Stimmen alle Parameter für einen bestimmten Transponder, so antwortet es mit der *Preamble* und der am Anfang generierten *RN16* mit der eingestellten Codierung und *BLF*, indem es nun seine Antennenimpedanz im Takt der zu übertragenden Daten ändert und damit reflektiert.

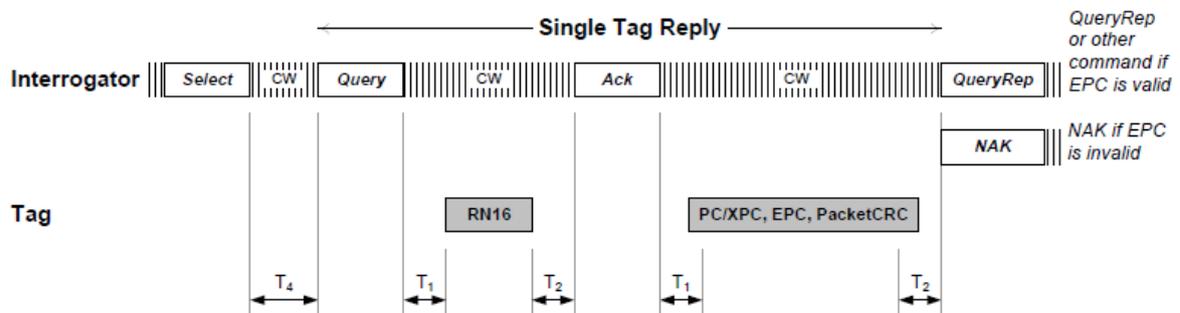


Bild 12: Schematische Darstellung des Kommunikationsvorgangs [7]

Das Lesegerät kann nun nach erfolgreicher Übertragung ein *ACK (Acknowledged State)* mit *Frame-Sync* und ebendieser *RN16* versenden, um weiteren Zugriff auf nur diesen Transponder zu erhalten. Bspw. kann der *EPC*<sup>4</sup> ausgelesen oder ein neuer Wert beschrieben werden. Bild 12 stellt diesen Vorgang schematisch dar. Während des gesamten Vorgangs muss das *CW*-Signal aufrechterhalten bleiben, da bei kurzer

<sup>3</sup> Cyclic Redundancy Check – ein Prüfverfahren

<sup>4</sup> Electronic product code

Unterbrechung und erneutem Aussenden eine neue *RN16* generiert und ein Auslesen des *EPC* verhindert wird.

Die Zeitdifferenz  $T_I$  in Bild 12 ist nach der Spezifikation [7] je nach verwendeter *BLF* in bestimmten Grenzen einzuhalten. Beispielsweise beträgt sie bei einer *BLF* von 40 kHz zwischen 238  $\mu\text{s}$  und 262  $\mu\text{s}$ . Somit ergibt sich ein Zeitfenster von 24  $\mu\text{s}$ , innerhalb dessen ein Transponder antworten muss.

## 2.2 Quadraturdemodulation

Mit der Quadraturdemodulation können amplituden-, phasen- und frequenzmodulierte Signale demoduliert werden [9]. Dadurch eignet sie sich für eine Vielzahl von analogen und digitalen Modulationsarten und wird daher vielfach in nachrichtentechnischen Anwendungen verwendet. Häufig wird von einer Nachrichtenquelle ein Quadraturmodulator, bspw. zur Erzeugung eines Quadraturamplitudenmodulation-Signals (QAM), verwendet, der zwei unabhängige (Basisband-) Signale je mit einem Trägersignal und einem um  $90^\circ$  bzw.  $\pi/2$  phasenverschobenem Trägersignal mischt. Diese beiden erzeugten Signale werden *In-Phase*- und *Quadrature-Phase*-Komponente bezeichnet [6]. Anschließend werden diese beiden Signale gefiltert und addiert und können übertragen werden. Um dieses QAM-Signal demodulieren zu können, muss die Nachrichtenseite einen Quadraturdemodulator verwenden. Das eintreffende Signal wird in einen *In-Phase*- und einen *Quadrature-Zweig* aufgeteilt. Das Signal des *I*-Zweigs wird mit einem Trägersignal derselben Frequenz des Quadraturmodulators gemischt, das Signal des *Q*-Zweigs entsprechend mit einem um  $90^\circ$  phasenverschobenem Trägersignal. Nach Filterung stehen am Ausgang des Quadraturdemodulators die beiden (Basisband-) Signale zur Verfügung, die auch schlicht *I* und *Q* bezeichnet werden. Bei der Quadraturamplitudenmodulation muss der verwendete Träger innerhalb des Quadraturdemodulators phasengleich zu dem Träger im Modulator sein, um das identische (Basisband-) Signal zu erhalten. Das aus *I* und *Q* bestehende Konstellationsdiagramm erfährt bei ungleicher Phasenlage des Trägersignals eine entsprechende Drehung und somit wird die Regenerierung des ursprünglichen Signals negativ beeinflusst. Bei gleicher Frequenz und phasensynchronem Träger wird von Synchrondemodulation bzw. kohärenter Demodulation gesprochen. In UHF-RFID-Systemen ist die Anforderung an die Demodulation aber deutlich geringer.

Aufgrund dessen, dass UHF-RFID-Transponder durch das Signal eines Lesegeräts gespeist werden (siehe Kapitel 2.1.1 Funktionsweise), müssen die Schaltkreise innerhalb der Transponder eine geringe Sensitivität aufweisen, um auch auf größeren Reichweiten zwischen Transponder und Lesegerät noch funktionstüchtig zu sein. Bspw. weisen *Impinj Monza 2*-Chips eine Sensitivität von -11,4 dBm auf [10]. Die Transponder-Architektur ist dementsprechend simpel und leistungsschonend aufgebaut. Als Demodulator dient ein Hüllkurvendemodulator und zur Modulation wird lediglich zwischen zwei Antennenimpedanzen umgeschaltet, was sich in einer Modulation des Radarquerschnitts äußert [11]. Somit werden schlussendlich an der Transponder-Antenne die eintreffenden Wellen des Lesegeräts unterschiedlich stark reflektiert. Das zum Lesegerät zurückreflektierte Signal ist demnach amplitudenmoduliert (ASK) und wird in der Praxis häufig mithilfe eines Hüllkurvendemodulators demoduliert [12]. Dennoch werden in einigen UHF-RFID-Implementierungen – auch kommerziellen – Quadraturdemodulatoren verwendet [5] [13]. Zum einen verbessert sich dadurch die Signalqualität durch verringertes Rauschen und höhere Linearität [13]. Zum anderen kann es durch das Mischen des reflektierten Signals mit dem Trägersignal des Demodulators zur Auslöschung kommen, was durch den  $90^\circ$  phasenverschobenen Träger auf einem der beiden Zweige verhindert wird. Dadurch ist sichergestellt, dass auf mindestens einem Zweig ( $I$  oder  $Q$ ) die Transponderantwort demoduliert werden kann. Wesentlich für diese Arbeit werden dieser Sachverhalt und die Verwendung eines Quadraturdemodulators, da diese Auslöschung bzw. Nicht-Auslöschung unter idealen Bedingungen letzten Endes von der Entfernung zwischen Transponder und Lesegerät abhängt. Dadurch ist es möglich, anhand der  $I$ - und  $Q$ -Signale einen Phasenwert zu bestimmen und diese Informationen für eine Lokalisierung von Transpondern zu verwenden [14] [15] [16] [17] [18] [19].

### 2.3 Mathematische Herleitung zur Phasenbestimmung

Ein Signal lässt sich sowohl in der Zeitfunktion darstellen, bei der das zeitliche Verhalten ersichtlich ist, als auch in einem Zustands- bzw. Zeigerdiagramm, bei denen unter Verlust der zeitlichen Darstellung die Signalzustände deutlicher sichtbar werden [6]. In [15] und [16] werden aus den Basisbandsignalen von Transponderantworten solche Diagramme erstellt. Durch die grafische Darstellung der  $I$ - und  $Q$ -Daten ergeben sich Linien, die sich zur Ermittlung eines Phasenwinkels eignen. Für das vom Transponder reflektierte Signal,

welches an der Empfangsantenne eines RFID-Lesegeräts anliegt, ergibt sich folgendes Zeigerdiagramm.

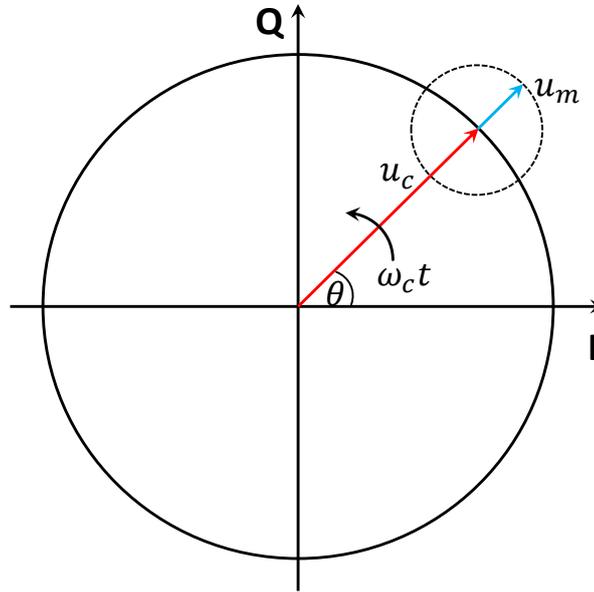


Bild 13: Zeigerdiagramm eines CW-Signals und einer Transponderantwort

Hier stellt der rote Pfeil das Trägersignal dar, dessen Amplitude  $u_c$  beträgt. Dadurch, dass ein Transponder das CW-Signal des Lesegeräts moduliert reflektiert, wird ein weiterer Zeiger aufgetragen, was durch den Zeiger  $u_m$  dargestellt wird. Der Phasenwinkel  $\theta$  ergibt sich aus dem Phasenversatz zwischen HF-Signal und lokalem Oszillator im Empfänger.

In [16] wird ein Setup mehrerer RFID-Lesegeräte mit dem Index  $i$  betrachtet, bei denen das CW-Signal eines sendenden Lesegeräts als

$$s_i^{leak}(t) = |L_i| \sin(\omega_c t + \varphi_i^{leak}) \quad (2)$$

bezeichnet wird. Dieses liegt an weiteren Lesegeräten als Störsignal an, da lediglich das Signal eines Transponders verarbeitet werden soll und das CW-Signal keinerlei Informationen enthält. Hierbei entspricht  $\varphi_i^{leak}$  einem Phasenversatz zwischen dem sendenden Lesegerät und den jeweiligen empfangenden Lesegeräten, und  $|L_i|$  der Amplitude  $u_c$  aus Bild 13. Das vom Transponder reflektierte Signal

$$s_{tag}(t) = a(t) \sqrt{|\Delta\sigma|} |h^f| \sin(\omega_c t + \varphi^f + \varphi^{\Delta\sigma}) \quad (3)$$

bestehend aus dem Modulationssignal  $a(t) \in \{0,1\}$ , normiertem differentiellen Radarquerschnitt  $|\Delta\sigma|$ , Signaldämpfung  $|h^f|$  und Phasenverschiebung  $\varphi^f$  des Kanals in Vorwärtsrichtung sowie der Phasenverschiebung  $\varphi^{\Delta\sigma}$ , die durch die Modulation des Transponders hervorgerufen wird, addiert sich an einer Empfangsantenne  $i$  mit dem Störsignal  $s_i^{leak}(t)$  nach [16] zu

$$s_i^{pb}(t) = |h_i^b| \sqrt{|\Delta\sigma|} |h^f| a(t) \sin(\omega_c t + \varphi^f + \varphi_i^b + \varphi^{\Delta\sigma}) + |L_i| \sin(\omega_c t + \varphi_i^{leak}) + n_i^{pb}. \quad (4)$$

$|h_i^b|$  und  $\varphi_i^b$  beschreiben die Signaldämpfung und Phasenverschiebung auf dem Rückkanal zur Empfangsantenne  $i$  sowie  $n_i^{pb}$  das dabei auftretende (*circularly symmetric* [16]) weiße gaußsche Rauschen. Da alle beteiligten Lesegeräte durch einen gemeinsamen lokalen Oszillator mit der Kreisfrequenz  $\omega_c$  gespeist werden, ergibt sich nach dem Heruntermischen und der Subtraktion des Störsignals nach [16] aus Gl. (4) folgendes Signal:

$$s_i(t) = |h_i^b| e^{j\varphi_i^b} \sqrt{|\Delta\sigma|} |h^f| e^{j\varphi^f} a(t) + n_i(t). \quad (5)$$

Damit ist ersichtlich, dass das vom Transponder reflektierte Signal nur noch von der Dämpfung und Phasenverschiebung des Vor- und Rückkanals beeinflusst wird. Da es in Vorwärtsrichtung nur ein sendendes Lesegerät gibt und die Kanalkoeffizienten  $|h^f| e^{j\varphi^f}$  für alle empfangenden Lesegeräte gleich sind, unterscheiden sich die Signale  $s_i$  nur noch in dem vom Rückkanal beeinflussten Parametern  $|h_i^b|$  und  $\varphi_i^b$ , die vom Abstand zwischen Empfangsantenne  $i$  und Transponder vorgegeben werden. Ein Phasenunterschied  $\Delta\varphi$  zwischen zwei Empfangsantennen  $i$  wird letztendlich durch die Phasenverschiebungen  $\varphi_i^b$  und  $\varphi_{i-1}^b$  auf den jeweiligen Rückkanälen ermittelt [16].

Das äquivalente Tiefpasssignal wird anschließend im Quadraturdemodulator in den  $I$ - und  $Q$ -Zweig aufgeteilt. Da  $a(t)$  nur zwischen zwei Signalzuständen umschaltet, ergibt sich im Konstellationsdiagramm eine Linie, die sich zwischen diesen beiden Punkten bildet und dem Zeiger  $u_m$  in Bild 13 entspricht. Dies kann u.a. zur grafischen Auswertung genutzt werden.

### 3. Methoden für die Einfallswinkelbestimmung

#### 3.1 Überblick

Für die Ermittlung des Einfallswinkels elektromagnetischer Wellen gibt es einige Lösungsansätze, die sich je nach Anwendung bewährt haben. Die bekannteste Form stellt die Richtungs- und Entfernungsbestimmung von Flugzeugen mit Radar dar. Mithilfe mechanisch rotierender Antennen und periodisch ausgesendeten Impulsen wird die Richtung von Objekten ermittelt, die diese Impulse reflektieren. Anhand des Zeitpunktes beim Eintreffen der Echos und der derzeitigen Lage der sich rotierenden Antenne kann die genaue Richtung bestimmt werden. Neben den sich mechanisch rotierenden Antennen gibt es auch das Verfahren der elektronischen Strahlschwenkung. Mehrere Antennen werden dabei zu einer Phased-Array-Antenne zusammengefasst. Mit Phasenschiebern kann das Aussenden der Impulse je Einzelantenne so phasenverschoben werden, dass sich konstruktive Überlagerungen und damit eine Hauptkeule in eine bestimmte Richtung ergeben und die Hauptkeule des Antennenarrays in diese Richtung zeigt. Ebenso ist das Antennenarray dann für eintreffende Echos aus dieser Richtung besonders sensitiv. Eine technisch weniger aufwendige Lösung stellen lineare Arrays dar, die unterschiedliche Signalstärken, Phasen- oder Laufzeitunterschiede zwischen mindestens zwei Antennen erfassen und je nach Relation dieser Größen die Richtung bzw. den Einfallswinkel der elektromagnetischen Wellen bestimmen können. Da die Signalstärke (RSSI<sup>5</sup>) bzw. die Feldstärke von elektromagnetischen Wellen mit der Entfernung quadratisch abnimmt und stark durch Objekte in der Umgebung negativ beeinflusst wird, werden hochempfindliche Detektoren benötigt, um noch sehr kleine Signalstärkeunterschiede zwischen zwei Antennen feststellen zu können. Die Laufzeitmessung hingegen ist prinzipiell besser geeignet, vor Allem über größere Entfernungen, stellt aber bei der Erfassung kleiner Laufzeitunterschiede, bspw. zwischen zwei nahe beieinanderliegenden Antennen, sehr hohe Ansprüche an die verwendete Messtechnik und ist entsprechend kostenintensiv [20]. Um beispielsweise den Wegunterschied  $\Delta l$  von 1 cm erfassen zu können, ist mit  $c = 300.000.000$  m/s und

$$s = \frac{\Delta l}{c} \quad (6)$$

---

<sup>5</sup> Received Signal Strength Indicator

eine Zeitauflösung  $s$  von 33,3 ps erforderlich. Die Messung eines Phasenunterschieds eignet sich im Vergleich dazu hervorragend für die Ermittlung kleiner Entfernungsunterschiede. Deshalb wird diese Methode im weiteren Verlauf näher betrachtet.

Bei der Bestimmung der Phasenlage ist immer ein Bezugspunkt vonnöten. Das kann ein Referenzsignal, meist bereitgestellt durch einen lokalen Oszillator, oder ein Relativsignal sein, welches über einen anderen Empfangsweg bereitgestellt wird. Die Phase einer periodischen Sinusschwingung lässt sich bereits mit kostengünstigen Phasenkomparatoren ermitteln, die je nach Phasenunterschied einen Spannungspegel ausgeben. Bereits in Kapitel 2.1.1 wurde die Funktionsweise von UHF-RFID-Systemen erläutert. Diese stellt eine Herausforderung an die Ermittlung eines Phasenunterschieds der Transponderantwort dar, da während des Antwortvorgangs das kontinuierliche Signal des Lesegerätes (*CW*) ausgestrahlt wird. Somit ist nicht sichergestellt, ob ein Empfänger zur Phasenkomparation entweder vom *CW*-Signal des Lesegerätes oder von dem vom Transponder reflektierten Antwortsignal beeinflusst wird. Aufgrund dessen hat sich ein Verfahren etabliert, welches die *I*- und *Q*-Signale des Quadraturdemodulators zur Bestimmung des Phasenwinkels verwendet. In dieser Arbeit soll dies mit kommerziell erhältlicher Hardware untersucht werden. Im folgenden Kapitel werden dazu realisierbare Konzepte vorgestellt.

### 3.2 Konzepte

Eine Phasenmessung lässt sich mit Phasenkomparatoren realisieren, die als integrierte Schaltkreise zu erwerben sind. Bei ihnen werden üblicherweise zwei Signale miteinander verglichen und je nach Phasenunterschied ein Spannungspegel ausgegeben. Dabei kann eines der beiden Eingangssignale ein definiertes Referenzsignal sein. Zudem bieten sie schon in niedrigen Preiskategorien ausreichend Sensitivität, um beispielsweise bei einer Sendeleistung von 33 dBm über mehrere Meter anwendbar zu sein. Nach [21] ergibt sich bei der Annahme von Radarquerschnitt  $\sigma = 0,0025 \text{ m}^2$  [22], Antennengewinn  $G_t = 3 \text{ dBi}$ ,  $\lambda = 0,34 \text{ m}$ , Sensitivität  $P_b = -60 \text{ dBm}$  und Sendeleistung  $P_t = 33 \text{ dBm}$  mit

$$r = \sqrt[4]{\frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_b}} \quad (7)$$

eine Entfernung  $r$  von ca. 5,8 m.

Ein bestimmter Phasenunterschied  $\Delta\varphi$  entspricht bei gegebener Wellenlänge  $\lambda$  einer Weglänge  $l$ .

$$l = \lambda \frac{\Delta\varphi}{360^\circ} \quad (8)$$

Um kleine Entfernungsunterschiede zu erfassen, sind somit kleinere Wellenlängen besser geeignet. Beträgt beispielsweise die Auflösung eines Phasenkomparators  $1^\circ$ , können bei einer Wellenlänge von  $\lambda = 0,34$  m Wegunterschiede in  $0,94$  mm-Schritten festgestellt werden. Bei Wegunterschieden  $\geq \lambda$  ist die Phasenmessung mit Phasenkomparatoren nicht mehr eindeutig, da die gemessene Phase keiner Periode zugeordnet werden kann. Die Kennlinie von Phasenkomparatoren, die nach dem Prinzip eines XOR-Gatters arbeiten, erlaubt eine eindeutige Phasenmessung zudem nur über einen Bereich von  $180^\circ$  [23]. Damit ist der Messbereich noch weiter eingeschränkt.

Besonders nachteilig ist die Verwendung von simplen Phasenkomparatoren in RFID-Systemen, da ein CW-Signal während der Transponderantwort gesendet wird. Aufgrund der Funktionsweise eines Phasenkomparators und dem Fehlen weiterer Baugruppen zur Filterung dieses Signals, würde die Erfassung der Transponderantwort verhindert und die Phasenmessung somit negativ beeinflusst werden. Das Sendesignal des Lesegerätes würde damit die Phasenmessung mehr beeinflussen als das Backscatter-Signal des Transponders. Durch eine örtliche Trennung von Sende- und Empfangsantennen und die Verwendung von Richtantennen wäre zwar eine Isolation dieses Transponder-Signals möglich, dies würde allerdings höhere Anforderungen an die Infrastruktur des Aufbaus stellen. Des Weiteren verringert die meist schmale Hauptkeule einer Richtantenne den Bereich, in dem sich Transponder befinden und ausgelesen werden sollen. Ebenso wären aufgrund der voneinander entfernt angebrachten Antennen keine kompakten Geräte möglich, wie sie in der Industrie häufig gefordert werden.

Wie in Kapitel 2.2 Quadraturdemodulation bereits erläutert, ermöglicht ein Quadraturdemodulator bei der Nutzung eines lokalen Oszillators, der phasengleich zu dem  $LO$  eines Quadraturmodulators ist, eine synchrone bzw. kohärente Demodulation. Das CW-Signal eines sendenden RFID-Lesegeräts würde in diesem Fall die Demodulation eines Signals, welches aus diesem moduliert reflektierten CW-Signal besteht, nicht negativ

beeinflussen. Ein aus dem Basisbandsignal erzeugtes Konstellationsdiagramm lässt sich in diesem Fall korrekt rekonstruieren.

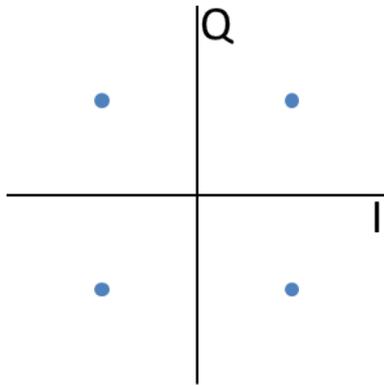


Bild 14: Konstellationsdiagramm bei korrekter Demodulation

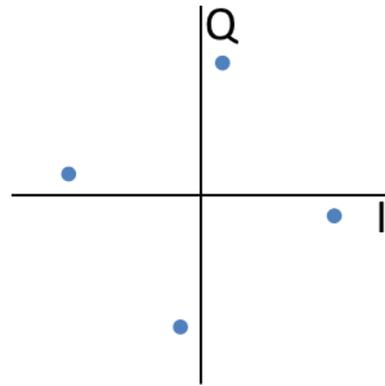


Bild 15: Konstellationsdiagramm bei Phasenunterschied

In Bild 14 und Bild 15 sind beispielhaft die Konstellationsdiagramme einer 4-Quadraturamplitudenmodulation (4-QAM) dargestellt. In Bild 14 erfolgte die Demodulation phasengleich bzw. kohärent. Bei einer Abweichung der verwendeten  $LO$ s würde das Konstellationsdiagramm verfälscht werden. Ein Frequenzversatz zwischen beiden  $LO$ s lässt das Konstellationsdiagramm kontinuierlich im Kreis drehen. Ein Phasenversatz würde es um einen bestimmten Winkel drehen bzw. kippen, wie in Bild 15 in Bezug auf Bild 14 dargestellt. Unter bestimmten Bedingungen werden in solchen Fällen die empfangenen Daten unbrauchbar. Aus der Gegebenheit, dass RFID-Lesegeräte denselben  $LO$  zur Erzeugung und zur Demodulation der Signale verwenden, ist sichergestellt, dass weder Frequenz- noch Phasenversatz als Störquellen auftreten. Somit ist es möglich, den durch Ausbreitung und Reflexion verursachten Phasenversatz zu ermitteln und zum Beispiel in einem Konstellationsdiagramm darzustellen.

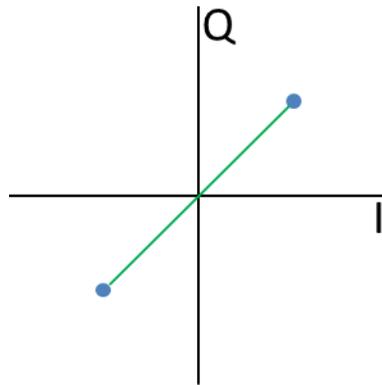


Bild 16: Konstellationsdiagramm bei UHF-RFID

Aufgrund dessen, dass bei RFID meist eine 100%-ASK angewandt wird und die Information, ob eine „0“ oder eine „1“ vorliegt, in der Amplitude liegt, ergibt sich nach Demodulation durch einen I/Q-Demodulator das in Bild 16 dargestellte Konstellationsdiagramm. Die grüne Linie ergibt sich in der Praxis durch den Übergang der beiden Signalzustände, die bei den Symbolen „0“ und „1“ auftreten. (siehe Kapitel 2.1.2.2) Nachteilig ist die fehlende Eindeutigkeit bei der Erfassung des Winkels, da zwei verschiedene Winkel im Abstand von  $180^\circ$  bzw.  $\pi$  möglich sind.

Werden nun an zwei unterschiedlichen Messpunkten die Transponder-Signale erfasst und jeweils einem Quadraturdemodulator zugeführt, die mit dem gleichen  $LO$  versorgt werden, kann aus den beiden Phasenwinkeln eine Differenz gebildet werden. Unter der Voraussetzung, dass die beiden Messpunkte weniger als  $\lambda/2$  entfernt voneinander liegen, entspricht dieser Phasenunterschied einer eindeutigen Weglänge (siehe Gl. (8)). Mit dem Messpunktabstand  $d$ , der Weglänge  $l$  und der Wellenlänge  $\lambda$ , lässt sich mit

$$\alpha = \arccos \frac{\lambda - l}{d} \quad (9)$$

der Einfallswinkel  $\alpha$  nähern.

Des Weiteren lassen sich auch die Laufzeit- und Phasenunterschiede zwischen den jeweiligen  $I$ - oder  $Q$ -Signalen mehrerer Quadraturdemodulatoren miteinander vergleichen. Da diese Signale im Basisband vorliegen, ist die entsprechende Wellenlänge im Vergleich zum HF-Signal sehr groß und damit ungeeignet. Soll hingegen der Laufzeitunterschied erfasst werden, ist wiederum eine hohe zeitliche Auflösung erforderlich.

### 3.3 Realisierung der Konzepte

Aufgrund der Funktionsweise von UHF-RFID-Systemen, die ein *CW*-Signal erfordert und ein im Vergleich dazu nur leistungsschwaches Transponder-Signal ermöglicht, scheidet ein Großteil der vorgestellten Konzepte aus. Ohne Filterung oder Unterdrückung des *CW*-Signals ist die Erfassung des Transponder-Signals stark eingeschränkt. Zudem fällt – selbst unter optimalen Bedingungen – die Laufzeitmessung aus, da die benötigte Auflösung nur mit kostenintensiven Gerätschaften möglich ist.

Zur Durchführung von Tests wird deshalb Hardware benötigt, die einen Quadraturdemodulator bzw. *I/Q*-Demodulator verwendet. Die einzelnen *I*- und *Q*-Zweige sollen sich herausführen lassen, um diese mit externer Hardware auswerten zu können. Des Weiteren ist die Gewährleistung einer einfachen und schnellen Implementierung gefordert. Aus diesem Grund ist eine Integration der EPC-Spezifikationen [7] unerlässlich, um eine Kommunikation mit einem UHF-RFID-Transponder aufzubauen. Weiterhin soll es möglich sein, verschiedene Codierungen und *BLF* einstellen zu können. Da mehrere Quadraturdemodulatoren benötigt werden, muss die verwendete Hardware mindestens zwei dieser Quadraturdemodulatoren bereitstellen und mit einem gemeinsamen *LO* betreiben. Im Falle eines einzelnen Quadraturdemodulators sollte sich ein externes HF-Signal einspeisen lassen.

Die Wahl fiel damit auf den AS3992-Chip der ams AG [5], welcher die gestellten Anforderungen erfüllt.

### 3.4 Kriterien zur Evaluierung

Die bisher besprochene Methode zur Einfallswinkelbestimmung ist unmittelbar abhängig von einer Phasendifferenz zwischen zwei Lesegeräten. Jedes davon muss in der Lage sein, einen Phasenwinkel aus dem *I/Q*-Diagramm zu berechnen. Störungen, ein verrauschtes Signal oder eine zu geringe Auflösung schränken die Genauigkeit bei der Erfassung dieser Phaseninformation ein. Aus dem Konstellationsdiagramm bzw. dem *I/Q*-Diagramm müssen dementsprechend Datenpunkte abgetastet werden, die es erlauben, einen möglichst eindeutigen und genauen Phasenwinkel zu ermitteln. Die wechselnden Flanken der Transponder-Antwort bilden aber Linien und keine diskreten Punkte. Somit werden bei wahlloser Abtastung auch Datenpunkte erfasst, die neben dem tatsächlichen Phasenwinkel fehlerhafte Informationen darstellen. Ein Maß, anhand dessen es sich feststellen lässt, ob

die Datenpunkte valide sind oder nebenbei doch unbrauchbare Informationen erfasst wurden, stellt die Standardabweichung dar. Ist die Standardabweichung für einen Datensatz gering, liegen in ihm viele nahezu identische Werte vor. Im besten Fall ist das die Phaseninformation des I/Q-Diagramms. Ziel ist es, möglichst stichhaltige Winkelangaben zu erhalten, die frei von Fehlern sind. Zudem wäre es hilfreich, wenn die Winkelbestimmung ohne lang andauerndes Erfassen von umfangreichen Datensätzen möglich ist. Ist die Genauigkeit aller einzelnen Lesegeräte sehr hoch, ergibt sich aus den direkten Zusammenhängen von Wellenlänge, Phasenwinkel und Weglänge, dass die Einfallswinkelbestimmung und damit auch die Ortung von Transpondern mit einer höheren Genauigkeit realisierbar ist.

## 4. Implementierung

### 4.1 Einleitung

Um die in Kapitel 2.3 vorgestellte Herleitung zur Phasenbestimmung in die Praxis umzusetzen, sind mindestens zwei Empfangszweige notwendig. Um dies zu realisieren, muss die verwendete Hardware entweder mehrere Quadraturdemodulatoren mit je einem eigenen HF-Frontend oder mehrere RFID Empfangs- bzw. Lesegeräte verwenden, die mit weiterer Hardware extern gesteuert werden. Da die Versuche mit mehreren Boards mit dem AS3992-Chip durchgeführt werden sollen, wurde zur externen und gleichzeitigen Ansteuerung ein FPGA-Board verwendet.

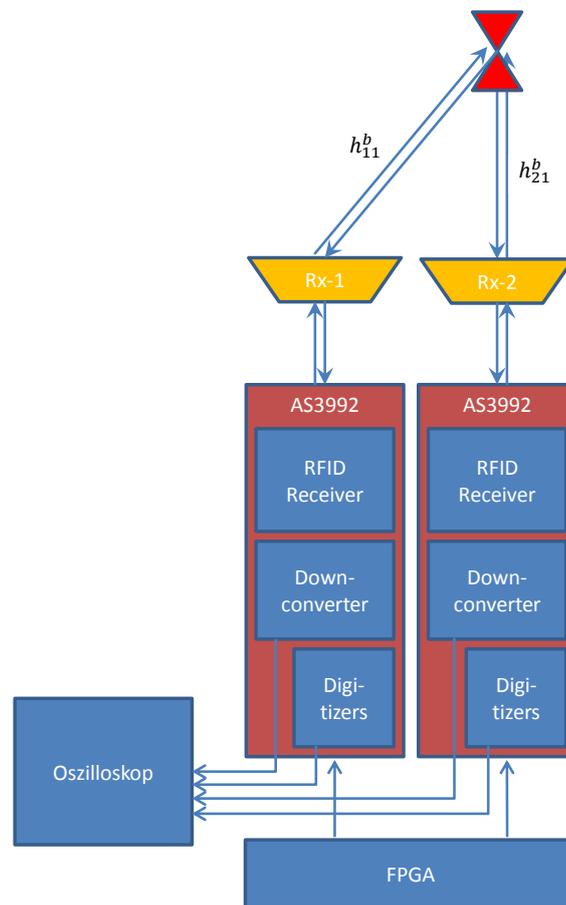


Bild 17: Schematische Darstellung des umgesetzten Aufbaus

Der für die ersten Tests verwendete Versuchsaufbau ist in Bild 17 dargestellt. Als Komponenten des Versuchsaufbaus kommen zwei AS3992-Evaluation-Boards (*MICRO Demo Kit*), ein FPGA-Entwicklungsboard und ein Oszilloskop zum Einsatz. Diesen Evaluation-Boards fehlt die Möglichkeit zur Synchronisierung, da die benötigten Pins

dafür nicht herausgeführt sind. Die Ansteuerung der RFID Boards wird mit einem FPGA realisiert, die I/Q-Daten der RFID-Reader-Boards werden mit einem Oszilloskop aufgezeichnet. Die Verarbeitung der Messwerte findet auf einem PC statt.

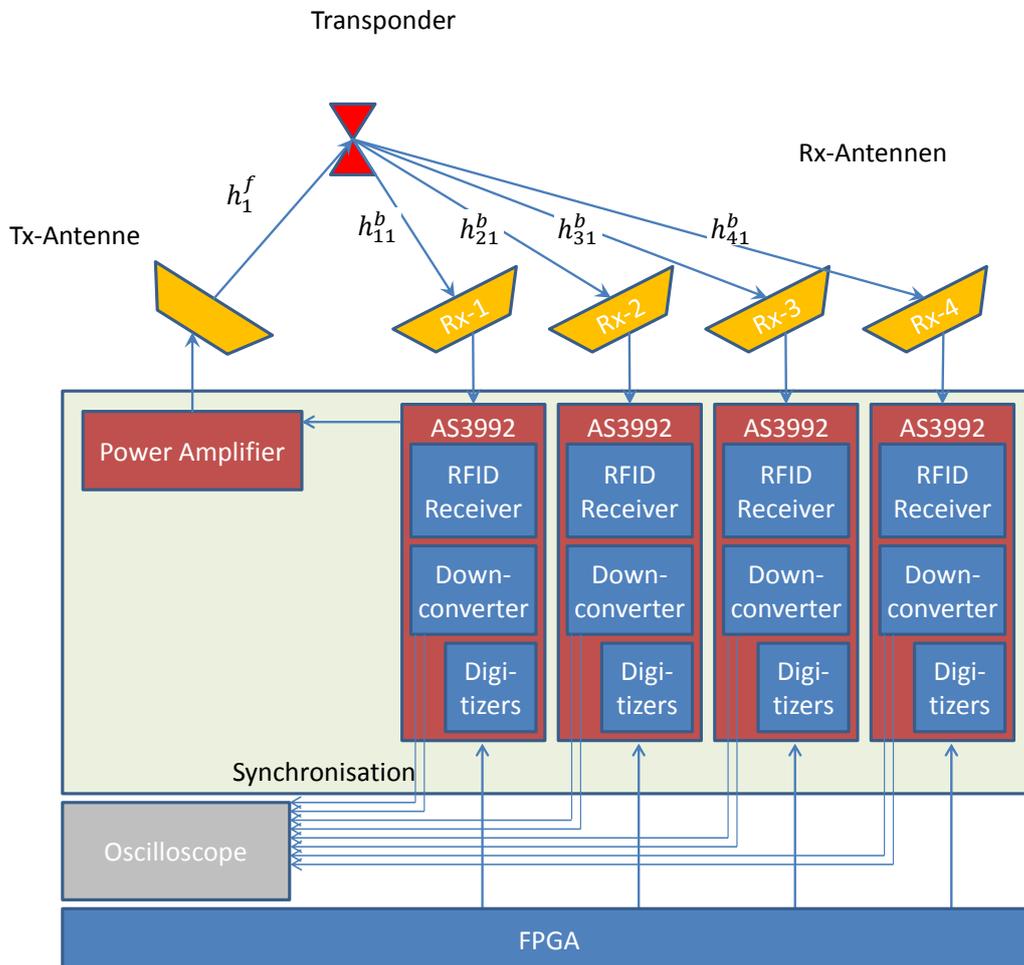


Bild 18: Schematische Darstellung des geplanten Aufbaus



Bild 19: vier RFID-Reader-Boards mit FPGA und externer Speisung in einem Gehäuse

In Bild 18 ist ein Aufbau schematisch dargestellt, der eine Synchronisierung ermöglicht und am Ende auch in die Praxis umgesetzt wurde. In Bild 19 kann man das fertig aufgebaute Board erkennen. Zu sehen sind vier individuelle RFID-Reader-Boards mit je einem AS3992-Chip, deren benötigten SPI-Leitungen mit einem FPGA verbunden sind.

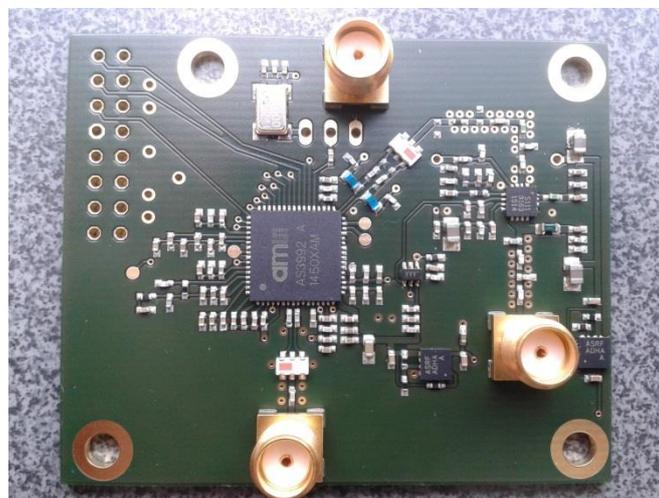


Bild 20: RFID-Reader-Board

In Bild 20 ist eines dieser Boards dargestellt. Eines davon dient als Transmitter, der einen zu untersuchenden UHF-RFID-Transponder anspricht. Dieses RFID-Reader-Board und die restlichen drei dienen zudem als Receiver. Über eine Synchronisation wird den Demodulatoren die gleiche Frequenz bereitgestellt. Die Ausgangs-Signale des Quadraturdemodulators wurden an die analogen Eingänge eines Oszilloskops

angeschlossen. Alle Boards sind je mit einer Dipol-Antenne verbunden. Die Anzahl von vier Empfängern ermöglicht die Einfallswinkelbestimmung von zwei verschiedenen Referenzpunkten aus. Mithilfe zweier Einfallswinkel lässt sich ein Schnittpunkt errechnen, der dem Ort des Transponders entspricht.

## 4.2 Hardware

### 4.2.1 RFID Reader

Zentraler Baustein des RFID-Reader-Boards ist der UHF-RFID-Reader-IC AS3992 der ams AG. Die Eingangssignale durchlaufen einen *IQ Down-Conversion Mixer* (siehe Blockschaltbild Bild 21), welcher den Quadraturdemodulator darstellt. Dieser und das *Gain Filter* lassen sich hinsichtlich des zu erwartenden Signalpegels einstellen. Ein *DRM*<sup>6</sup> *Filter* erlaubt die Einstellung von Hoch- und Tiefpassfiltern, um das Nutzsignal zu optimieren und bei der Verwendung mehrerer Lesegeräte die Signale auf Nachbarkanälen zu unterdrücken. Nach diesen Baugruppen folgt eine Digitalisierung (*Digitizer*) der analogen RFID-Signale. Diese digitalisierten RFID-Signale können vom IC AS3992 nach den EPC-Spezifikationen decodiert und in internen Registern bearbeitet oder direkt herausgeführt werden. Ebenso lassen sich die für die Versuche benötigten analogen *I*- und *Q*-Signale des RFID-Signals herausführen. Der IC AS3992 lädt beim Einschalten ein Standard-Setup. Mit diesem kann direkt der Sendebetrieb gestartet werden. Zur Kommunikation zwischen einem Prozessor und dem IC AS3992 steht ein paralleles und ein serielles Interface (*SPI*<sup>7</sup>) zur Verfügung. Hierüber können sämtliche RegisterEinstellungen konfiguriert und ausgelesen werden. Weitere Einzelheiten sind in Kapitel 4.3 ausgeführt.

---

<sup>6</sup> Dense Read Mode

<sup>7</sup> Serial Peripheral Interface

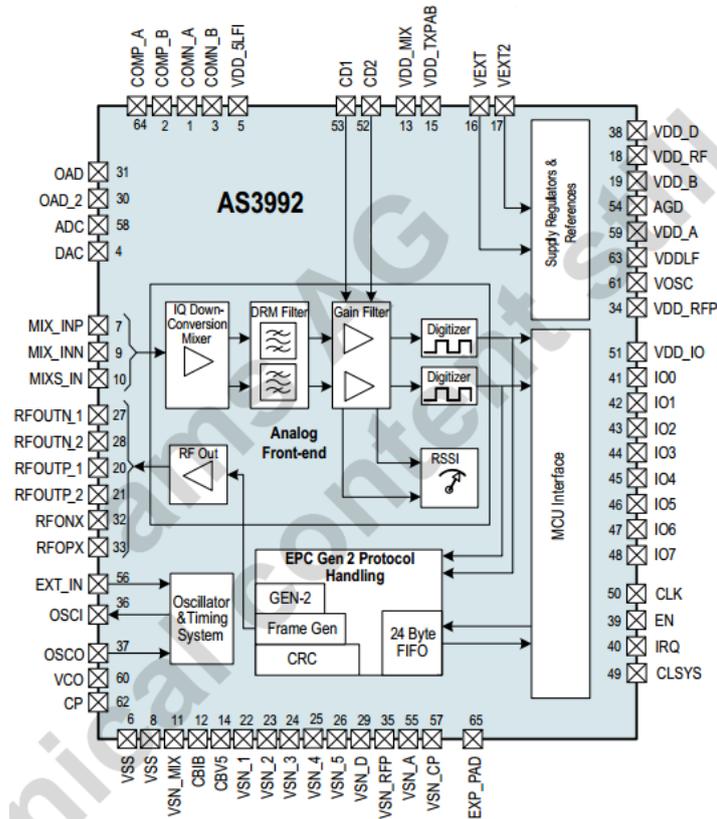


Bild 21: Blockschaltbild des AS3992 [5]

Der IC AS3992 stellt darüber hinaus einen Oszillator (VCO<sup>8</sup> und PLL<sup>9</sup>) zur Erzeugung von Frequenzen von 840 – 960 MHz zur Verfügung. Zudem verfügt der IC AS3992 über einen *low power high linear output* zur Verwendung eines externen Verstärkers, was im Aufbau für den Feldversuch mit einem PA<sup>10</sup> realisiert wurde. Dieser ermöglicht die maximal zulässige Sendeleistung von 33 dBm. In den Testversuchen wurden zwei Evaluation-Boards verwendet, bei denen der *higher output power output* verwendet wurde, der über einen integrierten Verstärker eine Sendeleistung von 17 dBm an 50 Ω zur Verfügung stellt. Weiterhin bestehen prinzipiell die Möglichkeiten einen externen Oszillator sowie eine externe HF-Quelle anzuschließen. Beides eignet sich um die Boards miteinander zu synchronisieren. Bei den Evaluation-Boards sind diese Leitungen nicht herausgeführt. Im Falle eines externen Oszillators muss sichergestellt sein, dass in allen Registern die gleiche Frequenz eingestellt ist, da die Frequenzerzeugung weiterhin über den internen PLL realisiert wird. Die Nutzung einer zentralen HF-Quelle ermöglicht das Synchronisieren

<sup>8</sup> Voltage Controlled Oscillator

<sup>9</sup> Phase Locked Loop

<sup>10</sup> Power Amplifier (Leistungsverstärker)

mehrerer RFID-Reader-Boards, sodass bei symmetrischen bzw. gleich langen Speiseleitungen das HF-Signal phasengleich an allen RFID-Reader-Boards vorliegt.

Die Modulation des ausgesendeten HF-Signals lässt sich mit dem AS3992 auf drei verschiedene Weisen lösen. Bei der Verwendung des *normal data mode*, bei dem der Sendevorgang über das Beschreiben eines bestimmten Registers eingeleitet wird, wird die gesendete Nachricht automatisch nach den EPC-Spezifikationen codiert und moduliert. Bei der Verwendung des *direct mode* muss die Nachricht extern codiert und über einen Anschluss-Pin dem AS3992 zugeführt werden. Die Modulation erfolgt innerhalb des AS3992. Bei der letzten Variante, die auch im *direct mode* realisiert wird, muss die Modulation und die Codierung des Signals extern vorgenommen werden. Da diese Variante bei der Erzeugung des Signals einen höheren Aufwand darstellt, wurde die Variante mit interner Modulation gewählt.

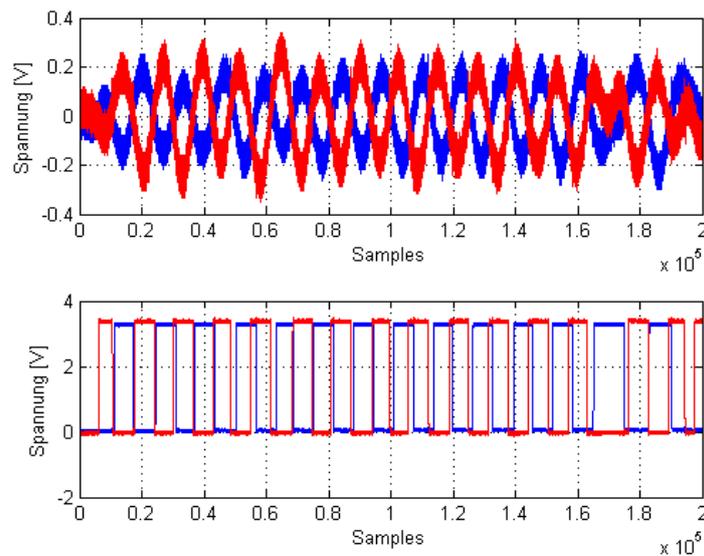


Bild 22: Analoger und digitaler Output

Im *direct mode* lässt sich das Antwortsignal in drei verschiedenen Varianten herausführen. Bei der ersten Variante werden der intern decodierte Datenstrom der Transponder-Antwort und ein Taktsignal an IO5 und IO6 ausgegeben. Bei der zweiten Variante werden die Ausgangssignale nach der Digitalisierung herausgeführt (ebenfalls IO5 und IO6). Parallel dazu können die analogen RFID-Signale des Quadraturdemodulators herausgeführt werden (OAD, OAD2), was die dritte Variante darstellt. Jeweils die beiden *I*- und *Q*-Signale der letzten beiden Varianten sind in Bild 22 dargestellt. Der zu erkennende Signalpegel der

digitalisierten Signale von ca. 3 V eignet sich besonders bei der Verwendung von Bauteilen bzw. Schaltkreisen, die nur geringe Logikpegel, wie TTL<sup>11</sup> und LVTTTL<sup>12</sup>, benötigen [24] [25]. Das schließt eine große Anzahl an ICs wie Mikrocontrollern, FPGAs und weitere Prozessoren ein. Somit können die digitalisierten Signale von einer Vielzahl von Prozessoren ausgewertet werden, um bspw. das Protokoll-Handling zu steuern. Das Datenblatt [5] macht keine Angaben dazu, welcher der OAD/OAD2-Pins das *I*- und das *Q*-Signal ausgibt. Daher ist zu beachten, dass alle Boards identisch angeschlossen werden.

#### 4.2.2 FPGA

Bei dem verwendeten FPGA-Board handelt es sich um eine *Xilinx ML507 Evaluation Platform* mit einem *Xilinx Virtex-5* FPGA. Die wichtigste Schnittstelle zwischen FPGA-Board und RFID-Reader-Boards stellt der Pin-Sockel dar. Dieser stellt 32 Ein- und Ausgangs-Pins (*single ended connections*) zur Verfügung. Das ermöglicht den Anschluss von mehreren RFID-Boards. Des Weiteren wurde zur Steuerung der RFID-Boards ein Taster und zur Kontrolle des Sendevorgangs mehrere LEDs des FPGA-Boards verwendet. Ein FPGA bietet den Vorteil, dass alle Ausgänge parallel und gleichzeitig gesteuert werden können.

Tabelle 4: Pin-Layout und Zuordnung der FPGA- und AS3992-Pins

FPGA			RFID-Reader	
Port	J6-Pin	FPGA-Pin	AS3992-Pin	Funktion
XGI J6	(HDR1) 2	H33	EN	EN
XGI J6	(HDR1) 4	F34	IRQ	IRQ
XGI J6	(HDR1) 6	H34	IO2	RXen
XGI J6	(HDR1) 8	G33	IO3	RFout
XGI J6	(HDR1) 10	G32	IO4	SS
XGI J6	(HDR1) 12	H32	IO6	MISO
XGI J6	(HDR1) 14	J32	IO7	MOSI
XGI J6	(HDR1) 16	J34	CLK	SPICLK
XGI J6	(HDR1) 18	L33	ENbias	EN Bias
XGI J5	1 – 4	–	–	5 V
XGI J5	6 – 9	–	–	3,3 V
XGI J5/J6	GND	–	–	GND

<sup>11</sup> Transistor-Transistor-Logik

<sup>12</sup> Low-Voltage-Transistor-Transistor-Logik

---

In Tabelle 4 ist die Pin-Zuordnung des FPGAs für die Testversuche aufgelistet. Für den Feldversuch wurde die Zuordnung in der gleichen Anordnung erweitert.

### 4.2.3 Empfangsantennen

Für die Testversuche wurden zwei zu den Evaluation-Boards gehörenden Patch-Monopol-Antennen verwendet. Diese wurden jeweils an einem Evaluation-Board angeschlossen und mit unterschiedlichen Abständen parallel zueinander ausgerichtet.

Für den Feldversuch wurden als Empfangsantennen vier Dipol-Antennen auf einem Träger linear und gleichmäßig zueinander angebracht. Der Abstand von  $0,4 \cdot \lambda/2$  wird benötigt, um die in Kapitel 2.3 besprochene Herleitung realisieren zu können, da bei größeren Abständen die Eindeutigkeit der Phasenbestimmung nicht mehr gewährleistet ist. Alle Antennen sind durch gleichlange Koaxial-Kabel mit den RFID-Reader-Boards verbunden.

### 4.2.4 Oszilloskop

Zur Aufzeichnung der Daten wurde das *Mixed Signal Oscilloscope* MSO6104A von Agilent verwendet. Dieses ermöglicht die gleichzeitige Aufzeichnung mit vier analogen und 16 digitalen Kanälen mit einer Bandbreite von maximal 1 GHz und einer Sample-Rate von bis zu 4 GSamples/s. Die Sample-Rate und Bandbreite ist abhängig von der Kanalkonfiguration. Alle Aufzeichnungen lassen sich u.a. als CSV<sup>13</sup>-Datei umwandeln und auf einen externen USB-Datenträger speichern oder mit einer Software auf den PC übertragen. Dies ermöglicht eine weitergehende Analyse und Verarbeitung. Alle Leitungen des Oszilloskops besitzen identische Längen, sodass Verfälschungen bei den Signallaufzeiten auftreten minimiert werden.

Zur Fehlerüberprüfung des IC AS3992 wurden die digitalen Eingänge des Oszilloskops genutzt. Die entsprechenden Bits der Test-Register ließen sich auf dem Bildschirm des Oszilloskops vergrößern und machten eine visuelle Überprüfung möglich. Dies war nötig, da bei der Herstellung der RFID-Reader-Boards teilweise kalte Lötstellen vorhanden waren und beispielsweise der interne *PLL* nicht funktionierte. Dies äußerte sich lediglich in einem fehlerhaften oder gar keinem HF-Signal im Sendebetrieb. Beim Prüfen des *AGC and Internal Status Register* stellte sich heraus, dass das Bit *pll\_ok* nach dem Einschalten des Boards nicht auf „1“ gesetzt wurde. Beim Untersuchen der für den *PLL* benötigten

---

<sup>13</sup> Comma-separated values

Bauteile, konnten die kalten Lötstellen ausfindig gemacht und anschließend beseitigt werden.

## 4.3 Software

### 4.3.1 VHDL-Code für die Inbetriebnahme des FPGA

#### 4.3.1.1 Funktionsübersicht

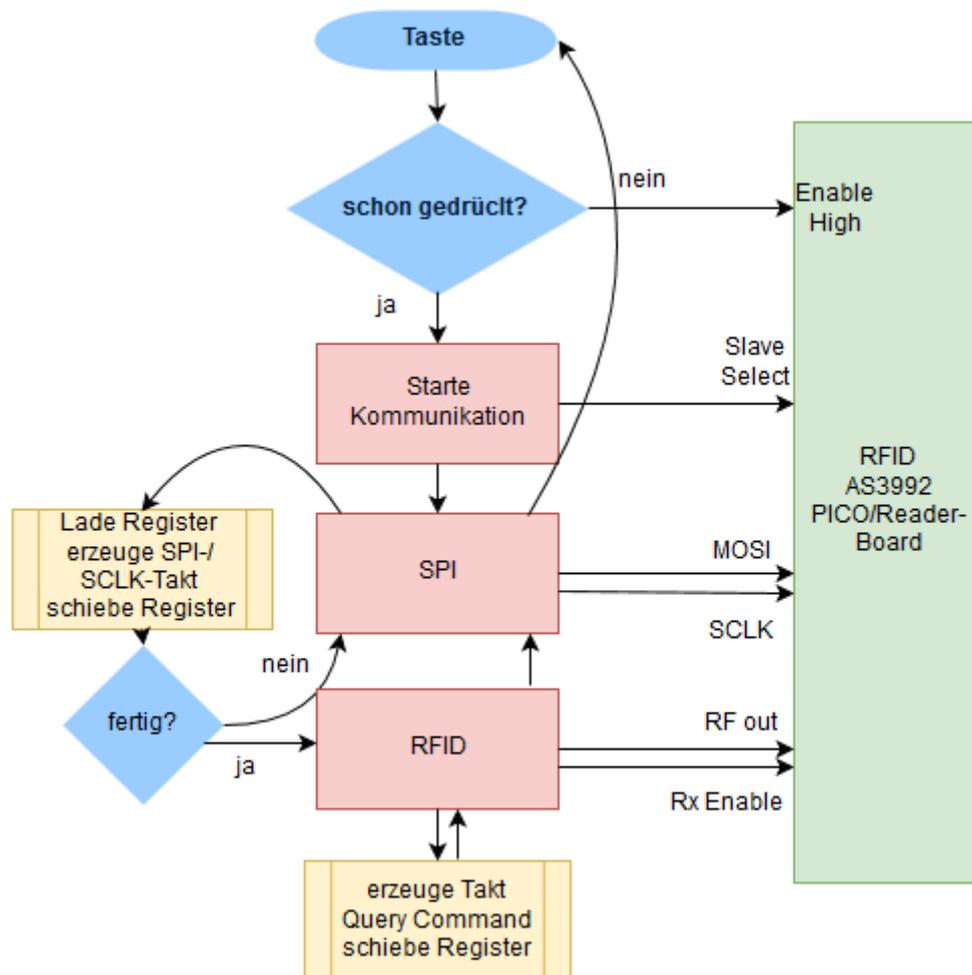


Bild 23: Programmlaufplan des VHDL-Codes

#### 4.3.1.2 Initialisierung

Für den FPGA wurde ein VHDL<sup>14</sup>-Code geschrieben, der die gestellten Anforderungen zum Betrieb der RFID-Reader-Boards erfüllt. Zum Aktivieren des AS3992 muss der *enable pin* auf *high* gesetzt werden. Damit werden die internen Baugruppen des AS3992 aktiviert, die eine bestimmte Zeit zum Einschwingen benötigen. Damit diese Zeit

<sup>14</sup> Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language

eingehalten wird (*crystal oscillator* 1,5 – 3 ms, *bias and reference voltage* 12 ms [7]), wurde zum einen eine Verzögerung von 20 ms mit einem *Delay*-Zähler sichergestellt. Zudem wurde der *Delay*-Zähler zur Entprellung der manuell getätigten Tastendrucke verwendet. Dies verhindert, dass bei einem einzigen Tastendruck mehrere Befehle ausgeführt werden, da der Status der Taste mit den 100 MHz des FPGA abgefragt wird. Der erste Tastendruck nach dem Einschalten des FPGA setzt dieses *enable pin* auf *high*.

#### 4.3.1.3 Konfiguration über SPI

Für die SPI-Kommunikation wurde ein SPI-Master in VHDL implementiert. Zur Erzeugung des *SPI*-Taktes (*SCLK*), der für die SPI-Kommunikation nötig ist, wurde der von einem Oszillator erzeugte 100 MHz-Takt des FPGAs verwendet. Der AS3992 unterstützt einen maximalen *SCLK*- bzw. *SPI*-Takt von 2 MHz. Sicherheitshalber wurde ein Takt von 1 MHz verwendet. Dazu wurde ein Zähler genutzt, der nach 50 Takten die Flanke des *SCLK*-Pins ändert und darauf wieder auf null zurückgesetzt wird. Hierbei ist zu beachten, dass die Zählschleife einen Takt von 2 MHz erzeugt.

$$100 \text{ MHz} / 50 = 2 \text{ MHz} \quad (10)$$

Der Flankenwechsel wird im Takt von 2 MHz vorgenommen. Da über eine volle Periode die Flanke einmal steigt und einmal fällt, ergibt dies eine Frequenz bzw. einen Takt von nur einem Megahertz für den *SPI*-Takt.

Zur Übertragung der Konfigurationsdaten wurde im FPGA ein Register erstellt, das 64 Bit bzw. acht Byte lang ist. In dieses Register wurden jeweils die Adressen sowie der Inhalt der zu beschreibenden Register des AS3992 geschrieben. Die 64 Bit langen Register im VHDL Code wurden unter Berücksichtigung der acht Bit langen AS3992-Register-Adressen und den acht und 24 Bit langen Registerinhalten festgelegt. Somit können die Informationen von vier Registern einschließlich der Adressen in einem FPGA-Register gespeichert werden. Zum Beschreiben der AS3992-Register müssen zuerst die Registeradresse und anschließend der Registerinhalt übertragen werden. Bei einem Tastendruck wird die Flanke des *slave select*-Pin gewechselt und ein Kommunikationsvorgang eingeleitet. Anschließend wird der Inhalt des FPGA-Registers bitweise synchron zum *High*-Pegel des *SCLK*-Taktes übertragen (*MOSI*<sup>15</sup>). Mit weiteren

<sup>15</sup> MOSI – Master Out Slave In

Zählern wurde sichergestellt, dass zwischen dem Adress- und Daten-Byte eine Pause von 50 ns und zwischen Daten- und Adress-Byte eine größere Pause von 7  $\mu$ s eingehalten wird, um die jeweiligen Datenblöcke zu separieren. Nachdem die 64 Bit langen FPGA-Register übertragen wurden (über einen Bit-Zähler wurde das registriert), wird dieses Register über einen *Case*-Zweig mit weiteren Informationen und den dazugehörigen Registeradressen beschrieben. Dieser geschilderte Ablauf wiederholt sich, bis alle benötigten Einstellungen übertragen wurden. Im VHDL-Code wurden alle benötigten Register vorkonfiguriert. Bei den AS3992-Registern mit einer Länge von 24 Bit ist darauf zu achten, dass zuerst das niederwertigste Byte des Registerinhaltes übertragen wird und zum Schluss das höchstwertige Byte.

Innerhalb der Register-Adresse lässt sich festlegen, ob das entsprechende Register beschrieben oder ausgelesen werden soll. Beim Auslesen wird nur die Registeradresse an den AS3992 übertragen und anstelle der Übertragung der Registerinhalte wird die Antwort des AS3992 ausgelesen. Diese werden synchron auf das *SCLK*-Taktsignal vom AS3992 ausgegeben (*MISO*<sup>16</sup>). Das Auslesen der Register ist sehr hilfreich beim Überprüfen der Funktionsfähigkeit des AS3992 und beim Aufspüren einer Fehlerquelle bei fehlerhaftem Verhalten.

Schwierigkeiten machte der AS3992 bei der Verwendung des *direct mode*. Die genaue Befolgung der im Datenblatt angegebenen Schritte führte nicht zu dem Ergebnis, dass der AS3992 das Hochfrequenz-Signal aussendete. Die Errata beinhalteten diesbezüglich keinerlei Informationen. Erst durch Informationen Dritter und der Analyse des von der AMS AG zur Verfügung gestellten Quellcodes war es möglich, dieses Problem zu beseitigen. Bevor der AS3992 in den Sendebetrieb geschaltet werden konnte, mussten vorher weitere Register in einer bestimmten Reihenfolge beschrieben und vor allen Dingen der *slave select*-Pin auf *low* gesetzt werden. Der *normal mode*, bei dem lediglich ein Kommando an den AS3992-IC gesendet wird, arbeitete hingegen problemlos. Allerdings werden in diesem Modus keine Empfangssignale an den analogen und digitalen Pins ausgegeben. Der VHDL-Code mit dem Workaround ist im Anhang.

---

<sup>16</sup> MISO – Master In Slave Out

#### 4.3.1.4 UHF-RFID-Kommunikation/Codierung

Nachdem der AS3992-IC durch die Konfiguration über die *SPI*-Schnittstelle in den *direct mode* versetzt wurde, muss die Codierung des Nachrichtensignals (*Query Command*) vom FPGA vorgenommen werden. Wie in Tabelle 1 (Seite 21) ersichtlich, lassen sich verschiedene *BLF* über mehrere Wege realisieren. Damit eine zeitlich möglichst lange Transponder-Antwort erreicht wird, deren Signalzustand sich seltener ändert, wurde zum Erreichen der niedrigsten *BLF* ein *Tari* von 25  $\mu\text{s}$  gewählt. Damit wird eine bessere Erfassung durch das Oszilloskop sichergestellt, da mehr Datenpunkte bzw. Samples aufgezeichnet werden können. Dafür wurde aus dem 100 MHz-Takt des FPGAs mit einem Zähler bzw. Taktteiler von 1250 ein Taktsignal mit einer Periodendauer von 12,5  $\mu\text{s}$  realisiert. Auch hier wird aus zwei Flanken (steigend und fallend) die letztendliche Periodendauer von 25  $\mu\text{s}$  erzeugt. Das daraus resultierende Signal hat einen Tastgrad von 50 %.

Das eigentliche Signal, welches übermittelt werden soll, wurde in einem Register gespeichert. Da verschiedene Modulationsarten und *BLF* getestet werden sollen, wurden mehrere Setups für dieses Register vorbereitet. Das Register hat dementsprechend je nach Setup eine unterschiedliche Länge (zwischen 73 und 80 Bits), da die Symbole bei UHF-RFID unterschiedliche Längen aufweisen (siehe Kapitel 2.1.2.1). Der CRC-5-Prüfcode musste für jedes Setup separat berechnet werden. Hierfür wurde ein vorbereitetes Programm genutzt.

Getestet wurden die Frequenzen von 40 kHz, 155,15 kHz und 243,8 kHz je mit FM0-, Miller-2- und Miller-8-Codierung. Das Trägersignal arbeitete mit einer Frequenz von 867 MHz. Dies wurde schon vorab in den Registern des AS3992-ICs eingestellt.

Das nun in einem Register bereitstehende *Query Command* wurde mit dem oben erwähnten Takt auf den IO3-Pin eines AS3992-ICs übertragen. Der AS3992 schaltet somit je nach Signalpegel den HF-Ausgang. Nachdem das *Query Command* übertragen wurde, wird der Signalpegel am IO3-Pin dauerhaft auf *high* gesetzt und nun der Empfangszweig aktiviert (IO2-Pin auf *high*). Da ein Transponder nicht sofort antwortet, wurde eine Verzögerung für die Aktivierung des Empfangszweigs von 50  $\mu\text{s}$  eingestellt. Damit die komplette Transponder-Antwort vom Empfangszweig erfasst wird, wurde eine Dauer von 1,5 ms für das Beibehalten des *CW*-Signals und des Empfangszweigs gewählt. Diese Werte

wurden bei vorherigen Versuchen ermittelt, um bei der langsamsten FM0-Codierung mit 40 kHz *BLF* die gesamte Transponder-Antwort erfassen zu können. Nachdem dieses Prozedere durchlaufen ist, wird *slave select* wieder auf *high* gesetzt und der *direct mode* verlassen. Das FPGA ist nun im Ruhemodus und ein weiterer Kommunikationsvorgang kann über einen erneuten Tastendruck gestartet werden. Während diesen ganzen Prozesses dienen einige LED des FPGA-Boards als Statusleuchten, um eventuell auftretende Fehler sichtbar zu machen und den Sendevorgang zu signalisieren.

Vor der Inbetriebnahme des FPGA muss der VHDL-Code auf Fehler geprüft und synthetisiert, das Pin-Layout konfiguriert und letzten Endes der VHDL-Code auf das FPGA geladen werden.

#### 4.3.2 Auswertung mit Matlab

Zur Auswertung der vom Oszilloskop aufgezeichneten Daten wurde MATLAB verwendet. Da MATLAB die Trennzeichen der CSV-Dateien falsch interpretiert, wurden die Kommata der Dezimaltrennzeichen durch Punkte und die Semikolons durch Kommata ersetzt. Dazu wurde das Programm Notepad++ verwendet. Mit der Funktion *csvread* werden die Daten eingelesen und mit der Funktion *plot* dargestellt.

Zur Entfernung eines Gleichspannungsanteils wird über den dargestellten Bereich mit der Funktion *mean* ein Mittelwert gebildet und dieser Mittelwert von den Ausgangsdaten subtrahiert. Das Konstellationsdiagramm wird erstellt, indem die Inphase-Daten (*I*) über die Quadratur-Daten (*Q*) aufgetragen werden. Um dies darzustellen, wird ebenfalls die Funktion *plot* verwendet. Der Winkel dieses Konstellationsdiagramms wird ermittelt, indem mit der Funktion *findpeaks* die Maxima in den Datensätzen gefunden werden. Da der Transponder den Nutzdaten zwölf führende Nullen voranstellt, ist bspw. bei der FM0-Codierung ebenso von zwölf Maxima bzw. Peaks auszugehen. Die Funktion *Findpeaks* lässt sich mittels *npeaks* auf eine Höchstzahl zu findender Maxima einstellen. In diesem Fall bietet sich die Anzahl von zwölf an. Da durch die Quantisierungsschritte des Oszilloskops viele Maxima auftreten können (mit den identischen Werten), und diese dicht beieinander liegen könnten, kann es dazu kommen, dass *findpeaks* schon nach der ersten Schwingung des aufgezeichneten Signals keine weiteren Maxima findet. Mit *minpeakdistance* lässt sich der Mindestabstand zwischen zwei zu suchenden Maxima einstellen. Da die Samplerate des Oszilloskops und die *BLF* des Transponders bekannt ist,

lässt sich ein entsprechender Abstand einstellen, dass alle zwölf Maxima der führenden Nullen gefunden werden. Um auch die Minima zu erfassen, werden die Daten mit -1 durchmultipliziert und damit das Vorzeichen gedreht. Entsprechend muss bei anschließender Bearbeitung dieser Vorgang umgekehrt werden.

Wiederum über *plot* lassen sich diese Maxima und Minima in dem Konstellationsdiagramm darstellen, indem *I* über *Q* aufgetragen wird. Über eine Mittelwertbildung der jeweiligen Maxima und Minima lässt sich jeweils ein einzelner Wert ermitteln. Über eine Gerade zwischen diesen beiden Punkten lässt sich nun der Anstieg *m* nach

$$m = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \quad (11)$$

Ermitteln. Der (Phasen-) Winkel lässt sich über

$$\alpha = \arctan(m) * \frac{180^\circ}{\pi} \quad (12)$$

ermitteln. Matlab arbeitet mit dem Radianten, deswegen ist die Anpassung nötig.

Bei stärker verrauschten Signalen ist das Finden eines Maximums schwieriger, da die Funktion *findpeaks* den größten Wert zwischen drei Datenpunkten ermittelt. Taucht vor dem zu erwartenden Maximum ein lokaler Spitzenwert auf, dann wird dieser als Maximum erfasst. Liegt das tatsächliche Maximum innerhalb des Werts von *minpeakdistance*, so wird dieses Maximum nicht erfasst. Um dieses Verhalten zu unterdrücken, bietet sich die Glättung des analogen Ausgangssignals durch einen gleitenden Mittelwert an. Hierbei ist die Anzahl der gleichzeitig zu erfassenden Datenpunkte so zu wählen, dass die tatsächlichen Maxima noch erhalten bleiben und die fehlerhaften Punkte geglättet werden.

Es wurden die Phasenwinkel auch ohne die Unterdrückung des Gleichanteils oder der direkten Anwendung der Formel

$$\alpha = \arctan\left(\frac{Q}{I}\right) \quad (13)$$

untersucht.

Der gleitende Mittelwert-Filter wurde auch bei verrauschten Signalen verwendet. Zur weiteren Bewertung mancher Messergebnisse, wurden die Funktionen *var* und *std* zur Berechnung der Varianz und der Standardabweichung eingesetzt. In Kombination mit der Funktion *hist*, zum Erstellen eines Histogramms, ließen sich die Messergebnisse umfangreicher beurteilen.

## 5. Evaluierung

### 5.1 Einleitung

Die nachfolgenden Betrachtungen untersuchen die Eignung des AS3992-IC für die Einfallswinkelbestimmung von UHF-RFID-Signalen. Dabei sollen Schwächen und die zu erreichende Genauigkeit untersucht werden. Um das Verhalten des AS3992-ICs zu untersuchen, wurden auch verschiedene *BLF* und Codierungen verwendet.

### 5.2 Analyse der Ausgangssignale des AS3992

Zunächst werden die Eigenschaften der Ausgangssignale an den Pins OAD und OAD2 betrachtet. Wie bereits erwähnt, macht das Datenblatt [5] keine Angaben darüber, welches der beiden Pins das *I*- und das *Q*-Signal ist.

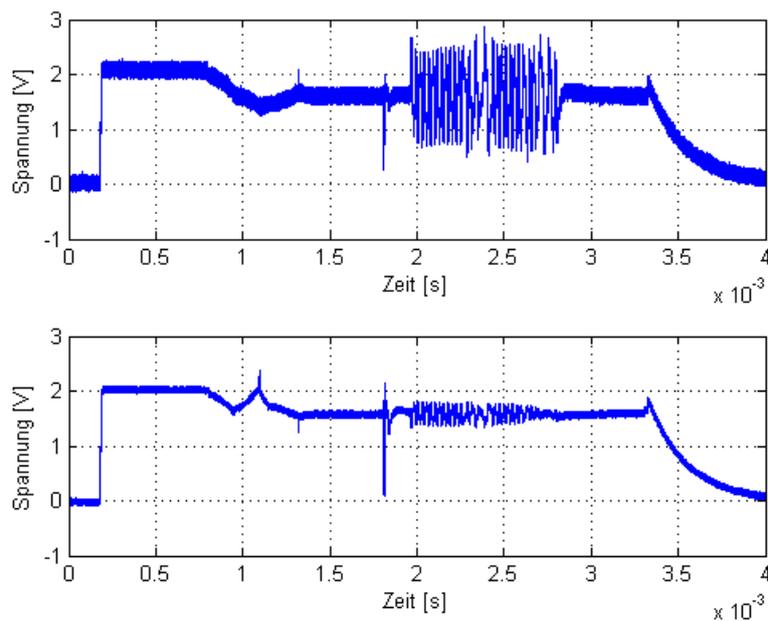


Bild 24: Analoge Ausgänge; komplettes *RN16*-Signal

Bild 24 zeigt die beiden analogen Ausgangssignale. Deutlich zu erkennen ist das *RN16*-Signal des Transponders mit dem Pilotton, welcher bei ca. 2 ms beginnt. Deutlich zu sehen ist ein Offset, der bei ca. 0,2 ms einsetzt, leicht abfällt und während der gesamten Transponder-Antwort aufrechterhalten bleibt. Die Gleichspannung liegt bei beiden Signalen bei ca. 1,5 V. Bei ca. 3,3 ms fällt der Offset ab und ähnelt der Entladekurve eines Kondensators.

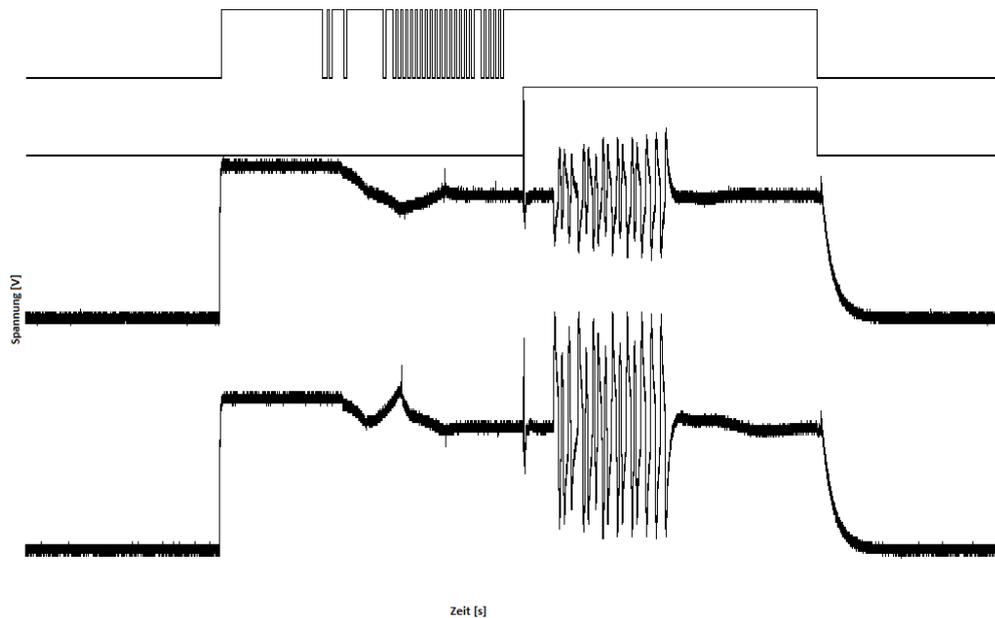


Bild 25: *Query Command* und analoge Ausgänge

In Bild 25: *Query Command* und analoge Ausgänge sind von oben nach unten das vom FPGA erzeugte *Query Command*, das vom FPGA erzeugte Signal zum Aktivieren des Empfangszweigs des AS3992, und die beiden analogen Inphase- und Quadratur-Signale des AS3992 zu sehen. Hiermit sollte verdeutlicht werden, dass ab dem Beginn des *direct modes* der Offset bei den analogen Signalen einsetzt. Zudem ist kurz vor der Transponder-Antwort eine Spitze zu erkennen, die durch den Pegelwechsel beim Aktivieren des Receivers hervorgerufen wird. Nach dem Verlassen des *direct modes* fallen die Spannungen der analogen Signale wieder auf 0 V.

### 5.3 Test des Funktionsprinzips

Da die Phaseninformation mit der Transponder-Antwort übertragen wird, müssen die Messwerte entsprechend bearbeitet werden. Für die ersten Analysen und Vergleiche soll zunächst nur der Pilotton analysiert werden, sodass eine bessere Vergleichbarkeit gewährleistet wird. Bei der FM0-Codierung sind dies zwölf Nullen. Dies verhindert Verfälschungen, die durch eine sich stetig ändernde Symbolfolge hervorgerufen werden könnten.

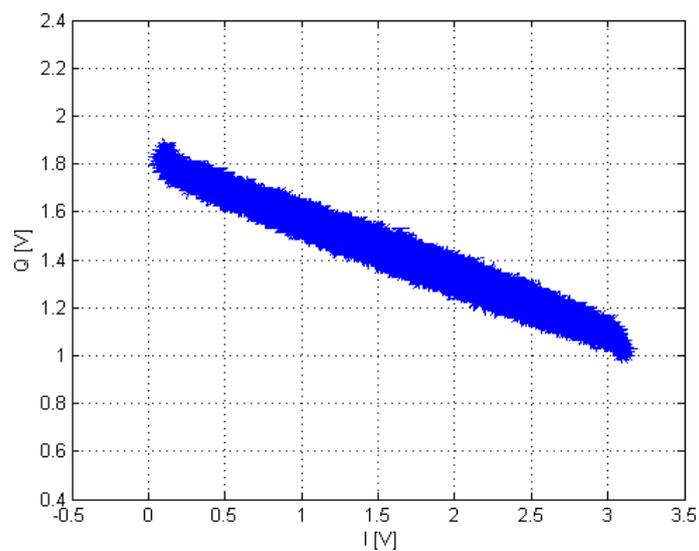


Bild 26: Inphase über Quadratur-Signal des AS3992

In Bild 26 ist das *Inphase-Signale* über dem *Quadratur-Signal des AS3992* aufgetragen was das zugehörige I/Q-Diagramm darstellt.

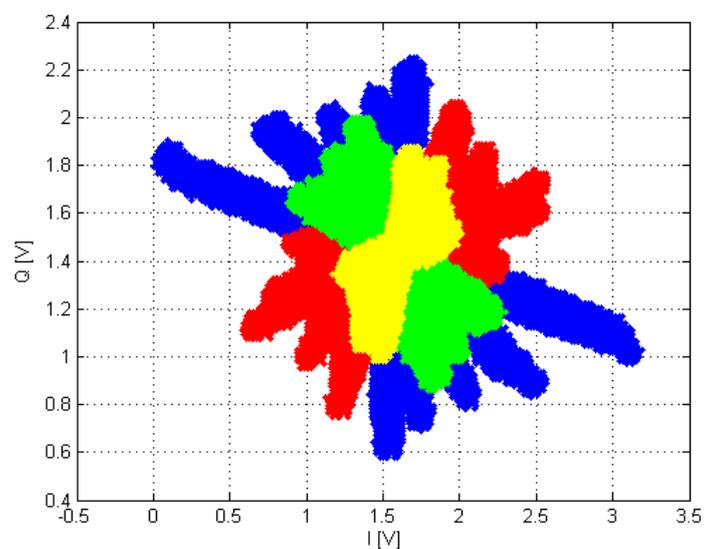


Bild 27: Mehrere I/Q-Diagramme von unterschiedlichen Positionen

Bild 27 macht das Funktionsprinzip deutlich sichtbar. Hier wurde ein Transponder vor die Antenne des Lesegerätes positioniert, und anschließend in 1-cm-Schritten von der Antenne entfernt. Nach jedem Schritt wurde die Transponder-Antwort aufgezeichnet und das I/Q-Diagramm eingezeichnet. Es wurden je fünf Datensätze in der gleichen Farbe eingefärbt (blau = 1 – 5 cm, rot = 6 – 10 cm, grün = 11 – 15 cm, gelb = 16 – 20 cm). Es ist deutlich zu

sehen, dass beginnend von blau mit zunehmender Entfernung eine Drehung im Uhrzeigersinn stattfindet, und die Ausmaße der I/Q-Diagramme stetig abnehmen. Da der Transponder immer weiter von der Antenne entfernt wird, nehmen auch die Signalamplituden ab. Hiermit konnte die Lageabhängigkeit der I/Q-Diagramme gezeigt werden.

#### 5.4 Verarbeitung der Ausgangssignale

Da mehrere Varianten für die Ermittlung eines Phasenwinkels untersucht werden sollen, müssen die Daten weiter verarbeitet werden. Die Analyse der Ausgangssignale zeigte bereits, dass ein Offset während der Transponder-Antwort vorliegt. Weil neben den Maxima auch die Minima benötigt werden, die Funktion *findpeaks* allerdings nur Maximalwerte erfasst, wurde der entsprechende Datensatz mit -1 durchmultipliziert. Nun konnten die Minima gefunden und deren Indizes gespeichert werden. Anschließend wurde wieder mit -1 durchmultipliziert.

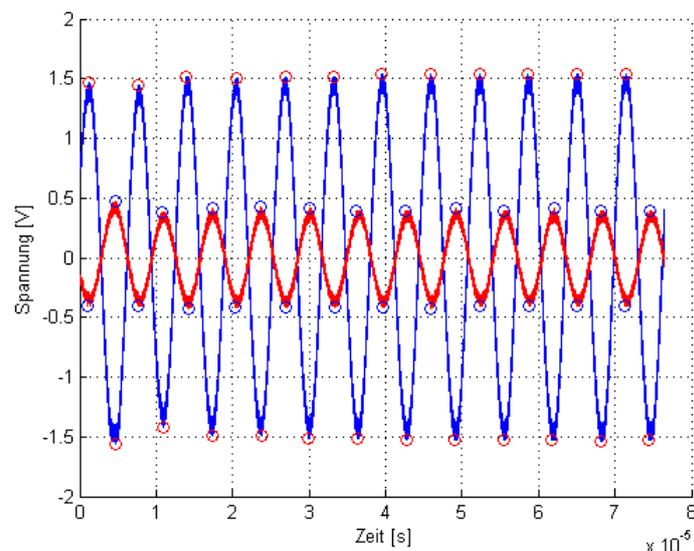


Bild 28: Maxima und Minima auf beiden Signalen

In Bild 28 sind die mit oben beschriebener Methode erfassten Maxima und Minima eingezeichnet. Wie zu sehen ist, wurde der Gleichanteil entfernt.

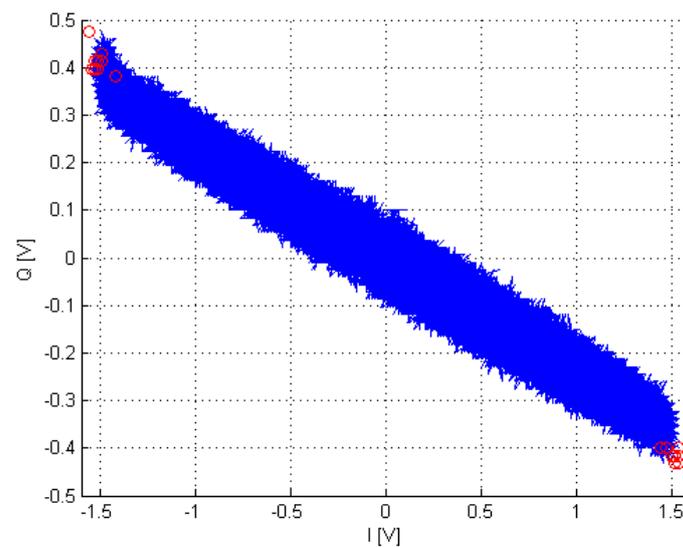


Bild 29: I/Q-Diagramm mit eingezeichneten Maximalwerten

Anschließend lassen sich die erfassten Maxima und Minima im I/Q-Diagramm einzeichnen. Auch hier ist zu sehen, dass sich das Diagramm aufgrund des entfernten Gleichanteils am Koordinatenursprung befindet. Nach Mittelwertbildung dieser im I/Q-Diagramm eingezeichneten Extremwerte, bleiben nur noch zwei Punkte übrig, wie im folgenden Bild dargestellt.

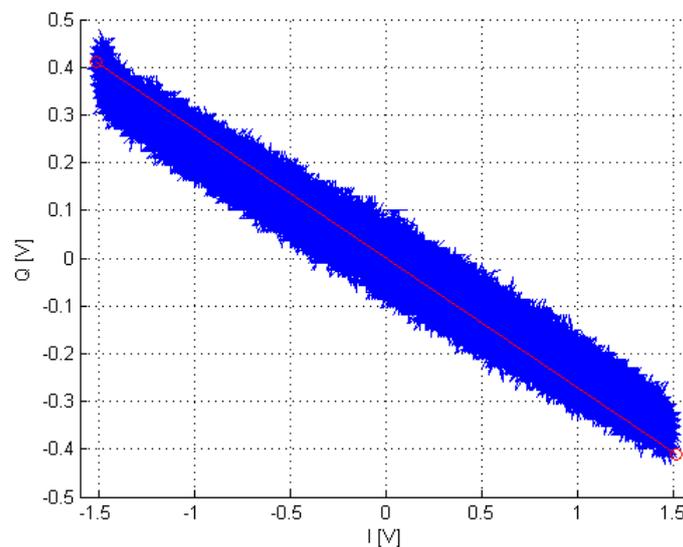


Bild 30: I/Q-Diagramm mit Linie zwischen beiden Mittelwert-Punkten

Mit den X- und Y-Koordinaten dieser beiden Punkte lässt sich mit

$$m = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \quad (14)$$

der Anstieg der zwischen beiden Punkten aufgespannten Gerade berechnen. Anschließend lässt sich mit

$$\alpha = \arctan(m) \frac{180^\circ}{\pi} \quad (15)$$

der Winkel in Bezug auf den Koordinatenursprung berechnen. Für die in Bild 30 dargestellte Linie ergibt sich ein Winkel von  $-15,1^\circ$ .

### 5.5 Varianten zur Berechnung des Phasenwinkels

Die oben dargestellte Methode berücksichtigt nicht, dass die jeweiligen Maxima und Minima zu unterschiedlichen Zeitpunkten auftreten können. Somit kann es vorkommen, dass beispielsweise ein Maximum zeitlich hinter dem Minimum liegt. Dieses Verhalten ist auch der Grund, weshalb die Punkte in Bild 29 scheinbar in den Ecken des I/Q-Diagramms liegen und damit die Gerade in Richtung Uhrzeigersinn verdreht ist.

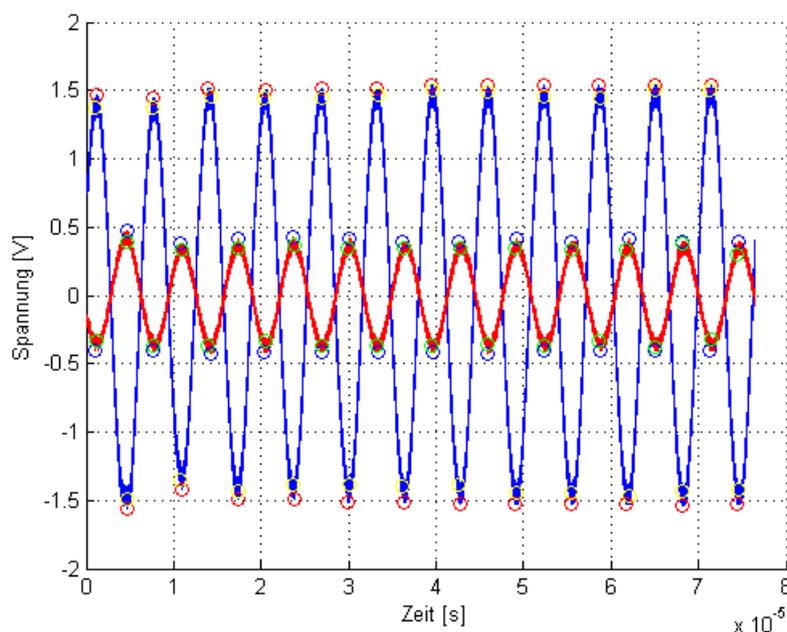


Bild 31: Maxima und Minima und dazugehörige Werte

Bei dieser Variante wird beim Erfassen eines Extrema ein weiterer Datenpunkt ermittelt, der zum selben Zeitpunkt beim entsprechend anderen Signal vorliegt. Beim Erfassen eines

Maximums im  $I$ -Signal wurde ein dazugehöriger Datenpunkt vom  $Q$ -Signal genutzt und umgekehrt. Somit ergeben sich mehr Datenpunkte als bei der vorigen Methode. In Bild 31 sind diese Punkte eingezeichnet. Die roten Kreise sind die Extrema des (blauen)  $I$ -Signals und die grünen Kreise sind die zeitgleich auftretenden Punkte im  $Q$ -Signal (rot). Die blauen Kreise hingegen sind die Extrema des  $Q$ -Signals und die gelben Kreise die zeitgleich auftretenden Punkte im  $I$ -Signal. Werden aus den zugehörigen Datenpunkten wieder Mittelwerte gebildet, mit Hilfe dieser Punkte Geraden gebildet und diese im  $I/Q$ -Diagramm eingezeichnet, ergibt sich folgendes Bild:

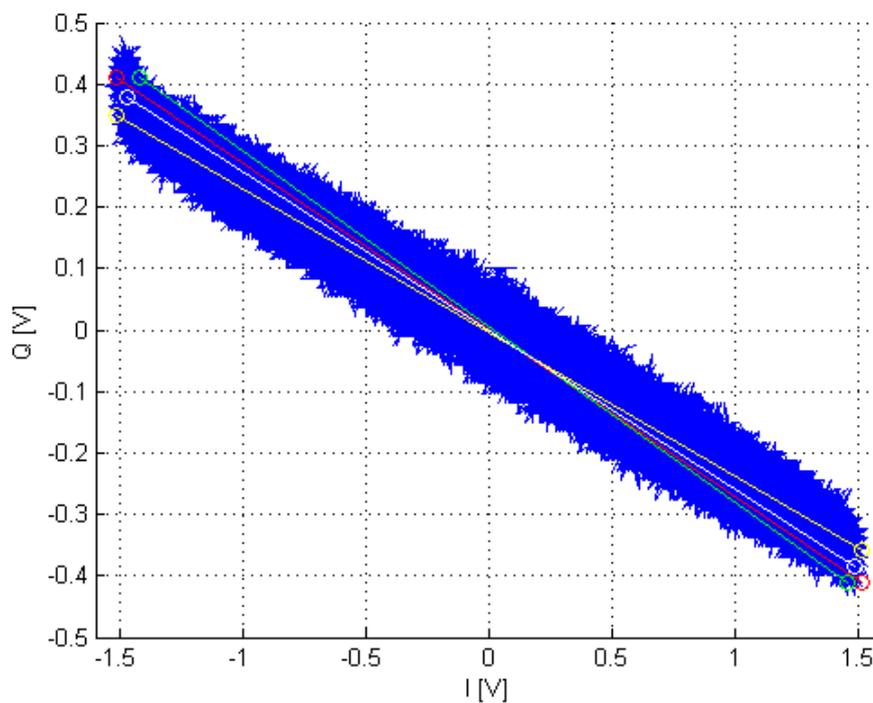


Bild 32:  $I/Q$ -Diagramm mit verschiedenen Varianten zur Winkelbestimmung

Die gelben Datenpunkte und gelbe Linie in Bild 32 gehören zu den Extrema des  $I$ -Signals und die grünen Kreise und grüne Linie zu den Extrema des  $Q$ -Signals, jeweils mit den dazugehörigen Datenpunkten des anderen Signals. Die roten Datenpunkte und die rote Linie in Bild 32 gehören zur oben vorgestellten Variante und die weißen Kreis und die weiße Linie in Bild 32 wurden aus den Mittelwerten von gelb und grün gebildet.

Aus den jeweiligen Anstiegen ergeben sich für

$$\text{rot} = -15,1^\circ; \text{gelb} = -13,1^\circ; \text{grün} = -16^\circ; \text{weiß} = -14,5^\circ.$$

Wie bereits ersichtlich, weichen die Werte leicht voneinander ab. Um eine Bewertung über die Eigenschaften verschiedener Codierungen und *BLF* vorzunehmen, werden die aufgezeichneten Datensätze in einem Histogramm dargestellt.

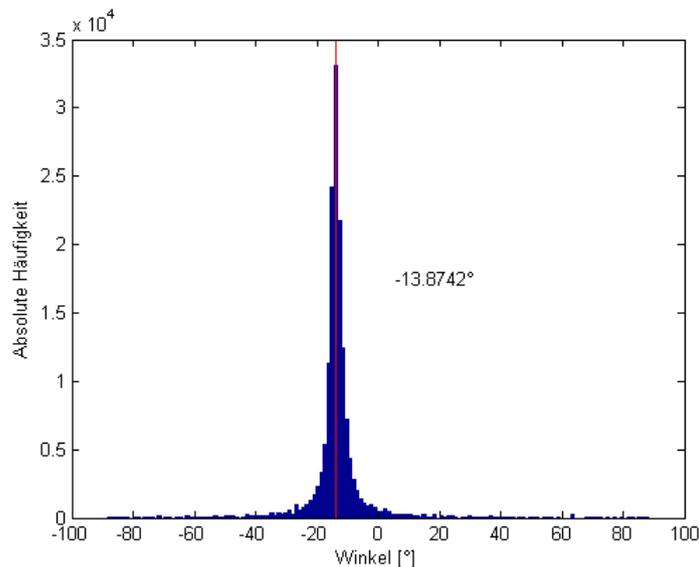


Bild 33: Histogramm der resultierenden Winkel

Weiterhin wurde der am häufigsten auftauchende Wert ermittelt und in das Histogramm eingezeichnet, siehe Bild 33. Zur weiteren Beurteilung werden noch der Mittelwert, die Varianz und die Standardabweichung berechnet. In diesem Fall liegt der Mittelwert bei  $-13,2^\circ$ , die Varianz bei  $135,4^\circ$  und die Standardabweichung bei  $11,6^\circ$ .

Die Suche und Auswahl von bestimmten Punkten hat gegenüber Methoden, die bspw. nur den Mittelwert einer gesamten Datensequenz berechnen, oder wahllos Werte abtasten, den Vorteil, dass die Wahrscheinlichkeit der Ausführung einer nicht definierten Rechenoperation geringer ist. Zum Beispiel könnte bei einer Division, bei der Datenpunkte eines Sinussignals als Divisor verwendet werden, beim Nulldurchgang die Division durch Null auftreten. In Bild 34 ist der Arkustangens von  $Q/I$  dargestellt. Hier sind deutlich einige Polstellen zu sehen. Die roten und grünen Kreise sind jeweils die über die Funktion *findpeaks* gefundenen Spitzenwerte des normalen Sinussignals. Diese liegen durchweg im unkritischen Bereich.

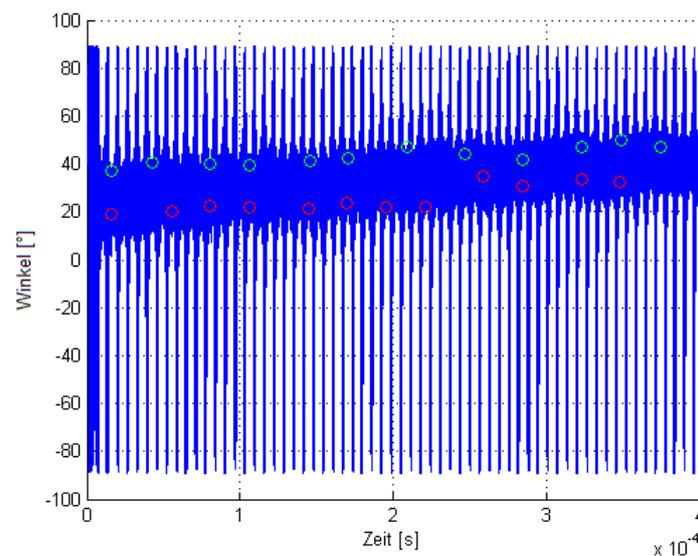


Bild 34: I- und Q-Signale wurden durch den Arkustangens dargestellt

## 5.6 Einfluss der Codierungen

### 5.6.1 FM0-Codierung

#### 5.6.1.1 Backlink Frequency von 40 kHz

Als erstes wurde die FM0-Codierung mit einer *BLF* von 40 kHz getestet. Der Transponder befand sich, wie bei den folgenden Messungen auch, 15 cm von der Lesegerät-Antenne entfernt. Auffällig ist in Bild 35 der Signalverlauf beider *I*- und *Q*-Signale, der keinem Sinussignal entspricht. Dieses Verhalten trat bei mehreren Messungen auf, wenn die FM0-Codierung mit 40 kHz BLF verwendet wurde.

Da dies die niedrigste Frequenz ist, die nach Spezifikation [5] gerade noch möglich ist, kann von einer fehlerhaften Implementierung im Transponder-Chip ausgegangen werden. Die Periodendauer der einzelnen Symbole passt zu der eingestellten *BLF*. Dass das *I*-Signal (blau) verrauscht erscheint, verhärtet die Vermutung. Ebenso auffällig ist das I/Q-Diagramm in Bild 36, das nun keiner Linie ähnelt, sondern eine Raute ergibt. Das *I*-Signal ist auch für die ausgefranzten Ränder des I/Q-Diagramms verantwortlich. Die Winkel der jeweiligen Anstiege betragen für

rot =  $49,7^\circ$ ; gelb =  $39,4^\circ$ ; grün =  $76,6^\circ$ ; weiß =  $57,4^\circ$ .

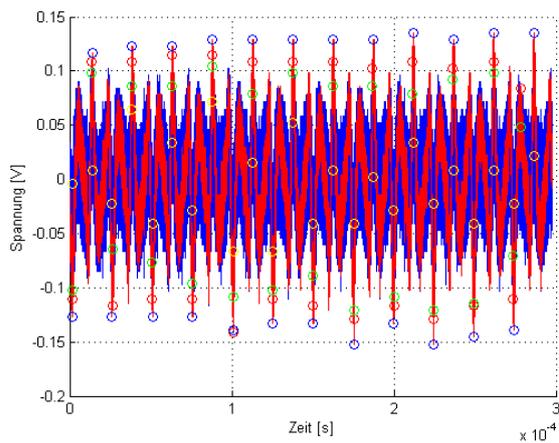


Bild 35: Signalverlauf bei FM0, 40 kHz

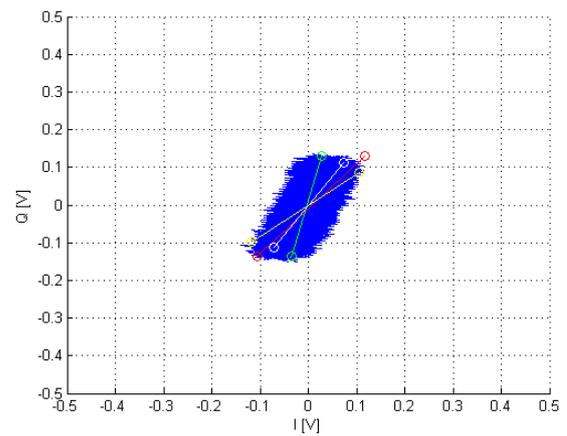


Bild 36: I/Q-Diagramm bei FM0, 40 kHz

Die Anzahl der einzelnen Werte im Histogramm ist relativ ausgeglichen. Der häufigste Wert liegt bei ca.  $43,3^\circ$ . Aufgrund der verteilten Messwerte ist die Varianz extrem groß (2717). Der Mittelwert liegt bei  $5,9^\circ$ . Ebenso schlecht ist die Standardabweichung von  $52,1^\circ$ .

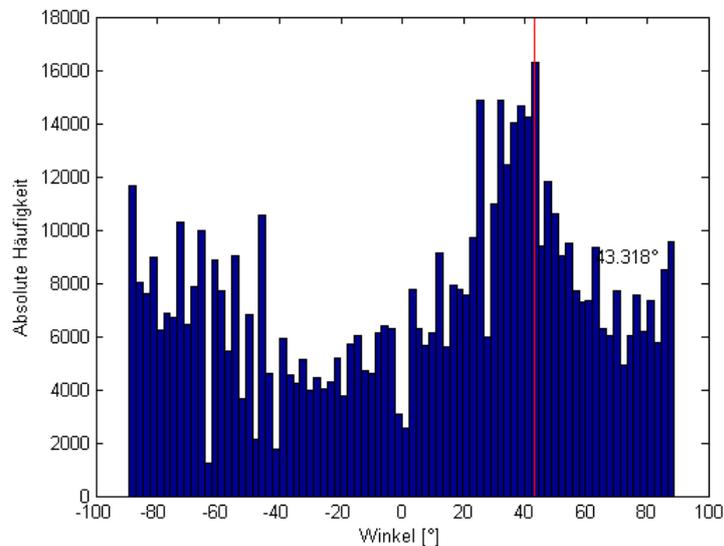


Bild 37: Histogramm für das FM0-Signal mit 40 kHz

### 5.6.1.2 *Backlink Frequency von 155 kHz*

Aufgrund der relativ guten Signaleigenschaften liegen sowohl die mit dem Anstieg ermittelten Winkel im I/Q-Diagramm näher zusammen, als auch der Mittelwert. Das Histogramm lässt erahnen, dass sich ein Schwerpunkt um  $33^\circ$  befindet. Aufgrund der nur einzeln verstreuten Messwerte ist die Varianz noch relativ klein. Die Standardabweichung

ist dementsprechend vergleichsweise gering. Der mit den gelben Datenpunkten errechnete Winkel stimmt hier mit dem Mittelwert überein.

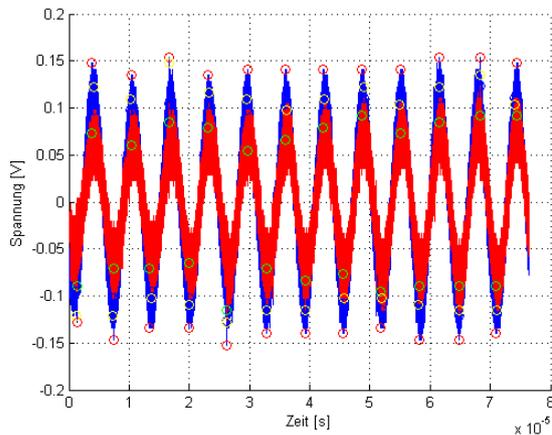


Bild 38: Signalverlauf bei FM0, 155 kHz

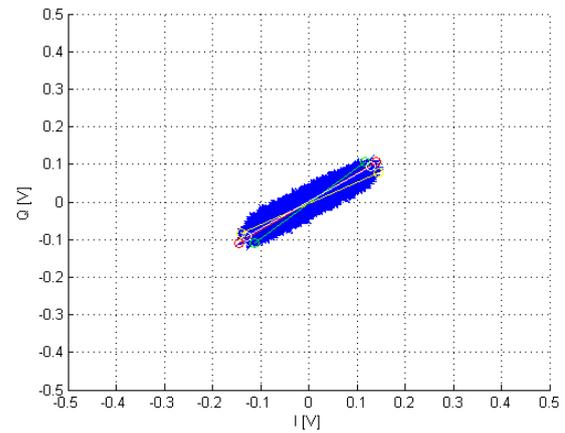


Bild 39: I/Q-Diagramm bei FM0, 155 kHz

rot =  $37,1^\circ$ ; gelb =  $29,6^\circ$ ; grün =  $43,1^\circ$ ; weiß =  $36,2^\circ$

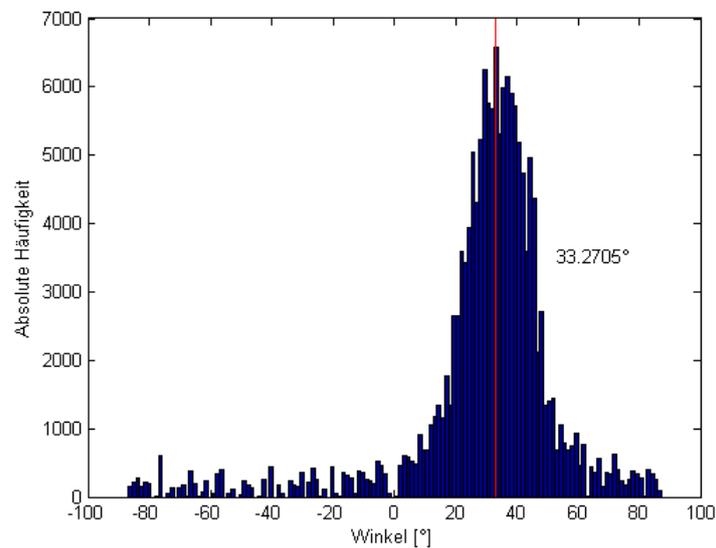


Bild 40: Histogramm für das FM0-Signal mit 155 kHz

Mittelwert =  $29,6^\circ$ ; Varianz = 624; Standardabweichung =  $25,0^\circ$

### 5.6.1.3 Backlink Frequency von 244 kHz

Aufgrund der etwas kleineren Signalamplitude gegenüber den 155 kHz-Signalen, machen sich die Quantisierungsstufen des Oszillators stärker bemerkbar. Auch hier liegen die gelben Datenpunkte am nächsten am Mittelwert. Die Standardabweichung ist etwas größer, die Varianz ist wie zu erwarten auch sehr hoch.

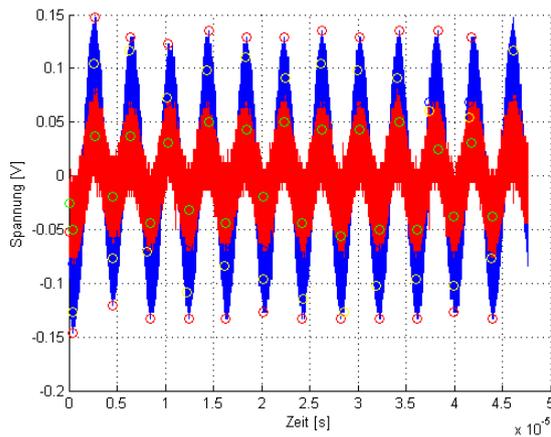


Bild 41: Signalverlauf bei FM0, 244 kHz

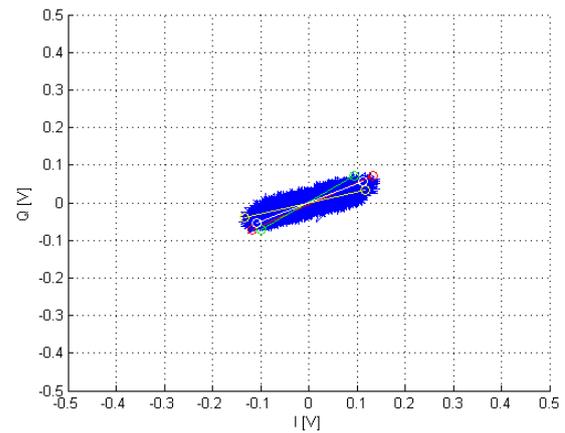


Bild 42: I/Q-Diagramm bei FM0, 244 kHz

rot = 30,0°; gelb = 16,7°; grün = 36,9°; weiß = 26,4°

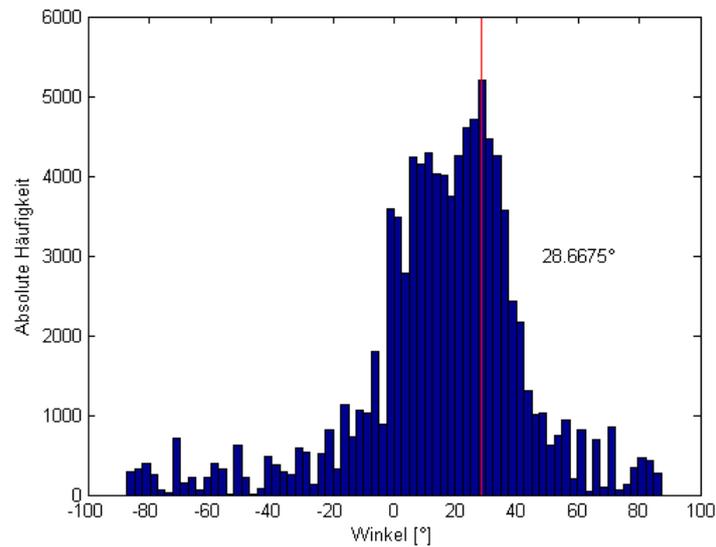


Bild 43: Histogramm für das FM0-Signal mit 244 kHz

Mittelwert = 15,6°; Varianz = 789; Standardabweichung = 28,1°

## 5.6.2 Miller-2-Codierung

### 5.6.2.1 Backlink Frequency von 155 kHz

Die hohe Amplitude der beiden  $I$ - und  $Q$ -Signale lässt sowohl das  $I/Q$ -Diagramm linienförmiger erscheinen, weshalb die ermittelten Winkel relativ nahe beieinander liegen. Ebenso wird hier die niedrigste Standardabweichung und Varianz erreicht. Die gelben Datenpunkte sind erneut am nächsten am Mittelwert. Es ist zu erkennen, dass die Amplitude des  $Q$ -Signals im Laufe der Zeit allmählich zunimmt.

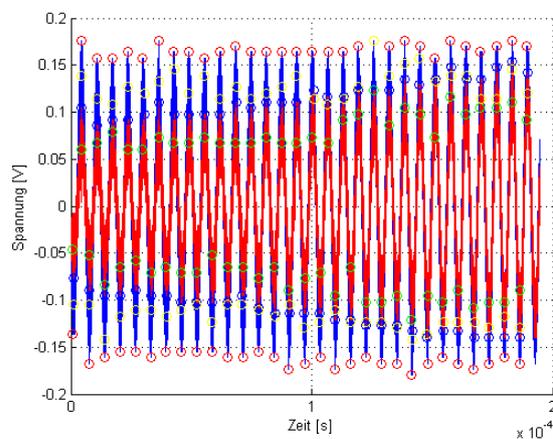


Bild 44: Signalverlauf bei Miller-2, 155 kHz

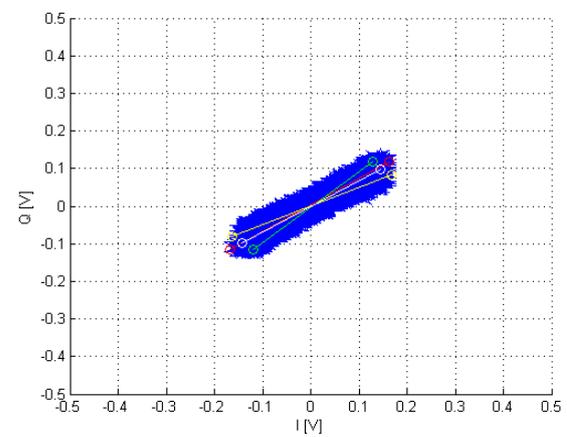


Bild 45: I/Q-Diagramm bei Miller-2,  
155 kHz

rot = 35,1°; gelb = 26,2°; grün = 42,9°; weiß = 34,2°

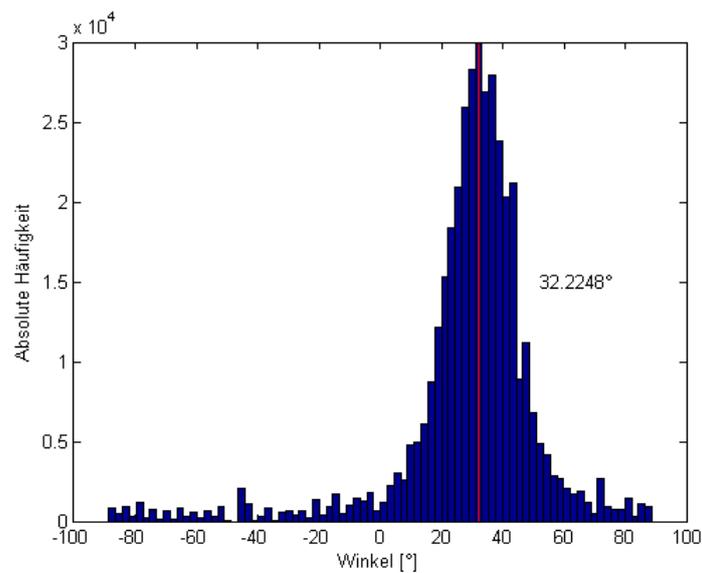


Bild 46: Histogramm für das Miller-2-Signal mit 155 kHz

Mittelwert =  $29,0^\circ$ ; Varianz = 564; Standardabweichung =  $23,8^\circ$

#### 5.6.2.2 *Backlink Frequency von 244 kHz*

Die Signalamplituden der beiden Signale sind zwar sehr klein, die hohe *BLF* scheint aber diese negativen Auswirkungen auszugleichen. Die gelben Datenpunkte liegen zum wiederholten Male am nächsten am Mittelwert.

Das Histogramm hat eine ausgeprägte Kurve um ca.  $39^\circ$ . Die Varianz ist sehr groß, ebenso die Standardabweichung.

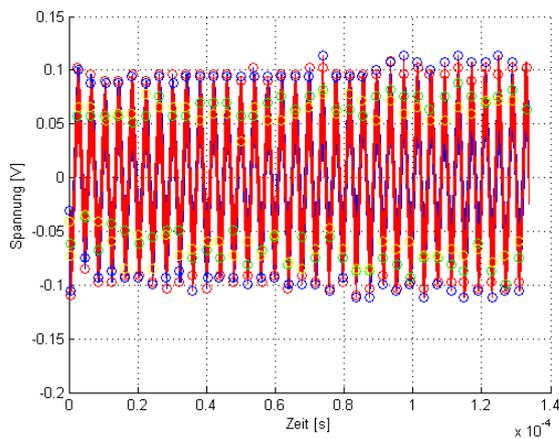
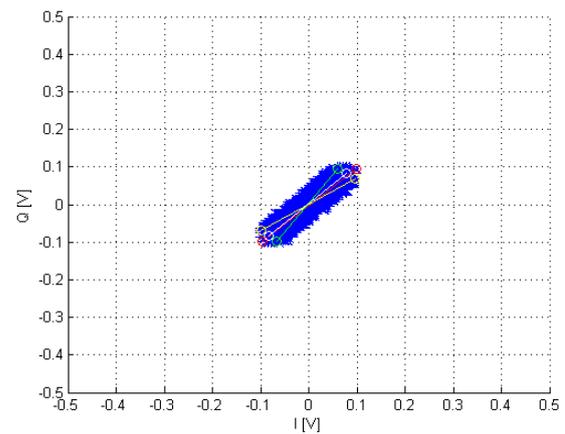


Bild 47: Signalverlauf bei Miller-2, 244 kHz

Bild 48: I/Q-Diagramm bei Miller-2,  
244 kHz

rot =  $44,8^\circ$ ; gelb =  $35,0^\circ$ ; grün =  $57,1^\circ$ ; weiß =  $45,9^\circ$

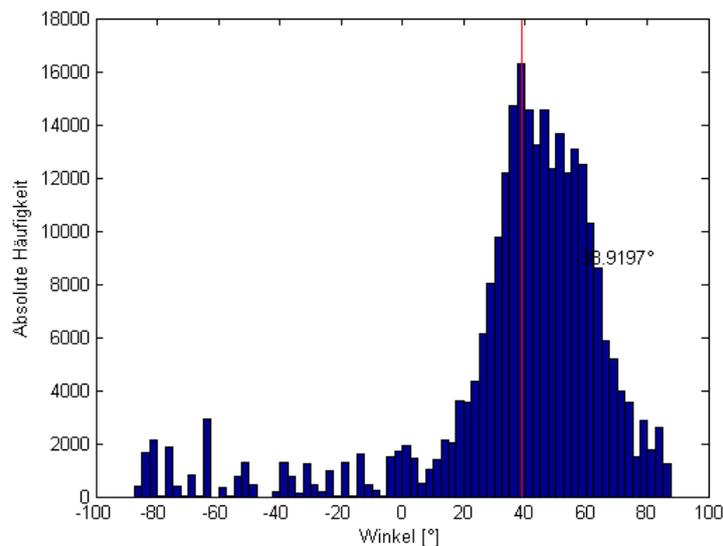


Bild 49: Histogramm für das Miller-2-Signal mit 244 kHz

Mittelwert =  $37,6^\circ$ ; Varianz = 1034; Standardabweichung =  $32,2^\circ$

### 5.6.3 Miller-8-Codierung

#### 5.6.3.1 Backlink Frequency von 155 kHz

Bei Betrachtung des Signalverlaufs ist zu erkennen, dass wie schon bei der Miller-2-Codierung mit 155 kHz die Amplitude allmählich zunimmt. Da die Datenrate bei Miller-8-Codierung am geringsten ist, dauert der Sendevorgang vom Transponder hier am längsten. Deshalb ist hier die Amplitudenzunahme größer ausgeprägt als bei dem Miller-2-Signal.

Das I/Q-Diagramm scheint durch die sich ändernde Amplitude gewisser Maßen um einen Mittelpunkt zu drehen, wobei die errechneten Winkel trotz dessen relativ nah beieinander liegen. Auch hier liegen wieder die gelben Datenpunkte am nächsten am Mittelwert. Trotz der ausgeprägten Häufigkeitsverteilung ist die Varianz sehr groß und dementsprechend auch die Standardabweichung.

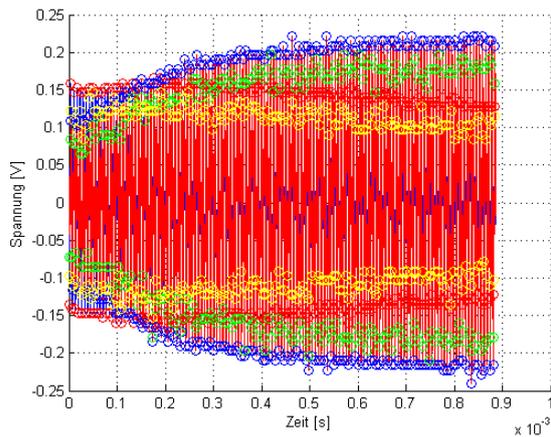
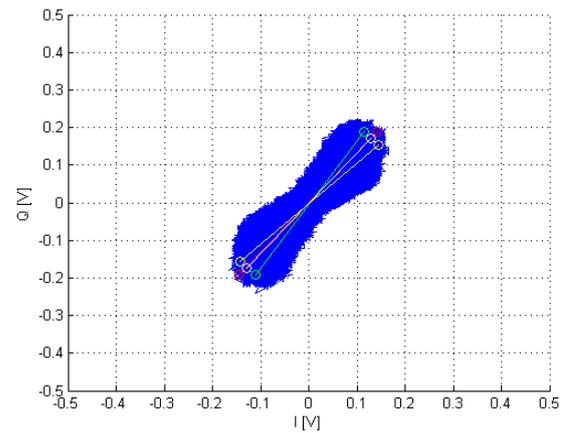


Bild 50: Signalverlauf bei Miller-8, 155 kHz

Bild 51: I/Q-Diagramm bei Miller-8,  
155 kHz

rot =  $52,7^\circ$ ; gelb =  $47,0^\circ$ ; grün =  $59,4^\circ$ ; weiß =  $53,3^\circ$

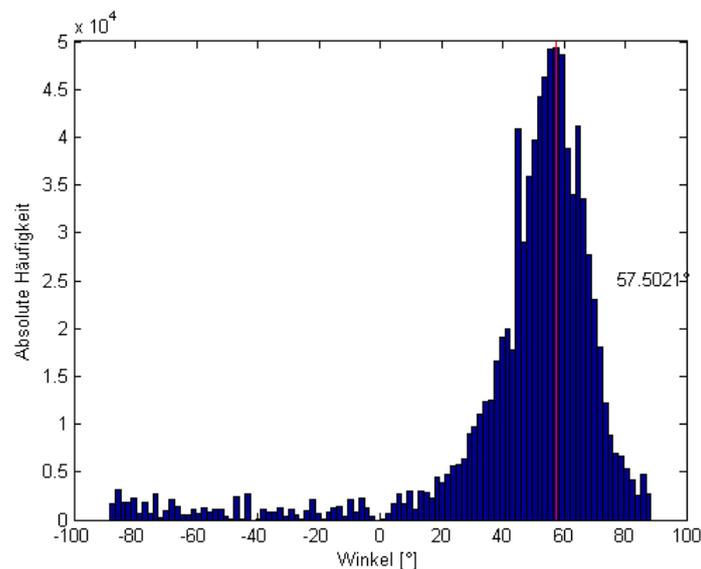


Bild 52: Histogramm für das Miller-8-Signal mit 155 kHz

Mittelwert =  $47,0^\circ$ ; Varianz = 8567; Standardabweichung =  $29,3^\circ$

### 5.6.3.2 Backlink Frequency von 244 kHz

Auch hier steigt die Amplitude im Laufe der Transponder-Antwort an, allerdings ist das  $Q$ -Signal (rot) stärker betroffen. Das I/Q-Diagramm ähnelt dem des 155 kHz Miller-2-Signals. Der gemessene Winkel der gelben Datenpunkte entspricht fast dem Mittelwert.

Das Histogramm ist zwar stark punktuell ausgeprägt, die Varianz ist dennoch sehr hoch und ebenso die Standardabweichung.

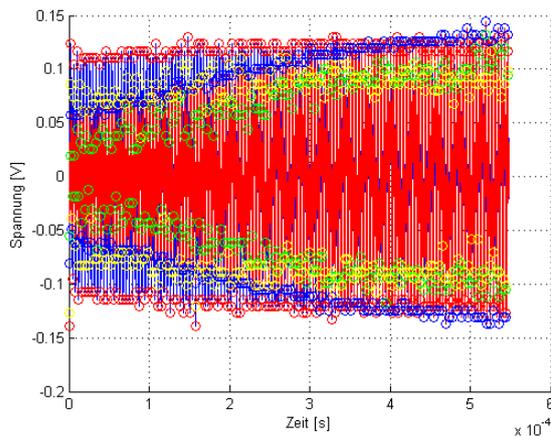


Bild 53: Signalverlauf bei Miller-8, 244 kHz

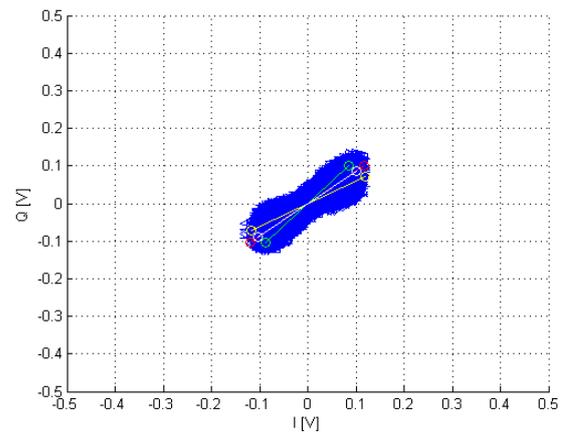


Bild 54: I/Q-Diagramm bei Miller-8,  
244 kHz

rot =  $41,0^\circ$ ; gelb =  $31,5^\circ$ ; grün =  $50,1^\circ$ ; weiß =  $40,6^\circ$

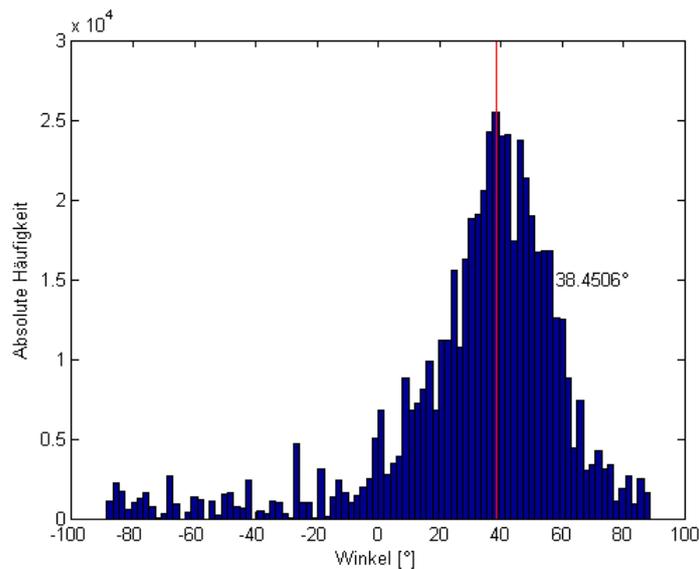


Bild 55: Histogramm für das Miller8-Signal mit 244 kHz

Mittelwert =  $32,0^\circ$ ; Varianz = 910; Standardabweichung =  $30,2^\circ$

### 5.6.4 Vergleich der Codierungen und BLF

Aus Tabelle 5 wird ersichtlich, dass die Miller-2-Codierung mit 155 kHz *BLF* die geringste Standardabweichung aufweist. Am schlechtesten schnitt die 40 kHz-FM0-Codierung ab, allerdings lag hier mit hoher Wahrscheinlichkeit eine Fehlfunktion vor. Die FM0-Codierung mit 155 kHz reiht sich direkt hinter die Miller-2-Codierung ein. Prinzipiell wirken sich kleine Signalamplituden negativ auf die Standardabweichung aus.

Tabelle 5: Vergleich der Codierung und BLF

Codierung	Varianz	Standardabweichung
FM0 40 kHz	2717	52,1°
FM0 155 kHz	624	25,0°
FM0 244 kHz	789	28,1°
Miller-2 155 kHz	564	23,8°
Miller-2 244 kHz	1034	32,2°
Miller-8 155 kHz	8567	29,3°
Miller-8 244 kHz	910	30,2°

### 5.7 Wiederholung der Messungen

Bei der Beobachtung der *I*- und *Q*-Signale des RFID-Lesegerätes wurde ersichtlich, dass selbst eine Hand in näherer Umgebung der Antennen und des Transponders starke Auswirkungen hatte. So war es unvermeidlich, bei der Bedienung des RFID-Lesegeräts und der Messgeräte ungewollt die Ergebnisse zu verfälschen. Da der Messplatz keine optimalen Bedingungen aufwies, wurden Messreihen erfasst, um die Auswirkungen spontan auftretender Störgrößen zu minimieren. Exemplarisch wird hier nur eine Messreihe aufgezeigt.

Tabelle 6: Messreihe für Miller-2-Codierung, 155 kHz

Miller-2	rot	gelb	grün	weiß	MW	Varianz	Std.-Ab.
1.	38,6104	25,2713	47,4666	36,2555	28,6605	607,134	24,6401
2.	40,2711	28,6105	45,7085	37,3244	30,1934	594,2988	24,3782
3.	41,4468	29,5889	46,9922	38,5049	32,7816	625,752	25,015
MW	40,1094333	27,8235667	46,7224333	37,3616	30,5451667	609,0616	24,6777667
Varianz	2,03089332	5,12486549	0,82730944	1,26598797	4,33867114	250,112679	0,10244264
Std.-Ab.	1,42509415	2,26381658	0,90956552	1,12516131	2,08294771	15,8149511	0,32006662

Hier ist nochmals ersichtlich, dass die Miller-2-Codierung mit einer *BLF* von 155 kHz die geringste Standardabweichung sowie Varianz aufweist. Die anderen Messergebnisse zeigten ebenfalls, dass eine *BLF* von 155 kHz – unabhängig von der Codierung – einen positiven Beitrag zur Verringerung der Standardabweichung leistet.

Während dieser Messreihen wurde durchweg derselbe Transponder verwendet. Dieser wurde auch nicht bewegt und befand sich 15 cm vor der Antenne des Lesegeräts. Es ist zu sehen, dass über alle Messwerte hinweg stets Schwankungen auftreten, wobei keine Tendenzen zu erkennen sind. Lediglich der Mittelwert und alle Phasenwinkel fallen bei der ersten Messreihe größer aus und fallen dann auf einen niedrigeren Wert.

### 5.8 Glättung der Messwerte

Als nächstes soll die Auswirkung einer Glättung der Messergebnisse betrachtet werden. Dafür wird in Matlab ein gleitender Mittelwert implementiert und den Messergebnissen unterzogen. Als Testsignal wurde das Miller-2-codierte Signal genommen, welches bisher die besten Werte bei der Standardabweichung erzielte.

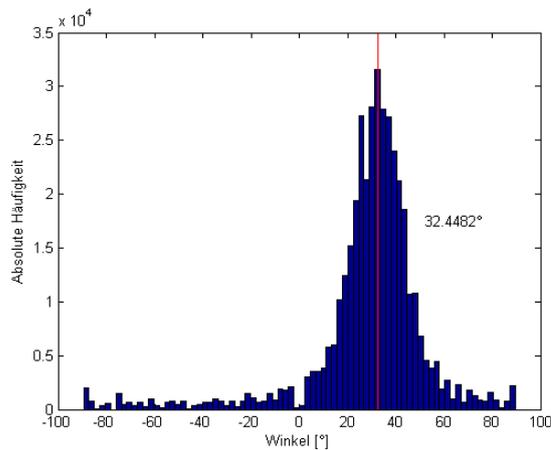


Bild 56: Histogramm des Signals ohne  
Glättung

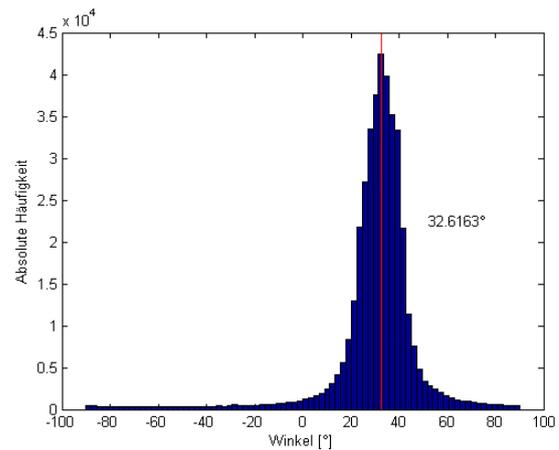


Bild 57: Histogramm des Signals mit  
Glättung

Ohne Glättung hatte dieses Signal eine Standardabweichung von  $24,6^\circ$  und eine Varianz von 607. Das geglättete Signal ließ sich auf eine Standardabweichung von  $19,4^\circ$  und eine Varianz von 378 reduzieren. Dies ist im rechten oberen Bild auch deutlich sichtbar, dass keine Signalanteile die Varianz erhöhen und die Winkelbestimmung negativ beeinflussen.

Diese Glättung wurde auch an dem Signal mit der schlechtesten Standardabweichung durchgeführt

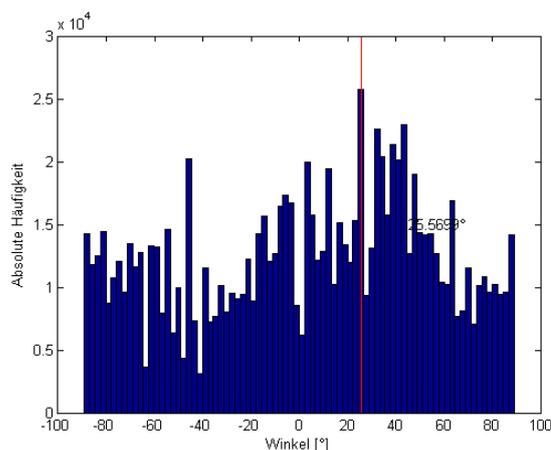


Bild 58: FM0-Signal mit 40 kHz und sehr  
großer Varianz

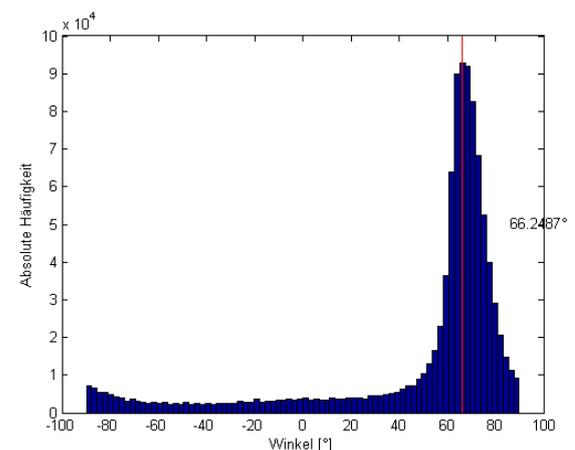


Bild 59: Gleiches FM0-Signal nach einer  
Glättung

Vorher war aus dem Histogramm keine Tendenz zu ermitteln, mit der sich ein Winkel errechnen ließe. Der Mittelwert lag bei  $3,7^\circ$  und die Standardabweichung bei  $49,4^\circ$ . Nach dem Anwenden des Filters wurde nicht nur der Mittelwert auf  $49,2^\circ$  und die

Standardabweichung auf  $42,2^\circ$  reduziert, sondern aus dem Histogramm lässt sich nun ebenfalls eine zuverlässigere Angabe zu einem Winkel machen.

## 5.9 Untersuchung der Pilotöne

Bei der Untersuchung der Signale wurden bisher die Messwerte so angepasst, dass nur die Sequenzen der Pilotöne Einfluss hatten. Nun wird geprüft, ob es zu Abweichungen kommt, wenn längere Signale mit Nutzdaten zur Anwendung kommen.

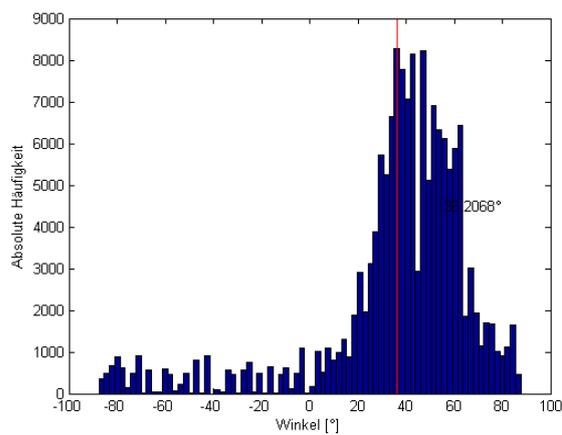


Bild 60:FM0, 155 kHz, nur Piloton

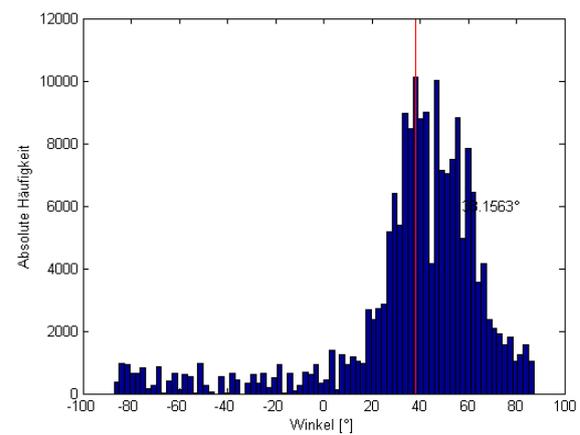


Bild 61: FM0, 155 kHz, Piloton mit Nutzdaten/Codeverletzung

Mittelwert:  $36,2^\circ$   $36,5^\circ$

Varianz: 1054 1049

Standardabweichung: 32,5 32,4

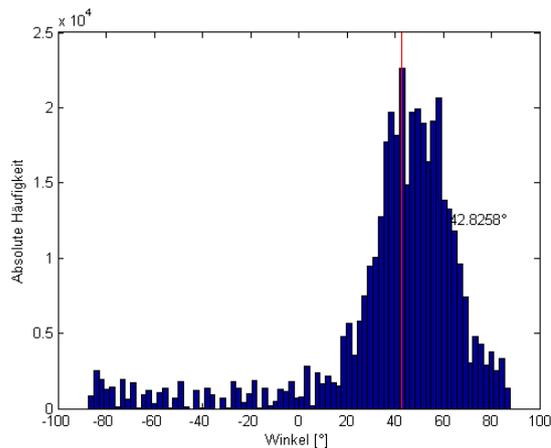


Bild 62: Miller-2, 244 kHz, Pilotton mit Nutzdaten

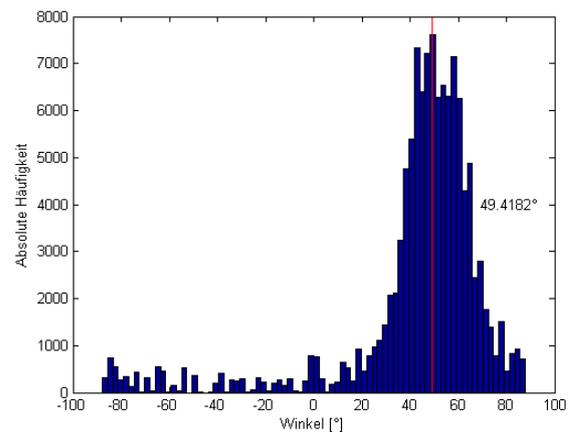


Bild 63: Miller-2, 244 kHz, nur Nutzdaten

Mittelwert: 38,7° 42,9°

Varianz: 1058 962

Standardabweichung: 32,5 31,0

Wie zu sehen ist, gibt es nur kleine Auswirkungen. Die Standardabweichung ist bei dem FM0-Signal mit Nutzdaten minimal besser geworden. Als der Pilotton herausgefiltert wurde und nur die Nutzdaten analysiert wurden, verbesserte sich bei der Miller-2-Codierung die Standardabweichung.

## 5.10 Entfernungsauflösung

Tabelle 7: gemessener Winkel über zurückgelegte Entfernung

1 cm	2 cm	3 cm	4 cm	5 cm	6 cm	7 cm	8 cm	9 cm	10 cm
-14,6°	-32,8°	-52,1°	-74,7°	82,4°	51,3°	31,6°	15,5°	1,1°	-8,0°
11 cm	12 cm	13 cm	14 cm	15 cm	16 cm	17 cm	18 cm	19 cm	20 cm
-24,1°	-29,0°	-44,4°	-62,1°	-71,3°	67,0°	49,6°	32,3°	24,3°	17,6°

Bei diesem Versuch soll das in Kapitel 5.3 dargestellte Prinzip näher untersucht werden. Dazu wurde ein Transponder entlang einer Geraden vor der Antenne des Lesegeräts bewegt. Dies erfolgte in 1-cm-Schritten, von 1 cm Abstand bis 20 cm Abstand zur Antenne.. Aus den Messwerten wurde ein Winkel bezogen auf den Koordinatenursprung bestimmt. Zu beachten ist hier, dass sich aller 90° die Vorzeichen ändern.

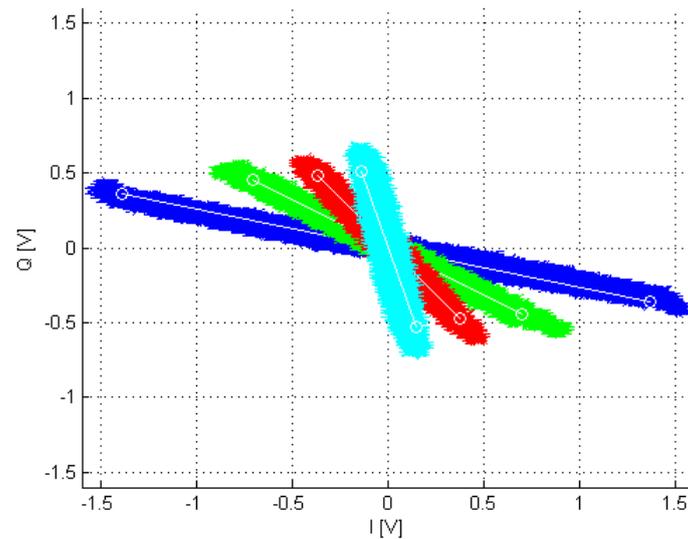


Bild 64: I/Q-Diagramm der ersten vier Werte der Messreihe

Über alle 20 Punkte hinweg wurden eine Drehung und damit ein Phasenversatz von  $327,8^\circ$  vollzogen. Somit wurde die Phase pro cm um  $16,39^\circ$  gedreht. Umgedreht ergibt sich eine Auflösung von 6 mm je Grad. In Bild 64 sind die ersten vier I/Q-Diagramme dargestellt, bei denen jeweils zwei Punkte zur Bestimmung des Winkels aufgetragen sind.

### 5.11 Anwendung unter Testbedingungen

Für diese Messung wurden zwei der vier RFID-Reader-Boards mit externer Speisung verwendet. Ein Transponder wurde mittig vor zwei Antennen positioniert. Ein RFID-Reader-Board diente als Sender und beide empfangen das Antwortsignal.

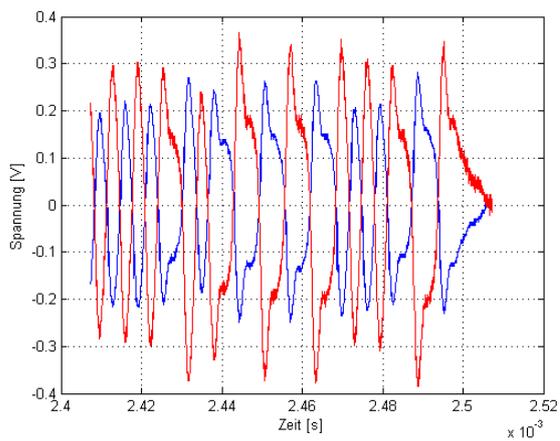


Bild 65: I- und Q-Signal des ersten Reader-Boards

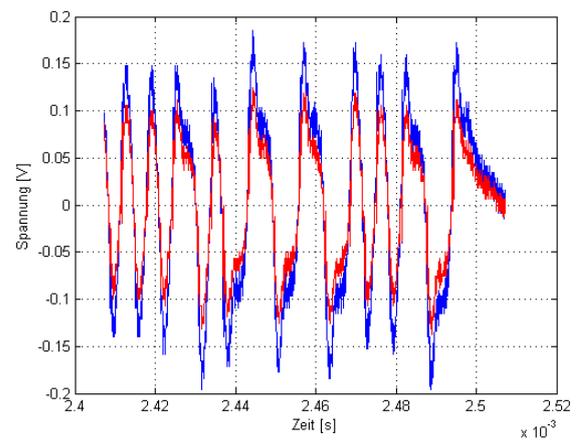


Bild 66: I- und Q-Signal des zweiten Reader-Boards

Anhand den beiden Bilder Bild 65 und Bild 66 ist zu erkennen, dass sich die Signale sehr stark voneinander unterscheiden.

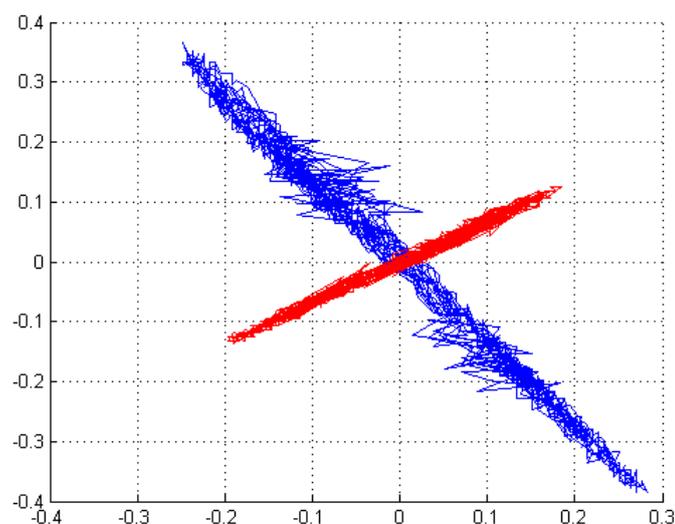


Bild 67: I/Q-Diagramme beider Reader-Boards übereinander aufgetragen

Bei der Darstellung des I/Q-Diagramms wurde nun sichtbar, dass die Phasendifferenz vermutlich sehr viel größer sein wird als erwartet.

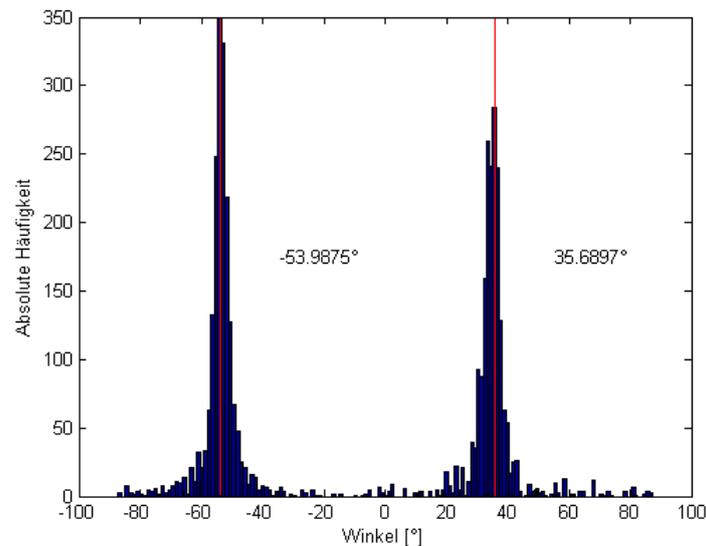


Bild 68: Histogramm der Signale beider Reader-Boards

Die Darstellung im Histogramm bestätigte die Befürchtung, dass die Differenz zu groß ausfällt. Nach Gl. (8) ergibt sich bei einer verwendeten Wellenlänge  $\lambda$  von 34,6 cm und einer Phasendifferenz von  $89,7^\circ$  eine Weglänge von 8,6 cm. Vermutlich lag dies an Reflexionen im Testfeld, die entweder den Transponder oder den Empfangspfad der Reader-Boards beeinflussten. Der Power Amplifier kann ein entsprechend starkes Signal aussenden, welches womöglich diese starken Reflexionen verursachte.

### 5.12 Bewertung der Messergebnisse

Die Messergebnisse haben gezeigt, dass das vorgestellte Prinzip der Phasenermittlung anhand der  $I$ - und  $Q$ -Signale funktioniert. Die Phasenlage der I/Q-Diagramme ist eindeutig durch die Lage des Transponders beeinflussbar. Theoretisch lässt sich mit einer relativ hohen Genauigkeit von  $16^\circ/\text{cm}$  das Hin- und Herbewegen eines Transponders detektieren.

Weiterhin wurde aufgezeigt, dass trotz geringer Entfernung zwischen Antenne und Transponder auch schlecht nutzbare Antwortsignale anliegen können. Es hat sich herausgestellt, dass die Miller-Codierung gegenüber der FM0-Codierung eine bessere Signalqualität aufweist. Ebenso war es mit Hilfe des gleitenden Mittelwertes möglich, gestörte oder verrauschte Signale aufzuarbeiten und die Standardabweichung erheblich nach unten zu korrigieren.

Manche unerwarteten Ergebnisse, wie beispielsweise die Signalform der FM0-Codierung mit einer *BLF* von 40 kHz lassen sich nur damit erklären, dass diese Frequenz die langsamste einzustellende Frequenz ist, die die Spezifikation erlaubt. Im Hinblick auf kostenoptimierte Herstellungsprozesse liegt es nahe, dass der Transponder diese Frequenz nicht voll unterstützt hat.

Dadurch, dass UHF-RFID-Transponder zum Großteil aus einer metallischen Fläche bestehen, die mit Folie überzogen ist und die Sende- und Empfangsantenne darstellt, sind diese entsprechend empfindlich auf äußere Einflüsse. Es ist nicht auszuschließen, dass die dicke Holzplatte des Tisches, auf dem sich der Versuchsaufbau befand, den Transponder negativ beeinflusst hat. Ebenso musste das FPGA manuell bedient werden. Aufgrund kurzer Signalleitungen war es nicht möglich, vom Testaufbau entfernt zu bleiben.

Dennoch wurden einige Eigenschaften von gängigen UHF-RFID-Systemen untersucht und Ansätze zur validen Phasenwinkelbestimmung getestet.

## 6. Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden die Grundlagen von UHF-RFID-Systemen näher gebracht, Methoden zur Einfallswinkelbestimmung betrachtet und im Hinblick auf die Eignung für UHF-RFID-Systeme bewertet. UHF-RFID-Systeme verhindern durch ihre Funktionsweise Prinzip bedingt das Aufspüren von UHF-RFID-Transpondern. Dennoch gibt es ein Konzept, das unter Ausnutzung von Quadraturdemodulatoren die Signale eines Transponders – trotz des ständigen Sendens von Lesegeräten – erfassbar macht. Diese Signale lassen sich verarbeiten und aus ihnen ortsabhängige Informationen gewinnen.

Zur Realisierung dieses Vorhabens mussten verschiedene Hardware-Komponenten beschafft und anschließend in Betrieb genommen werden. Das Hauptaugenmerk lag dabei auf den UHF-RFID-Reader IC AS3992, der unter anderem solch einen Quadraturdemodulator integrierte. Aufgrund des vorausgegangenen Konzeptes, welches mehrere solcher Lesegeräte nötig machte, wurde ein FPGA benötigt. Dieser ermöglicht eine parallele und zentrale Ansteuerung aller beteiligten Komponenten. Bevor die RFID-Lesegeräte eingesetzt werden konnten, musste zunächst das FPGA in Betrieb genommen werden. Dieser sollte über eine SPI-Schnittstelle die RFID-Lesegeräte verwalten und konfigurieren. Nachdem das FPGA betriebsbereit war, konnte eine Kommunikation mit den Reader-ICs hergestellt und jene für die gestellten Anforderungen konfiguriert werden. Dabei kam es häufiger zu Komplikationen, da es vereinzelte Bugs in den Reader-ICs gab, für die noch keine offizielle Lösung vorhanden war. Des Weiteren wurden mehrere Reader-Boards für dieses Projekt hergestellt, die umfangreicher als die Demo-Evaluation-Kits waren.

Als der Sendebetrieb mit den RFID-Readern möglich war, wurde zunächst das Funktionsprinzip des Quadraturdemodulators untersucht und anschließend Messungen mit verschiedenen Frequenzen und Codierungen durchgeführt. Anhand der Messungen sollte beurteilt werden, ob sich dieser RFID-Reader für ein Lokalisierungskonzept eignet. Es wurden Ideen zur Ermittlung des Phasenwinkels umgesetzt und auch die Transponder-Signale analysiert. Mithilfe von Matlab konnten Phasenwinkel von Signalen angegeben und deren Qualität beurteilt werden.

## 7. Ausblick

Die Messergebnisse machten deutlich, dass der UHF-RFID-Transponder eine erhebliche Rolle in diesem System spielt. Es ist daher von Vorteil, wenn bei zukünftigen Messungen verschiedene Transponder untersucht werden. Zusätzlich sollten vor den Tests die Eigenschaften dieser Transponder bekannt sein, da deren Richtcharakteristik stark vom Untergrund abhängt, auf dem sie angebracht werden. Weiterhin sollte das Verhalten von Transpondern bei leistungsschwachem *CW*-Signal untersucht werden, um diesen Faktor auszuschließen. Denn wenn das Transponder-Signal in schlechter Qualität vorliegt, muss dies nicht zwangsläufig an einer schlechten Implementierung liegen, sondern kann auch einer zu schlechten Energieversorgung geschuldet sein.

Da der IC AS3992 eine Blackbox darstellt, deren genauere Funktion verborgen bleibt und einige Angaben in der Dokumentation widersprüchlich sind (beispielsweise ist kein Sendebetrieb im *direct mode* möglich, wenn man die Anweisungen genau befolgt), ist die Verwendung anderer Hardware ratsam. Die wichtigste Komponente stellt der Quadraturdemodulator dar. Ist das RFID-Protokoll-Handling nicht nötig, kann auf solch einen integrierten Schaltkreis verzichtet und ein diskreter Aufbau vorgenommen werden.

Bei Verwendung aktiver RFID-Transponder, die Daten sequentiell übertragen, ist das zum Betrieb genutzte *CW*-Signal nicht nötig. Hiermit eröffnen sich ganz andere Möglichkeiten zur Ortung und Einfallswinkelbestimmung.

## 8. Quellenverzeichnis

- [1] K. Finkenzeller, RFID-Handbuch Grundlagen und praktische Anwendungen von Transpondern, kontaktlosen Chipkarten und NFC, München: Carl Hanser Verlag, 2012.
- [2] A. Bosien, RFID-basierte Navigation für autonome Fahrzeuge, Hamburg: Technische Universität Hamburg-Harburg, 2012.
- [3] M. Richter, Nutzenoptimierter RFID-Einsatz in der Logistik, Berlin: Universitätsverlag der TU Berlin, 2013.
- [4] L. W. Mayer und A. L. Scholtz, Sensitivity and Impedance Measurements on UHF RFID Transponder Chips, Wien: Vienna University of Technology.
- [5] ams AG, AS3992 UHF RFID Single Chip Reader EPC Class1 Gen2 Compatible, Unterpremstätten: ams AG, 2012.
- [6] J. Göbel, Kommunikationstechnik - Grundlagen und Anwendungen, Heidelberg: Hüthig, 1999.
- [7] GS1 EPCglobal Inc., EPC Radio-Frequency Identity Protocols Generation-2 UHF RFID, Brüssel: GS1 EPCglobal Inc., 2013.
- [8] D. R. Thompson, RFID Modulation, Encoding, and Data Rates, Arkansas: University of Arkansas, 2008.
- [9] A. Fabig, Konzept eines digitalen Empfängers für die Funknavigation mit optimierten Algorithmen zur Signaldemodulation, Berlin: Technische Universität Berlin, 1995.
- [10] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, R. Martinez und S. F. Lam, Sensitivity and Impedance Measurements of UHF RFID Chips, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol. 57 No. 5, 2009.

- [11] T. Feldengut, Energieübertragung für passive Sensor-Transponder mit hoher Reichweite, Universität Duisburg-Essen, 2010.
- [12] P. V. Nikitin, S. Ramamurthy und R. Martinez, Simple Low Cost UHF RFID Reader, Everett: Intermec Technologies Corporation, 2013.
- [13] A. Povalač und J. Šebesta, Experimental Front End for UHF RFID Reader, Brno University of Technology, 2011.
- [14] Yoppy, DOA Estimation of UHF RFID Tags in Multipath Environments, Enschede: University of Twente, 2014.
- [15] R. Langwieser, C. Angerer und A. L. Scholtz, A UHF Frontend for MIMO Applications in RFID, Wien: Technische Universität Wien, 2010.
- [16] C. Angerer, R. Langwieser und M. Rupp, Direction of Arrival Estimation by Phased Arrays in RFID, Wien: Technische Universität Wien, 2010.
- [17] S. Azzouzi, M. Cremer, U. Dettmar, R. Kronberger und T. Knie, New Measurement Results for the Localization of UHF RFID Transponders Using an Angle of Arrival (AoA) Approach, Köln: Technische Hochschule Köln, 2011.
- [18] P. V. Nikitin, R. Martinez, S. Ramamurthy, H. Leland, G. Spiess und K. V. S. Rao, Phase Based Spatial Identification of UHF RFID Tags, Everett: Intermex Technologies Corporation, 2010.
- [19] R. Kronberger, T. Knie, R. Leonardi, U. Dettmar, M. Cremer und S. Azzouzi, UHF RFID Localization System Based on a Phased Array Antenna, Köln: Technische Hochschule Köln, 2011.
- [20] T. Schüttler, Satellitennavigation, Berlin: Springer Vieweg, 2014.
- [21] P. V. Nikitin und K. V. S. Rao, Measurement of Backscattering from RFID Tags, Everett: Intermec Technologies Corporation, 2005.

- [22] P. V. Nikitin, K. Rao und R. Martinez, „Differential RCS of RFID Tag,“ *Electronic Letters* Vol. 43 No. 8, 2007.
- [23] Analog Devices, *RF/IF Gain and Phase Detector*, Norwood: Analog Devices Inc., 2002.
- [24] W. Gehrke, M. Winzker, K. Urbanski und R. Woitowitz, *Digitaltechnik - Grundlagen, VHDL, FPGAs, Mikrocontroller*, Berlin: Springer Vieweg, 2016.
- [25] C. Siemers und A. Sikora, *Taschenbuch Digitaltechnik*, München: Hanser, 2014.





```

        rfid_datazaehler <= 0;
--
        rfid_data <=
"001011111011111111111111111011101010101010101110101010101010101011101010
11101110"; -- 40 kHz FMO TRext
        rfid_data <=
"00101111101111111111111011101010101110101011101010101010101010101010111010111
01110"; -- 155,15 kHz FMO TRext
--
        rfid_data <=
"001011111011111110111010101011101010111010101010101010101010101010101110101110111
0"; -- 243,8 kHz FMO TRext
--
        rfid_data <=
"0010111110111111111110111010101011101110111011101010101010101010101010101010101
01110"; -- 155,15 kHz Miller8 TRext
--
        rfid_data <=
"0010111110111111101110101010111011101110111010101010101010101010101010101010111
0"; -- 243,8 kHz Miller8 TRext
--
        rfid_data <=
"001011111011111111111011101010101110101110111010101010101010101010101010101110111
0101110"; -- 155,15 kHz Miller2 TRext
--
        rfid_data <=
"00101111101111111011101010101110101110111010101010101010101010101010101010111010101
110"; -- 243,8 kHz Miller2 TRext
        delay <= 2000000-5000; -- 50µs
    end if;
end if;

if rx = '1' AND delay = 2000000 then
-- Receiver aktiv kurz bevor Tag-Antwort zu erwarten ist
RXen <= '1';
rx <= '0';
rx_aktiv <= '1';
delay <= 2000000-150000; -- 1500µs
end if;

if rx_aktiv = '1' AND delay = 2000000 then
-- nach Übertragung der Tag-Antwort
RXen <= '0';
RFout <= '0';
ENbias <= '0';
rx_aktiv <= '0';
aktiv <= '1';
end if;

-- #####
-- SPI
    if ss_signal = '0' AND taktteiler = 49 AND bytezaehler < 16 AND
delay = 2000000 AND aktiv = '1' then
        spi_clock <= NOT spi_clock;
        bytezaehler <= bytezaehler + 1;
        if spi_clock = '0' AND (bitzaehler < spi_data'length) then --
spi_clock noch '0', wird aber '1'
            bitzaehler <= bitzaehler + 1;
            -- spi_send <= '1';
            spi_data <= spi_data(spi_data'left-1 downto 0) &
spi_data(0);
            MOSI <= spi_data(spi_data'left);
            MOSI2 <= spi_data(spi_data'left);
        end if;

```

```

        if bitzaehler = spi_data'length then      -- nach letztem Bit
kompletten Takt abwarten (sonst bei High-Pegel zu Ende)
            bitzaehler <= bitzaehler + 1;
        -- end if;
        -- if bitzaehler > spi_data'length then
elsif bitzaehler > spi_data'length then
            ss_signal <= '1';
            bitzaehler <= 0;
            bytezaehler <= 0;
            delay <= 2000000-50;    -- 500ns zwischen Bytes
            -- led_komm_event <= NOT led_komm_event;
            case programm is

-- #####
-- KONFIGURATION

            when 0 =>
                spi_data <= x"0507_070A_080F_093F"; --
W:05-07 07-0A 08-0F 09-3F
                    -- 05 TRcal setting
                    -- 07 RX No Response Time to 256µs
                    -- 08 RX Wait Time
                    -- 09 Low-/High-Pass for 160 kHz, FMO
                    bitzaehler <= 0; -- (64-64)
            when 1 =>
                spi_data <= x"0A04_0B12_00000000"; -- W:0A-
04 0B-12
                    -- 0A single ended input mixer
                    -- 0B 2V internal power amplifier regulator
                    setting, differential RFOUT1 and RFOUT2, aux. pre-driver 14mA
                    bitzaehler <= 32; -- (64-32)
            when 2 =>
                spi_data <= x"34_13840A_00000000"; -- W:14-
13-84-0A (MSByte zuletzt)
                    -- 0A manual selection of VCO range segment
                    -- 84 Automatic VCO range enable, internal
                    oscillator bias current middle
                    -- 13 CLSYS off, analog sub-carrier out,
                    VCO freq increasing with voltage, 1200 µA CP
                    bitzaehler <= 32; -- (64-32)
            when 3 =>
                spi_data <= x"35_003F20_00000000"; -- W:15-
00-3F-20 (MSByte zuletzt)
                    -- 20 Modulation connected to aux. TX
                    -- 3F 100% ASK
                    -- 00 0 dB TX output
                    bitzaehler <= 32;
            when 4 =>
                spi_data <= x"36_FC68E4_00000000"; -- W:16-
FC-68-E4 (MSByte zuletzt)
                    -- E4 increase internal PA bias two times,
                    50 kHz PLL divider
                    -- 68 867 MHz
                    -- FC 867 MHz

                    -- spi_data <= x"36_4FD8C0_00000000"; --
W:16-4F-D8-C0 (MSByte zuletzt)
                    -- C0 increase internal PA bias two times,
                    200 kHz PLL divider
                    -- D8 867 MHz

```

```

-- 4F 867 MHz
bitzaehler <= 32; -- (64-32)
-- #####

when 5 =>
  spi_data <= x"4A00_000000000000"; -- R:0A
  bitzaehler <= 48; -- (64-16)
when 6 =>
  spi_data <= x"0142_000000000000"; -- W:01-
42
  bitzaehler <= 48;
when 7 =>
  spi_data <= x"0A04_000000000000"; -- W:0A-
04
  bitzaehler <= 48;
when 8 =>
  spi_data <= x"35_003F20_00000000"; -- W:15-
00-35-20
  bitzaehler <= 32;
when 9 =>
  spi_data <= x"0D00_000000000000"; -- W:0D-
00
  bitzaehler <= 48;
when 10 =>
  spi_data <= x"4000_000000000000"; -- R:00
  bitzaehler <= 48;
when 11 =>
  spi_data <= x"8F_00000000000000"; -- C:8F
  -- 8F Reset FIFO
  bitzaehler <= 56;
when 12 =>
  spi_data <= x"97_00000000000000"; -- C:97
  -- 97 Enable RX
  bitzaehler <= 56;
when 13 =>
  spi_data <= x"0043_000000000000"; -- W:00-
43
  bitzaehler <= 48;
when 14 =>
  RFout <= '1';
  delay <= 2000000-100000; -- 1ms
  ENbias <= '1';
  ss_signal <= '0'; -- IO4(0)
  tx <= '1';
  aktiv <= '0';
  rfid_taktteiler <= 0;
  spi_data <= x"0000_000000000000"; -- W:00-
00
  bitzaehler <= 48;
when 15 =>
  led_komm_event <= '0';
  aktiv <= '0';
  bitzaehler <= 65;
  RXen2 <= '0';
  RFout2 <= '0';
  when others => null;
end case;
programm <= programm + 1;
if programm = 15 then

```

```

        programm <= 5;
    end if;
    spi_clock <= '0';
end if;
end if;

if taktteiler = 49 then -- 2 MHz, halbes
Taktintervall -> 1 MHz SPI-Takt (100 MHz FPGA-Takt)
    taktteiler <= 0;
    if bytezaehler >= 16 then -- fuer kurze Pause
zwischen 2 Bytes
        bytezaehler <= bytezaehler + 1;
    elsif bytezaehler = 30 then
        bytezaehler <= 0;
    end if;
else
    taktteiler <= taktteiler + 1;
end if;

if delay < 2000000 then
    delay <= delay + 1;
end if;

if aktiv = '1' AND ss_signal = '1' AND delay = 2000000 then
    ss_signal <= '0';
end if;

-- #####
-- START Kommunikation
-- nach EN ~1,5-3ms warten, dass sich Crystal Oscillator stabilisiert
-- nach EN ~12ms warten, dass sich Bias und Referenz-Spannung
stabilisieren
    if en_signal = '1' AND BUT = '1' then -- 20 ms Pause // AND delay
= 2000000
        if entpreller = 0 then
            entpreller <= 30000000;
            led_tast_event <= NOT led_tast_event;
            led_komm_event <= '1';
            ss_signal <= '0';
            aktiv <= '1';
            -- if taktteiler >= 0 then
            taktteiler <= 0;
            -- end if;
        else
            entpreller <= entpreller - 1;
        end if;

-- #####
-- POWER-UP
-- EN Low to High -> Serial interface (IO1 -> VDD_IO, IO0 -> GND)
    elsif en_signal = '0' AND BUT = '1' then
        if entpreller = 0 then
            entpreller <= 30000000;
            led_tast_event <= NOT led_tast_event;
            en_signal <= '1';
            delay <= 0;
        else
            entpreller <= entpreller - 1;
        end if;

```

```
    else
        entpreller <= 5000000;
    end if;

    SPICLK <= spi_clock;
    SPICLK2 <= spi_clock;
    LEDtast <= led_tast_event;
    LEDkomm <= led_komm_event;
    LEDirq <= IRQ;
    LEDmiso <= MISO;
    EN <= en_signal;
    EN2 <= en_signal;
    SS <= ss_signal;
    SS2 <= ss_signal;

end process;
end Behavioral;
```