

# Masterthesis

Entwicklung eines multistatischen kodierten CW-Radars mittels  
USRP zur Analyse der mittleren Atmosphäre

Eingereicht am: 3. Mai 2016

von: Sven Geese  
geboren am 11. Juni 1989  
in Schwerin

---

## Aufgabenstellung

## **Zusammenfassung**

Für atmosphärische Untersuchungen werden schon seit mehreren Jahren kontinuierliche Messungen von Meteorradaren verwendet. Damit können Windfelder in den Höhenbereichen von 70 bis 120 km erstellt werden und im Vergleich mit anderen Messsystemen auf Kopplungsmechanismen, wie etwa vertikalen Wellen, zwischen den atmosphärischen Schichten untersucht werden. Im Rahmen dieser Thesis soll daher ein multistatisches Continuous-Wave-Radar mit pseudozufälliger Kodierung entwickelt werden. Das Ziel ist ein Radarnetz mit mehreren Sende- und Empfangsstationen, um möglichst viele Basislinien zur Detektion von Meteorechos zu erhalten. Damit wird die Untersuchung eines größeren Volumens der Atmosphäre ermöglicht, außerdem kann das System durch das Hinzufügen von wahlweise Sende- oder Empfangssystemen modular erweitert werden, was einen langfristigen Ausbau der Datenerfassung ermöglicht.

## **Abstract**

Meteor radars are used for continuous atmospheric observations for many years. The collected data can be used to create wind fields in heights between 70 and 120 km, which can further be used in comparison with other types of measurements to conclude interactions between atmospheric layers like vertical waves. The goal of this thesis is therefore the development of a multistatic continuous-wave radar with pseudo random coding. The idea behind this is a radar network with multiple transmit and receive stations, which creates multiple baselines for meteor detection. With that the observable volume of the atmosphere is enlarged and additionally the system is modularly expandable by adding transmit or receive systems, which allows to increase the performance of the system by means of meteor rates easily in the long term.

## Inhaltsverzeichnis

|          |                                    |           |
|----------|------------------------------------|-----------|
| <b>1</b> | <b>Einleitung</b>                  | <b>5</b>  |
| <b>2</b> | <b>Theorie</b>                     | <b>8</b>  |
| 2.1      | Radargrundlagen . . . . .          | 8         |
| 2.1.1    | Geometrien . . . . .               | 8         |
| 2.1.2    | Kodiertes Radar . . . . .          | 11        |
| 2.1.3    | Continuous-Wave-Radar . . . . .    | 12        |
| 2.1.4    | Kodierung . . . . .                | 13        |
| 2.1.5    | Dekodierung . . . . .              | 14        |
| 2.2      | Meteore . . . . .                  | 16        |
| <b>3</b> | <b>Systembeschreibung</b>          | <b>19</b> |
| 3.1      | Aufbau . . . . .                   | 20        |
| 3.2      | Hardware . . . . .                 | 20        |
| 3.2.1    | Sendesystem . . . . .              | 21        |
| 3.2.2    | Empfangssystem . . . . .           | 23        |
| 3.3      | Software . . . . .                 | 24        |
| 3.3.1    | Softwareübersicht . . . . .        | 24        |
| 3.3.2    | Verbesserung . . . . .             | 26        |
| <b>4</b> | <b>Messungen</b>                   | <b>28</b> |
| 4.1      | Simulation . . . . .               | 28        |
| 4.2      | Messkampagne . . . . .             | 31        |
| 4.3      | Ergebnisse . . . . .               | 32        |
| 4.3.1    | Interferenzunterdrückung . . . . . | 32        |
| 4.3.2    | Meteorzählraten . . . . .          | 35        |
| <b>5</b> | <b>Fazit</b>                       | <b>38</b> |
| <b>A</b> | <b>Anhang</b>                      | <b>40</b> |
| A.1      | Simulation Testsystem . . . . .    | 40        |
|          | <b>Literaturverzeichnis</b>        | <b>47</b> |
|          | <b>Abkürzungsverzeichnis</b>       | <b>49</b> |
|          | <b>Abbildungsverzeichnis</b>       | <b>51</b> |
|          | <b>Tabellenverzeichnis</b>         | <b>53</b> |
|          | <b>Selbstständigkeitserklärung</b> | <b>54</b> |



## 1 Einleitung

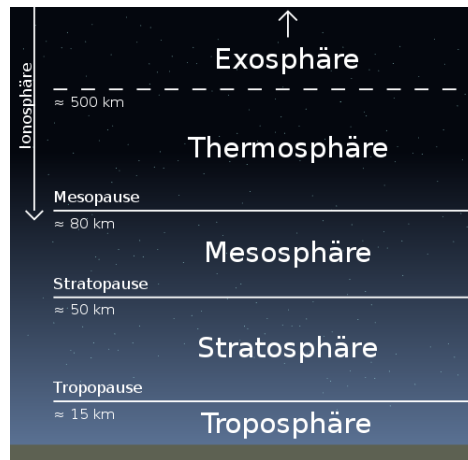
Im Zuge des autonomen Fahrens wird der Informationsaustausch immer wichtiger. So soll die Verständigung unter den Fahrzeugen im Rahmen der Car-to-Car-Kommunikation für einen besseren Verkehrsfluss sorgen und Gefährdungssituationen bereits von vorausfahrenden Verkehrsteilnehmern gemeldet werden, um die Sicherheit auf der Straße insgesamt zu erhöhen.

Eine weitere Nutzung von Kommunikationsbaugruppen im Automobilbereich liegt in der Erkundung des Fahrzeugumfeldes, zum Beispiel für Fahrassistenzsysteme, wie die Einparkhilfe, die hilft, den Platz beim Rückwärtsfahren abzuschätzen. Im Bereich des autonomen Fahrens muss diese Umweltbeobachtung wesentlich umfangreicher erfolgen, hier muss die Steuerung detailliert über die Straßenbedingungen und die anderen Verkehrsteilnehmer informiert werden. Anders kann eine sichere Fortbewegung aller Beteiligten nicht gewährleistet werden. Ein Teil dieser Informationen kann beispielsweise über Kameras und Bilderkennungsalgorithmen ermittelt werden, aber für größere Entfernungen kommen immer häufiger Radarsysteme zum Einsatz. Dies ermöglicht dem Steuergerät nicht nur Hindernisse zu erkennen, sondern auch Entfernung und Geschwindigkeit anderer Fahrzeuge zu ermitteln und entsprechend auf die auftretenden Situationen zu reagieren.

Das Radarprinzip selbst wird schon seit den Dreißigerjahren des 20. Jahrhunderts eingesetzt, anfangs vor allem im militärischen Bereich zur Ortung von Flugzeugen im Zweiten Weltkrieg. Heutzutage wird im zivilen Flugverkehr der Luftraum ebenfalls mittels Radar überwacht. Als weiteres Einsatzgebiet für diese Anlagen verwendet die Meteorologie diese Fernerkundungsmethode für Wettervorhersagen, wobei sowohl bodengebundene Anlagen zum Einsatz kommen, als auch Satelliten, die Beobachtungen der Atmosphäre vom Weltraum aus durchführen.

Außerdem ist es besonders wichtig, das Klima unseres Planeten selbst besser zu verstehen, gerade in Zeiten, in denen der Klimawandel von zunehmender Bedeutung ist. Zu diesem Thema wird weltweit geforscht, so auch in Deutschland am Leibniz Institut für Atmosphärenphysik (IAP) in Kühlungsborn. Dieses Institut hat die Zielsetzung, besonders die mittlere Atmosphäre zu untersuchen. Hierfür werden die

unterschiedlichen Höhen von der Troposphäre bis zur Thermosphäre beobachtet, die in der Grafik 1.1 abgebildet sind.



**Bild 1.1:** Aufbau der Erdatmosphäre [Lan08]

Das IAP benutzt verschiedene Messverfahren für die einzelnen Schichten, um ein möglichst umfassendes Gesamtbild der physikalischen Eigenschaften und Wechselwirkungen zu erhalten. Aus wissenschaftlicher Sicht ist das Institut in die folgenden drei Abteilungen untergliedert.

- Optische Sondierungen und Höhenforschungsraketen
- Theorie und Modellierung
- Radar Sondierungen

Die Abteilung „Optische Sondierungen und Höhenforschungsraketen“ benutzt vor allem Light Detection and Ranging (Lidar)-Instrumente zur Erforschung von Stratosphäre, Mesosphäre und der unteren Thermosphäre. Dafür sind mehrere Lidare am Standort Kühlungsborn installiert, zusätzlich unterhält das IAP auch im Alomar-Observatorium auf der norwegischen Insel Andøya optische Fernerkundungssysteme. Für weltweite Messkampagnen steht außerdem ein mobiles Lidar zur Verfügung. Des Weiteren werden in dieser Abteilung Höhenforschungsraketen entwickelt, die in der Nähe des Alomar-Observatoriums gestartet werden und Messungen direkt in der Atmosphäre vornehmen. Weitere in-situ-Messungen werden durch selbst entwickelte Nutzlasten für Wetterballons durchgeführt.

Im Bereich der „Theorie und Modellierung“ werden vorrangig die Wechselwirkungen zwischen den Schichten der Troposphäre bis in die untere Thermosphäre betrachtet. Dabei ist die Ausbreitung von vertikalen Wellen und die daraus folgenden Einflüsse

auf die atmosphärische Zirkulation von besonderem Interesse. Dazu werden Modelle dieser verschiedenen physikalischen Prozesse erstellt und mit den Daten der anderen Abteilungen verifiziert.

Die dritte Abteilung „Radarsondierungen“ nutzt verschiedene Radarsysteme zur Beobachtung der atmosphärischen Vorgänge. So werden sowohl mit dem Middle Atmosphere Alomar Radar System (MAARSY) auf Andøya als auch mit der kleineren Ostsee Wind Radar (OSWIN) in Kühlungsborn Vorgänge im Bereich der Meso-, Strato- und Troposphäre (MST) untersucht. Einen wissenschaftlichen Schwerpunkt bilden dabei Polare Mesosphärische Sommer Echos (PMSE), die durch mesosphärische Eiswolken verursacht werden. Hier sollen vor allem die dreidimensionalen Strukturen mit hoher zeitlicher und räumlicher Auflösung erfasst werden. Mit Medium Frequency (MF)-Radaren am Außenstandort Juliusruh sowie auf Andøya werden Windfelder in Höhen von 60 bis 100 km durch die dort auftretenden Echos bestimmt, um weitergehend Wellenparameter zu ermitteln. Auch die Veränderungen der Elektronendichte in den atmosphärischen Schichten sind Gegenstand der wissenschaftlichen Forschung und Modellbildung. Weiterhin werden mehrere, über die Standorte verteilte, Meteorradare unterhalten. Diese machen sich die tagtäglich in die Erdatmosphäre eintretenden und verglühenden Staubpartikel zu Nutze, um in den Höhenbereichen von 70 bis 120 km Windfelder zu berechnen. In diesen Bereich fällt die hier vorgestellte Masterthesis, mit der Zielsetzung langfristig ein modular erweiterbares Meteorradarsystem zur kontinuierlichen Messung eines größeren Volumens zu implementieren.

## 2 Theorie

### 2.1 Radargrundlagen

Radar ist eine Abkürzung und steht für „Radio Detection and Ranging“ und bezeichnet sowohl ein Messverfahren auf Basis elektromagnetischer Wellen als auch das auf diesem Prinzip arbeitende Messsystem. Dabei wird eine elektromagnetische Welle ausgesendet, am Untersuchungsobjekt reflektiert und als Echo wieder detektiert. Über dieses Echo können dann Eigenschaften des Ziels ermittelt werden, etwa dessen Geschwindigkeit oder die Entfernung zum Radar. Im Folgenden werden grundsätzliche Radarformen und -geometrien beschrieben.

#### 2.1.1 Geometrien

##### Monostatisches Radar

Beim monostatischen Radar sind die Sende- und Empfangsantenne identisch, das heißt, das Signal wird von der Antenne abgestrahlt und die Reflexionen wieder aufgenommen. Daher kann man monostatische Radare auch als Backscatter-Radar bezeichnen.

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_t^2 R_r^2} \quad (2.1)$$

Die Formel 2.1 nach [Ric05] stellt die allgemeine Radargleichung für Punktziele unter idealen Bedingungen dar, die Bedeutung der Symbole kann der Auflistung 2.1 entnommen werden. Ideal heißt in diesem Zusammenhang, dass keinerlei Verluste des Gesamtsystems berücksichtigt werden. Zu diesen Verlustfaktoren gehören jegliche Formen von Kabeln, die immer verlustbehaftet sind. Auch die Atmosphäre selbst wirkt sich als frequenzabhängiges Dämpfungsglied auf den Signalverlauf aus. Dabei gilt, dass bei höheren Frequenzen die Dämpfung durch die Atmosphäre zunimmt.

Auch das Grundrauschen des Empfangssystems wird nicht berücksichtigt, obwohl es einen maßgeblichen Einfluss auf die Sensitivität hat.

|           |   |                                             |
|-----------|---|---------------------------------------------|
| $P_t$     | = | Sendeleistung                               |
| $P_r$     | = | Empfangsleistung                            |
| $G_t$     | = | sendeseitiger Antennengewinn                |
| $G_r$     | = | empfangsseitiger Antennengewinn             |
| $\lambda$ | = | Wellenlänge                                 |
| $\sigma$  | = | Radar Cross Section, Radarquerschnitt (RCS) |
| $R_t$     | = | Entfernung Sender-Ziel                      |
| $R_r$     | = | Entfernung Empfänger-Ziel                   |

**Tabelle 2.1:** Systemparameter

Für den monostatischen Fall werden die beiden Antennengewinne  $G_t$  und  $G_r$  gleichgesetzt, genau wie die Entfernungen  $R_t$  und  $R_r$ . Damit vereinfacht sich die Formel 2.1 zur Gleichung 2.2.

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.2)$$

Die monostatische Geometrie wird für Pulsradare genutzt, wobei die Antenne zwischen den Pulsen vom Sendepfad auf den Empfangspfad geschaltet wird. Als Konsequenz ergibt sich daraus ein für die Detektion benötigter Mindestabstand zwischen Radar und Ziel, da erst nach dem vollständigen Aussenden des Pulses auf den Empfangspfad gewechselt wird, um Echos zu detektieren.

Die Entfernung vom Ziel zum Radar ergibt sich aus der Laufzeit des gesendeten Signals und dem zurück laufenden Echo. Über die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c_0$  von elektromagnetischen Wellen und der ermittelten Laufzeit  $\Delta t$  lässt sich mithilfe der Formel 2.3 der Abstand  $R$  zum Ziel ermitteln. Der Faktor  $1/2$  ist dem Umstand geschuldet, dass die elektromagnetische Welle einmal vom Radar zum Ziel läuft, das Echo dann aber denselben Weg zurücklegen muss, sodass die Entfernung aus der halben Gesamtlaufzeit berechnet wird.

$$R = \frac{\Delta t \cdot c_0}{2} \quad (2.3)$$

Die Geschwindigkeit des Ziels kann über die Dopplerverschiebung des ausgesendeten Signals ermittelt werden. Allerdings ist aus einer Messung nicht die absolute

Geschwindigkeit ermittelbar, sondern nur die Relativgeschwindigkeit zum Radar, also wie schnell sich das Ziel dem Radar annähert beziehungsweise davon entfernt. Dieser Zusammenhang ist in der Formel 2.4 abgebildet.

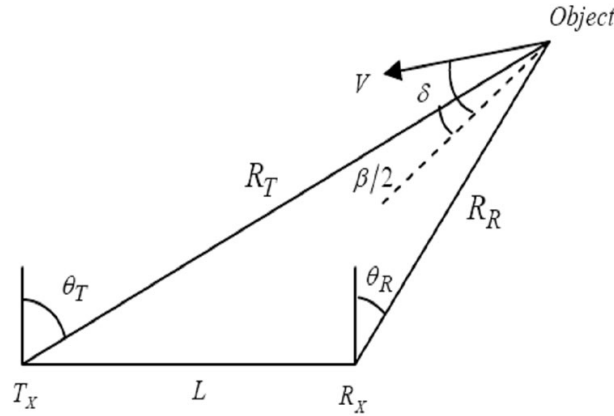
$$f_d = \frac{-2v \cdot R}{\lambda} \quad (2.4)$$

Für Continuous Wave (CW)-Radare ist diese Geometrie schwierig einsetzbar, da das Benutzen derselben Antenne für Senden und Empfangen nicht möglich ist. Werden dagegen zwei Antennen mit geringem Abstand zueinander als quasi-monostatische Konfiguration benutzt, kann durch die Signalstärke des Senders der Wertebereich der Empfangsstufe bereits erschöpft sein, wenn die wesentlich kleineren Eholeistungen den Empfänger erreichen. Dies kann durch die Verwendung von Antennen mit starker Richtwirkung umgangen werden. Werden Sende- und Empfangsantenne mit einer größeren Distanz zueinander aufgestellt, um diese Sättigung zu vermeiden, so ergibt sich die bistatische Geometrie.

### Bistatisches Radar

Im Gegensatz zum monostatischen Radar werden in einer bistatischen Konfiguration der Sende- und Empfangspfad räumlich weiter getrennt aufgestellt, wobei die Entfernung zwischen den Standorten vergleichbar zur Distanz der Ziele ist. Hierbei ergeben sich allerdings einige Unterschiede zum monostatischen Aufbau. Eine grundlegende Veränderung ist das Prinzip der Vorwärtsstreuung. Wenn ein elektromagnetisches Signal auf ein Ziel trifft, so werden Anteile des Signals in Abhängigkeit von der Geometrie des Ziels in alle Richtungen gestreut. Beim bistatischen Radar werden nicht die zum Sender zurück gestreuten Anteile untersucht, sondern die Anteile, die zum Empfänger reflektiert werden. Dadurch ergibt sich auch ein anderer Zusammenhang zwischen der Laufzeit des Signals und der Entfernung des Ziels. Grundsätzlich gibt es nun drei Abstände, die die Geometrie des Radars und des Ziels beschreiben. Aus dem Aufbau des Radars ergibt sich die Basislinie als Entfernung von Sender und Empfänger in der horizontalen Ebene. Befindet sich nun ein Ziel im Messvolumen, so ergibt sich der Ausbreitungspfad des Signals aus der Summe der Distanzen vom Sender zum Ziel und vom Ziel zum Empfänger.

In Abbildung 2.1 ist ein bistatisches Dreieck zu sehen. Hierbei sind alle wichtigen Größen zur Lokalisation des Ziels enthalten.  $T_X$  und  $R_X$  stehen für den Sende- be-



**Bild 2.1:** Bistatische Ebene [Kal09]

ziehungsweise den Empfangsstandort. Der Abstand zwischen beiden Orten wird als Basislinie  $L$  bezeichnet.  $R_T$  und  $R_R$  stehen wiederum für die Distanz zwischen dem Ziel und den einzelnen Standorten. Diese beiden Strecken schließen den Winkel  $\beta$  ein, der auch als bistatischer Winkel bezeichnet wird.  $\theta_T$  bezeichnet den Winkel zwischen dem Ziel und der Basislinie im Bezug auf den Sendestandort, analog bezeichnet  $\theta_R$  denselben Winkel für den Empfangsfall. Werden einer bistatischen Konfiguration weitere Sende- oder Empfangssysteme hinzugefügt, so ergibt sich die multistatische Konfiguration, da sich automatisch weitere Basislinien ergeben, die zur Detektion genutzt werden können.

### 2.1.2 Kodiertes Radar

Ein Radar kann schon mit einem einfachen Puls zur Detektion und Entfernungsbestimmung genutzt werden, allerdings hängen bestimmte Betriebsparameter von der Pulsform ab. So ist die Energie der ausgesendeten elektromagnetischen Welle entscheidend, ob ein Ziel erkannt werden kann. Bei konstanter Leistung des Ausgangsverstärkers ist die Pulsbreite  $\tau$  die bestimmende Größe für die Energie des Pulses, je länger der Puls desto mehr Energie wird abgegeben. Dieser Zusammenhang ist in Formel 2.5 dargestellt, wobei für  $\Delta t$  die Pulsbreite  $\tau$  eingesetzt wird.

$$W = P \cdot \Delta t \quad (2.5)$$

Allerdings ist auch die Entfernungsauflösung abhängig von der Pulsbreite. Durch

die Ausbreitung der elektromagnetischen Welle mit Lichtgeschwindigkeit ergibt sich aus der Länge des Sendeimpuls eine minimale Entfernung  $S_r$ , die zur Unterscheidung benachbarter Ziele benötigt wird. Dieser Abstand kann mit der Gleichung 2.6 berechnet werden.

$$S_r = \frac{c_0 \tau}{2} \quad (2.6)$$

Bezogen auf die Pulsbreite ergibt sich daraus ein Widerspruch zwischen ausgesendeter Energie und Entfernungsauflösung. Um diese Einschränkung aufzuheben, kann der Puls kodiert werden. Der Grundgedanke ist dabei, dass der Puls mit der Länge  $\tau$  aus mehreren sogenannten Chips zusammengesetzt wird, die nur einen Bruchteil der Pulsbreite dauern. Dies soll am Beispiel einer Phasenkodierung mit einem 5-Bit-Barker-Code aufgezeigt werden. Angenommen die gesamte Pulsdauer beträgt  $10 \mu\text{s}$ , dann wird der Puls in fünf Chips mit der Länge von jeweils  $2 \mu\text{s}$  aufgeteilt. Jeder Chip wird dann in Abhängigkeit des Codes mit einem unterschiedlichen Phasenaufschlag behaftet, im einfachen Fall einer Biphasenkodierung mit  $0^\circ$  für logisch 0 und  $180^\circ$  für logisch 1. Bei der Benutzung des Codes 11101 ergeben sich als Phasenaufschläge dann die Werte  $0^\circ 0^\circ 0^\circ 180^\circ 0^\circ$ . Als Folge daraus bestimmt sich die Energie des Pulses immer noch aus der gesamten Pulsbreite  $\tau$ , für die minimale Entfernung der Ziele ist jetzt allerdings die Chipbreite von in diesem Fall  $2 \mu\text{s}$  ausschlaggebend.

Neben der Phasenkodierung kann auch eine Frequenzmodulierung erfolgen, bei der über die Länge des Signals kleine Abweichungen in der Trägerfrequenz aufmoduliert werden. Außerdem kann das Signal über die Amplitude des Pulses kodiert werden, dieses Prinzip wird als Amplitudenmodulation bezeichnet, aber in gängigen Radarsystemen selten genutzt.

### 2.1.3 Continuous-Wave-Radar

CW-Radarsysteme, auch Dauerstrichradare genannt, zeichnen sich durch einen kontinuierlichen Sendebetrieb aus. Im einfachsten Falle eines unmodulierten Sendesignals ist lediglich die Messung der Geschwindigkeit des Ziels möglich. Dies wird, wie auch im Pulsradar, über die Dopplerverschiebung des empfangenen Echos ermöglicht. Entfernungsmessungen sind so allerdings nicht möglich, da dafür die Zeit zwischen dem Aussenden des Signals und dem Empfangen des Echos gemessen werden muss. Da das Signal aber nur eine gleichförmige Sinusschwingung darstellt, kann



kein Anfang definiert werden, der zur erhaltenen Rückstreuung zugeordnet werden kann. Daher muss das Sendesignal kodiert werden, um darüber eine Vergleichbarkeit mit dem Echo zu erreichen und Aussagen über die Zeitdifferenz und damit den Abstand zu ermöglichen.

Eine Möglichkeit dies zu Erreichen ist das Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW)-Radar. Dabei wird die Trägerfrequenz über eine bestimmte Periode und einen vorgegebenen Frequenzbereich variiert, sodass Rückschlüsse auf die Signallaufzeit getroffen werden können.

Eine weitere Möglichkeit ist die Nutzung einer Phasencodierung. Im einfachen Fall einer Biphasenkodierung wird ein Bitcode definiert, wobei die logische 0 beispielsweise mit einem Phasenaufschlag von  $0^\circ$  behaftet wird, eine logische 1 mit  $180^\circ$ . Die Länge des Codes steht dabei in direktem Zusammenhang zur möglichen Entfernung, die Länge eines Bits stellt die Entfernungsauflösung dar.

#### 2.1.4 Kodierung

Zur Kodierung des CW-Signals kommen pseudozufällige Sequenzen mit einer Länge von 1000 Bits zum Einsatz. Generiert werden diese über den Mersenne-Twister-Algorithmus, der bereits in der Python-Bibliothek *numpy* implementiert ist. Die gezogenen Zufallszahlen unterliegen dabei der stetigen Gleichverteilung. Um wirklich zufällige Werte zu erhalten, sollte auch der Startwert (Seed) des Generators zufällig sein, allerdings wird sich hier der Umstand zu Nutze gemacht, das man mit dem selben Seed dieselbe Pseudozufallsfolge erhält. Damit erübrigt sich das Speichern der Zufallsfolge selbst, der Startwert reicht aus, um die Codefolge erneut zu generieren. Der Wertebereich der Zufallszahlen umfasst dabei den Bereich der rationalen Zahlen zwischen 0 und 1. Nachdem die Zufallsfolge erstellt wurde, werden damit komplexe Zahlen der Form  $1 \cdot e^{j2\pi \cdot rand}$  erstellt. Damit ist der Betrag der komplexen Werte immer 1, aber der komplexe Winkel bildet alle Werte von 0 bis  $360^\circ$ , beziehungsweise im Winkelmaß den Bereich von 0 bis  $2\pi$ , ab. Werden nun die Winkel innerhalb Pythons, über die bereits implementierten Funktionen, berechnet, so verschiebt sich der Wertebereich auf  $-\pi \leq rand < \pi$ , wodurch das Vorzeichen ausreicht, um aus den Winkeln der komplexen Wertefolge einen Biphasencode zu generieren.

Der entstandene Biphasencode wird dann mit den genutzten Filterkoeffizienten gefaltet, zum Einsatz kommt der in [Pfe14] entwickelte Wurzel-Gauss-Filter. Anschließend wird die generierte Folge als binäre Datei gespeichert, die im eigentlichen Sen-

debetrieb kontinuierlich vom Universal Software Radio Peripheral (USRP) zur Signalerzeugung genutzt wird. Auf der Empfangsseite werden die abgetasteten Signale vor dem Abspeichern ebenfalls mit dem Wurzel-Gauss-Filter nach dem Matched-Filter-Prinzip gefaltet.

### 2.1.5 Dekodierung

Grundlage der Dekodierung des empfangenen Signals ist die Annahme, dass in einer gegebenen Entfernung der Rückstreuoeffizient durch ein Ereignis für einen bestimmten Zeitraum konstant ist. Dieser Kohärenzzeitraum  $L$  wird im Rahmen dieser Arbeit mit 1000 Samples angenommen, was einer Dauer von 10 ms entspricht.

Das Modell, auf dem die Dekodierung der Rohdaten basiert, ist in Gleichung 2.7 [Vie15] zu sehen. Dabei stellt  $\epsilon_{t-r}$  das ausgestrahlte Radarsignal dar,  $\zeta_{r,i}$  ist der Rückstreuoeffizient in einer bestimmten Entfernung und der angenommenen Kohärenzzeit. Mit  $\xi_t$  wird das gemessene Rauschen als gaussverteiltes weißes Rauschen definiert,  $m_t$  enthält die gemessenen komplexen Spannungen des Empfängers.

$$m_t = \sum_{r=0}^R \epsilon_{t-r} \zeta_{r,i} + \xi_t \quad (2.7)$$

Da im Rahmen dieser Arbeit mehrere bistatische Verbindungen mit demselben Empfänger arbeiten sollen, muss das Modell um mehrere Pfade ergänzt werden. Da die Signale der anderen Sendestationen ebenfalls kontinuierlich ausgestrahlt werden, überlagern sich die ankommenden Signalkomponenten additiv am Empfänger, was zur Gleichung 2.8 führt. Dabei bezeichnet  $k$  den Laufindex der Sendestationen.

$$m_t = \sum_{k=0}^N \sum_{r=0}^R \epsilon_{t-r,k} \zeta_{r,i,k} + \xi_t \quad (2.8)$$

Im nächsten Schritt wird die innere Summe von Gleichung 2.8 in die Matrixschreibweise 2.9 überführt. Die unbekannten Echos werden dabei in  $x_{i,k} = [\zeta_{0,i,k} \cdots \zeta_{R,i,k}]^T$

abgebildet und dann den Messungen  $m_i = [m_{iL}, m_{iL+1}, \dots, m_{(i+1)L-1}]$  zugeordnet.

$$m_i = \sum_{k=0}^N A_{i,k} x_{i,k} + \xi_i \quad (2.9)$$

Dabei bezeichnet  $A_{i,k}$  die sogenannte Theoriematrix, die über die Kohärenzzeit und die möglichen Entfernungen aufgespannt wird. Sie enthält die kodierten Radarsignale in Abhängigkeit zu den möglichen Rangegates. Der Aufbau der Theoriematrix ist in Gleichung 2.10 zu sehen.

$$A_{i,k} = \begin{pmatrix} \epsilon_{iL,k} & \epsilon_{iL-1,k} & \dots & \epsilon_{iL-R,k} \\ \epsilon_{iL,k} & \epsilon_{iL-1,k} & \dots & \epsilon_{iL-R,k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \epsilon_{(i+1)L-1,k} & \epsilon_{(i+1)L-1-1,k} & \dots & \epsilon_{(i+1)L-1-R,k} \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

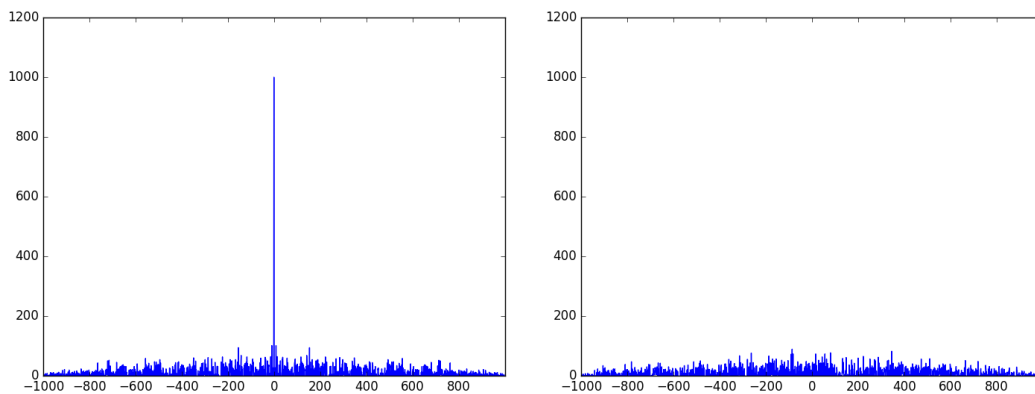
Zusammengefasst ergibt sich für das Modell die Formel 2.11 in Matrixschreibweise.

$$m_i = A_i x_i + \xi_i \quad (2.11)$$

Um nun die Parameter der Echos aus den Messdaten zu extrahieren, wird ein Schätzalgorithmus verwendet, in diesem Fall der *maximum likelihood estimator*. Dies bezeichnet in der Statistik eine Schätzmethode, bei der die Parameter einer Wahrscheinlichkeitsfunktion so gewählt werden, dass das beobachtete Ereignis mit hoher Wahrscheinlichkeit auftritt. Um nun die Parameter zu erhalten, kann die Methode der kleinsten Quadrate für komplexe Zahlen verwendet, die in Formel 2.12 angegeben ist. Der Operator  $H$  steht dabei für den hermiteschen Operator, der für die komplex konjugierte und transponierte Matrix steht,  $\Sigma$  stellt die Kovarianzmatrix des Fehlers  $\xi$  dar.

$$x_{i,ML} = (A_i^H \Sigma^{-1} A_i)^{-1} A_i \Sigma^{-1} m_i \quad (2.12)$$

Ein Vorteil dieser Methode ist, dass die zufällige Kodierung für eine statistische Orthogonalität sorgt. Dieser Zusammenhang kann sehr gut über eine Kreuzkorrelation der Codes überprüft werden, was in Abbildung 2.2 auf der rechten Seite dargestellt ist. Darin wurde die Kreuzkorrelation zwischen den verwendeten Zufallsfolgen mit den Seeds 451 und 756 durchgeführt. Der maximale Ausschlag liegt bei etwa 100. Im Vergleich dazu ist auf der linken Seite die Autokorrelation für den Code 451 abgebildet. Durch das Maximum von 1000 bei genauer Übereinstimmung kann die Behauptung der statistischen Orthogonalität als zutreffend angenommen werden.



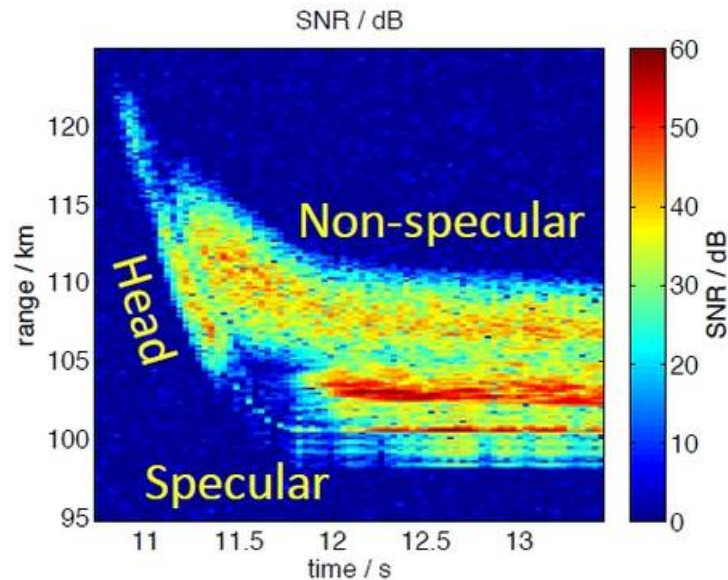
**Bild 2.2:** Autokorrelation (links) des Codes mit Seed 451, Kreuzkorrelationsfunktion (rechts) der Codes mit den Seeds 451 und 756

Durch diese statistischen Eigenschaften kann der Beitrag der anderen Sender als additives Rauschen behandelt werden. Somit kann die Dekodierung unter der Annahme eines einzigen Sendesignals mit additivem Rauschen nach der Formel 2.11 durchgeführt werden.

## 2.2 Meteore

Meteoroide sind kosmische Kleinkörper, die aus Gestein, Metallen oder Eis bestehen können und in Größenordnungen von wenigen Millimetern bis zu einigen Metern Durchmesser existieren, der Übergang zu Asteroiden ist nicht einheitlich definiert. Wenn Meteoroiden mit circa  $11$  bis  $72 \text{ km s}^{-1}$  [Sch12] in die Erdatmosphäre eintreten, werden sie Meteore genannt. Ab dem Eintritt in die Erdatmosphäre heizt sich der Meteor auf, wobei die stärkste Erwärmung in Höhen von  $70$  bis  $120 \text{ km}$  auftritt. Hier setzt auch die Ablation des Meteors ein, wobei die Masse des Meteors nach und nach abnimmt und das abgetragene Material einen Meteorschweif bildet. Dieser

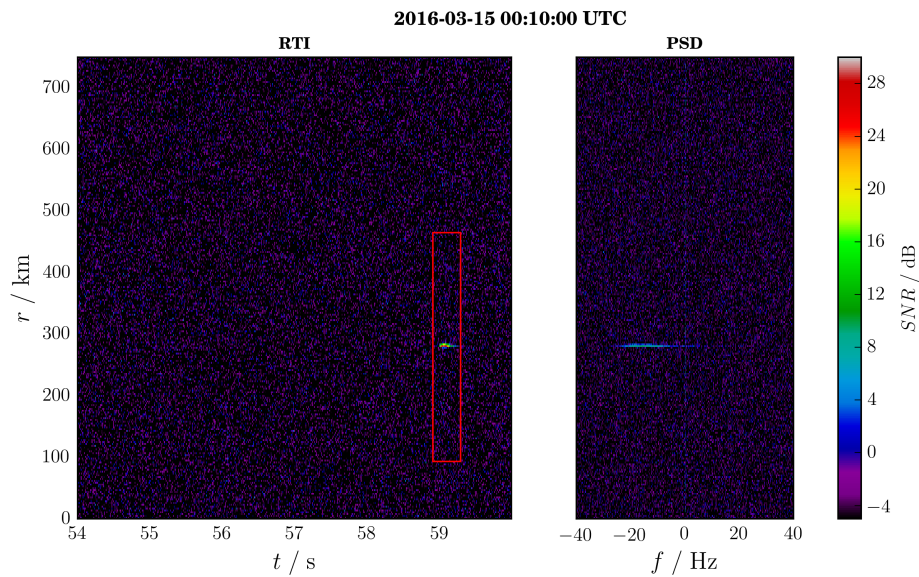
Schweif besteht aus ionisiertem Plasma, das relativ schnell die Geschwindigkeit der Hintergrundbewegung der Atmosphäre annimmt und dadurch die Untersuchung der Windfelder in den entsprechenden Höhenlagen ermöglicht.



**Bild 2.3:** Unterscheidung von Meteorkopf-, specular- und non-specular-Echo am selben Ereignis [IAP]

Meteorechos werden in drei Typen unterschieden, Meteorkopf-, specular- und non-specular-Echos, alle Typen sind in der Abbildung 2.3 zu sehen. Meteorkopfechos sind Reflexionen des Plasmas direkt am Meteor selbst. Sie können nur mit sogenannten High-Power-Large-Aperture-Radaren empfangen werden. Diese Echos ermöglichen einen tieferen Einblick in die Eigenschaften des Meteors, so lassen sich aus Kopfechos zum Beispiel die Trajektorie oder die Masse des Meteors bestimmen. Non-specular Echos werden nach momentanem Stand der Wissenschaft durch Field-Aligned-Irregularities ausgelöst, also am Erdmagnetfeld ausgerichtete Unregelmäßigkeiten im Plasma des Meteors. Allerdings ist dieser Mechanismus noch nicht umfassend geklärt. Die häufigste Form von Meteorechos bilden die specular-Meteorechos, die häufigste Form von Meteorechos. Sie zeichnen sich durch Reflexionen bedingt durch die Ladungsdichte im Plasmaschweif des Meteors aus, wobei wiederum zwei Arten unterschieden werden, overdense- und underdense-specular-Echos. Overdense-Echos bezeichnen dabei Ereignisse mit sehr hohen Ladungsdichten, sodass komplexe Streuprozesse auftreten, weshalb die Modellierung sehr aufwändig ist. Wesentlich häufiger lassen sich underdense-Echos mit einer geringen Ladungsdichte beobachten, vor allem mit spezialisierten Meteorradaren, zu denen auch das hier entwickelte System gehört.

In der Grafik 2.4 ist ein Entfernungs-Zeit-Intensitäts-Diagramm, im Folgenden mit der englischen Abkürzung Range-Time-Intensity (RTI) benannt, auf der linken Seite abgebildet. Bei dieser Darstellung wird auf der x-Achse die Zeit angegeben, die Entfernung auf der y-Achse abgetragen und das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) am entsprechenden Punkt farbkodiert eingezeichnet. Der rote Rahmen im RTI stellt ein detektiertes specular Meteorecho dar. Auf der rechten Seite dieser Grafiken ist zusätzlich noch die spektrale Leistungsdichte abgetragen, normiert auf die Trägerfrequenz von 32.55 MHz, um die Dopplerverschiebung abzuschätzen.



**Bild 2.4:** Beispiel eines Meteorechos in einer Entfernung von circa 300 km (links) und die Dopplerverschiebung des Signals (rechts)

### 3 Systembeschreibung

Bereits vor der Bearbeitung dieser Thesis wurden am IAP erste Entwicklungen mit Software Defined Radios (SDRs) durchgeführt, die zum Programmpaket Software Defined Radar for Atmospheric Research (SANDRA) führten. Mit diesen Modulen wurde die prinzipielle Sendesignalsynthese sowie das Abtasten auf der Empfangsseite über die USRPs implementiert. Dabei können Konfigurationen für verschiedene Betriebsmodi, Kodierungen und Frequenzen hinterlegt werden, um einen flexiblen Wechsel der Experimente zu ermöglichen. Damit betrieb das IAP zum Zeitpunkt dieser Thesis bereits ein bistatisches Pulsradar mit einem USRP-Sender am Standort Juliusruh sowie einem Empfangssystem in Kühlungsborn, bestehend aus drei USRPs für den Empfang auf fünf Kanälen. In der Abbildung 3.1 ist ein USRP N200 zu sehen.



**Bild 3.1:** USRP N200 [Ett]

### 3.1 Aufbau

Das hier zu entwickelnde System soll prinzipiell aus mehreren Sende- und Empfangsstationen bestehen, wobei pro Sender ein Sendekanal mit eigenem Code vorgesehen ist. Die Empfangsstationen sollen immer aus fünf Kanälen bestehen, die zugehörigen Antennen sind in einer Jones-Konfiguration angeordnet. Dadurch ist es möglich, unabhängig von der Position des Senders den Herkunftswinkel eines Echos zu bestimmen. Das Gesamtsystem arbeitet auf der Trägerfrequenz von 32.55 MHz, da damit bereits eine bistatische Konfiguration zwischen Kühlungsborn und Juliusruh eingerichtet wurde.

### 3.2 Hardware

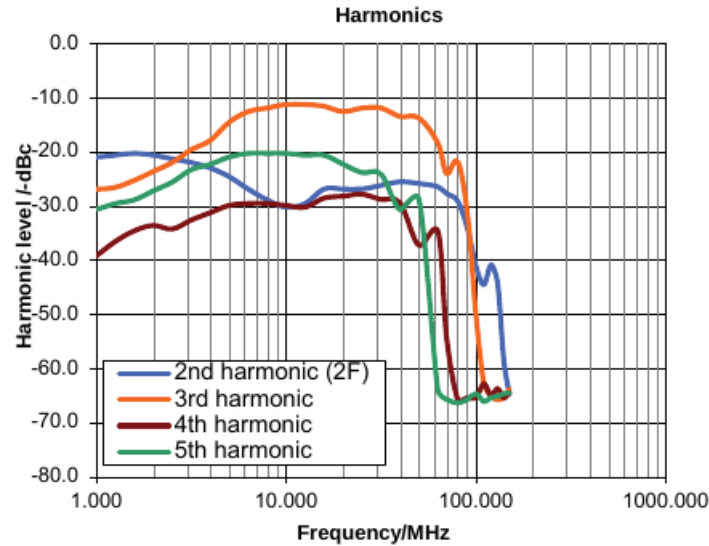
Der Grundgedanke im Aufbau dieses Radarsystems ist die Nutzung von programmierbaren Hochfrequenzbaugruppen. Diese auch als SDRs bekannten Geräte zeichnen sich dadurch aus, dass viele der benötigten Baugruppen, zum Beispiel Analog-Digital- sowie Digital-Analog-Wandler, Field Programmable Gate Array (FPGA)s und Mikroprozessoren, bereits integriert sind. Außerdem sind sie verhältnismäßig günstig, wodurch sie zum Einen für die Prototypentwicklung prädestiniert sind, zum Anderen aber auch als Grundlage für einen standardisierten Aufbau über mehrere Systeme dienen können.

Im Rahmen dieser Arbeit kommen SDRs der Firma *Ettus Research* zum Einsatz, namentlich der Reihe USRP N200. Dieses modulare System besteht aus mehreren Komponenten. Auf dem eigentlichen Gerät sind bereits ein FPGA vom Typ Xilinx Spartan 3A-DSP, eine Gigabit-Ethernet-Schnittstelle, eine proprietäre Multiple Input Multiple Output (MIMO)-Schnittstelle, mehrere Oszillatoren für die zeitliche Steuerung und jeweils ein Digital-Analog- und Digital-Analog-Wandler verbaut. Für die eigentliche Bereitstellung der Signale werden Erweiterungsmodule benötigt, von denen bis zu zwei Stück in einem USRP genutzt werden können, die jeweils einen Kanal abbilden. Je nach verwendeter Platine ergeben sich unterschiedliche Frequenzbereiche, über die gesendet oder empfangen werden kann. Da das hier zu entwickelnde System auf der Trägerfrequenz von 32.55 MHz betrieben werden soll, kommen BasicRX- und BasicTX-Module zum Einsatz, die einen Frequenzbereich von 1 bis 250 MHz abdecken.

Da die USRPs nur zur Signalerzeugung benutzt werden, kommt zusätzlich ein Leistungsverstärker vom Typ BT00500-AlphaSA-CW der Firma *Tomco Technologies*

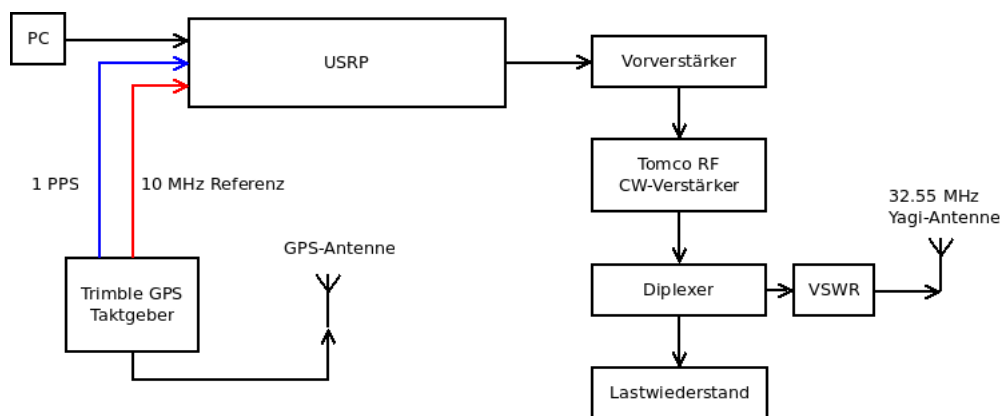


zum Einsatz. Die maximale Ausgangsleistung des Verstärkers ist mit 500 W angegeben, allerdings entsteht bei der genutzten Trägerfrequenz von 32.55 MHz eine Oberwelle bei 97.65 MHz, die nur um circa 10 dB gedämpft wird, abgebildet im Diagramm 3.2.



**Bild 3.2:** Dämpfung der harmonischen Vielfachen durch den *Tomco* Verstärker [Tom]

### 3.2.1 Sendesystem



**Bild 3.3:** Schematischer Aufbau des Sendesystems

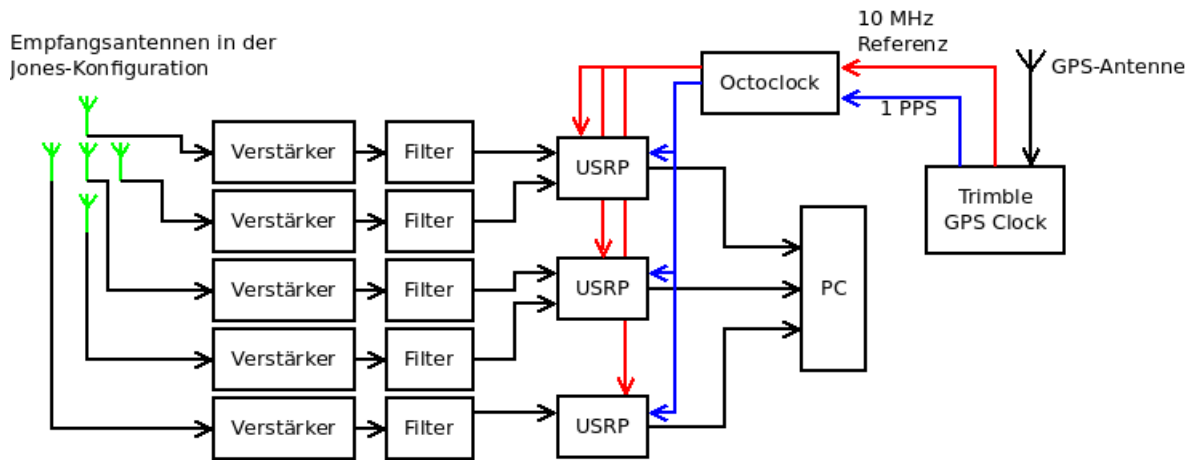
Der Schematische Aufbau des Sendesystems ist in Grafik 3.3 abgebildet, wobei ein PC mit aktuellen Komponenten den USRP N200 betreibt, der wiederum als Signal-generator zum Einsatz kommt. Da die zeitliche Synchronisation der verschiedenen

Stationen eine essenzielle Forderung an die erfolgreiche Datenverarbeitung ist, wird zusätzlich eine *Trimble* „Thunderbolt© E GPS disciplined Clock“ als Global Positioning System (GPS) kontrollierten Oszillator verwendet, der über ein 10 MHz Referenzsignal (rote Linie) sowie ein 1-Puls-pro-Sekunde-Signal (blaue Linie) die Langzeitstabilität des Oszillators im USRP gewährleisten soll. Der GPS-Empfänger benötigt dabei entsprechend eine eigene Antenne für den Empfang der GPS-Daten. Am Ausgang des USRP N200 liegt bereits das codierte CW-Sendesignal an, dieses muss allerdings vorverstärkt werden, da sonst der verwendete Leistungsverstärker aufgrund des festen Verstärkungsfaktors und des begrenzten Signalpegels am Ausgang des USRPs nicht mit Maximalleistung senden kann. Da in diesem Leistungsverstärker auch harmonische Vielfache der Sendefrequenz mit einer Unterdrückung von nur 10 dB entstehen, wurde zusätzlich ein Diplexer-Filter entwickelt, das nur den gewollten Frequenzbereich auf den Antennenpfad durchlässt und die harmonischen Vielfachen auf einen Lastimpedanz mit  $50\ \Omega$  abschließt. Dadurch werden zwar nur circa 450 W Sendeleistung erreicht, allerdings war es in einem vorherigen Versuch nicht möglich über 120 W am Ausgang des Leistungsverstärkers zu erzielen, da dieser dann aufgrund von Fehlanpassung abschaltete. Zurückzuführen ist dies auf die Anpassung der Sendeantenne für 32.55 MHz, die dann zu Reflexionen der Oberwelle bei 97.65 MHz zurück zum Leistungsverstärker führten. Die in dieser Kampagne verwendete Sendeantenne ist in dem Foto 3.4 zu erkennen, sie ist als gekreuzter Drahtdipol zur Zirkularpolarisation gefertigt.



**Bild 3.4:** Eingesetzte Sendeantenne

### 3.2.2 Empfangssystem



**Bild 3.5:** Schematischer Aufbau des Empfangssystems

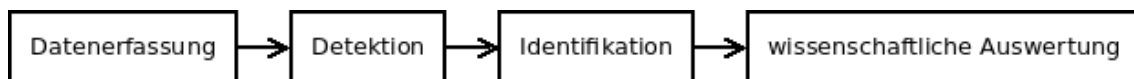
Die Sendesignale werden über fünf Yagi-Antennen in einer Jones-Konfiguration [Jon98] empfangen, diese sind in der Grafik 3.5 grün markiert. Der Vorteil dieser Konfiguration ist die Erhaltung des optimalen Eindeutigkeitsbereichs bei einem Antennenabstand von  $0.5\lambda$ , ohne die gegenseitige Antennenkopplung, die bei diesem Abstand eintreten würde. Dies ermöglicht interferometrische Untersuchungen und damit die Bestimmung der Einfallswinkel von detektierten Ereignissen. Das Antennenfeld wurde bereits vor dieser Thesis am IAP installiert und produktiv genutzt. Vor dem eigentlichen Messen, der an den einzelnen Antennen anliegenden Spannungen, werden die Amplituden der Empfangskanäle über eine rauscharme Verstärkerbaugruppe erhöht und über einen Bandpass gefiltert. Damit wird das SNR der Signale bereits im Vorfeld erhöht. Da ein USRP bis zu zwei Kanäle Abtasten kann, werden drei dieser Geräte benötigt, die dann die komplexen Spannungen an den Steuercomputer übertragen. Dort werden dann die Rohdaten wieder dem digitalen Wurzel-Gauss-Filter zugeführt und danach gespeichert. Auch hier werden die USRPs mittels GPS synchronisiert. Zusätzlich zum GPS-Empfänger kommt eine sogenannte „Octoclock“ zum Einsatz, die das 10 MHz- und 1 PPS-Signal bis zu acht Geräten zur Verfügung stellt und damit die drei benutzten USRPs synchronisiert.

### 3.3 Software

Die im Rahmen dieser Thesis geschriebene Software wurde in der Programmiersprache Python entwickelt, hauptsächlich aufgrund der Integration von *GNU Radio* [GNU]. Dieses Projekt erlaubt bereits in sich die Simulation von Kommunikationssystemen, inklusive der benötigten Baugruppen wie Filter, Mischern oder auch Anzeigen wie Oszilloskopen, vergleichbar mit der *Signal Processing Toolbox* [Mat] von *MATLAB Simulink*. Außerdem können Hardwareschnittstellen für Versuche oder Produktivsysteme genutzt werden, etwa die Audiohardware für Laborversuche in der Lehre. Zusätzlich sind darin bereits Treiber für die verwendeten USRPs enthalten, wodurch die Softwareentwicklung stark vereinfacht wird. Alle Funktionen und Module von *GNU Radio* können dabei in Python eingebunden und direkt im Produktivsystem genutzt werden. Außerdem sind über die frei nutzbaren Python-Pakete bereits viele wichtige Funktionen wie Fouriertransformationen, Matrixoperationen oder auch Auto- und Kreuzkorrelation implementiert. Geschwindigkeitseinbußen durch die Natur von Python als Skriptsprache sind vernachlässigbar, da viele der rechenintensiven Pakete auf wesentlich performantere C-Bibliotheken des Betriebssystems zurückgreifen.

Weiterhin werden die Daten im Dateiformat Hierarchical Data Format (HDF) Version 5 gespeichert. Dieses Format zeichnet sich durch effiziente Operationen zum Lesen und Schreiben großer Datenmengen aus und erlaubt das Ablegen der Daten in hierarchischen Strukturen über mehrere Verzeichnisse. Hierfür stellt die Python-Umgebung ebenfalls fertige Module für die performante Nutzung des Formats zur Verfügung.

#### 3.3.1 Softwareübersicht



**Bild 3.6:** Softwareübersicht

Die Software zur Verarbeitung der Radardaten ist in mehrere Schritte aufgeteilt, die in der Grafik 3.6 aufgeführt sind. Die Datenerfassung übernimmt das Abtasten der Empfangsantennen und Speicherung der Rohdaten. Dabei kommuniziert die Software mit den drei USRPs im Empfangssystem, die die Abtastung umsetzen und die entsprechenden Samples an den PC übertragen. Die Routine zur Datenerfassung

wurde bereits am IAP für Pulsradare entwickelt und konnte ohne weitere Anpassung für dieses System übernommen werden.

In der Detektion werden die Rohdaten prozessiert. Dabei werden die Rohdaten entsprechend dem Abschnitt 2.1.5 dekodiert. Zuerst werden die benötigten Metadaten ermittelt, etwa Trägerfrequenz, eingesetzter Seed für die Kodierung oder Anzahl der Empfangskanäle. Außerdem wird der zu prozessierende Zeitraum der Daten in einzelne Teile zerlegt, die im Weiteren Chunks genannt werden, die zeitliche Länge der Chunks ist dabei durch den Nutzer wählbar und wurde für diese Kampagne auf 60 s festgelegt. Nachdem diese Parameter gesetzt wurden, beginnt die Hauptfunktion des Programms, die über das Python-Modul *Multiprocessing* die Parallelisierung der Dekodieroutine verwaltet. Dazu wird ein Pool aus erlaubten Arbeitsprozessen erzeugt, die dann mit der eigentlichen Funktion überladen werden. Somit können je nach vorhandenen Prozessorkernen mehrere Chunks gleichzeitig ausgewertet werden, wodurch aktuelle Computerhardware mit mehreren Rechenkernen und günstigem Arbeitsspeicher besser ausgelastet wird. In Abhängigkeit von der Größe des Pools, die durch die Anzahl der CPU-Kerne nach oben begrenzt wird, verkürzt sich die Rechenzeit nahezu um denselben Faktor. Jeder dieser Kindprozesse übernimmt dabei die Aufarbeitung eines Chunks für einen Code, es werden zuerst die entsprechenden Rohdaten eingelesen und jeder Empfangskanal dekodiert. Nach der Dekodierung liegen die Daten in einer Matrix mit den zwei Dimensionen Zeit und Entfernung vor. Um das Signal-Rausch-Verhältnis zu erhöhen werden jeweils zehn aufeinander folgende Datenpunkte kohärent integriert. Über die kohärent integrierten Daten erfolgt dann die Detektion der Events, dafür wird das SNR für jeden Kanal berechnet und anschließend alle Daten unter einem Schwellwert ausgeblendet. Über die verbleibenden SNR-Werte erfolgt dann eine Suche nach Ereignissen und die Rückgabe der Ausmaße des Echos. Anschließend werden die dekodierten Daten der Echos entsprechend ihren Ausmaßen separat gesammelt und in eine HDF5 Datei abgespeichert. Des Weiteren werden RTI-Diagramme der Daten erstellt und die gefundenen Ereignisse darin markiert.

Der vorletzte Schritt der Verarbeitung ist dann die Identifikation der Ereignisse. Dazu dient ein bereits am IAP entwickeltes Programm, das die vorher ermittelten Ereignisse einliest und eine Abschätzung der relevanten Parameter durchführt. Die beiden wichtigsten zu ermittelnden Parameter sind dabei der Einfallswinkel des Echos sowie dessen Dopplerverschiebung, aus denen dann zum Schluss die Windfelder berechnet werden.

### 3.3.2 Verbesserung

Die Dekodiersoftware konnte in mehreren Punkten verbessert werden. Zuerst sollte das mehrfache Einlesen der Rohdaten eines Chunks für die verschiedenen Codes verhindert werden. Dazu wurde die Dekodierfunktion angepasst, um jeden Chunk nacheinander mit den verschiedenen Kodierungen zu prozessieren. Aus informationstechnischer Sicht wird damit der Vorteil von weniger Leseoperationen seitens der Festplatte mit einem erhöhten Arbeitsspeicherverbrauch erkauft. Außerdem konnte ein Teil der Berechnung zur Lösung der Formel 2.12 aus Abschnitt 2.1.5 ausgelagert werden. Wenn die Codelänge  $N$  mit der Kohärenzdauer  $L$  übereinstimmt, so lässt sich ohne Berücksichtigung der Rohdaten bereits der unter Formel 3.1 dargestellte Zusammenhang berechnen. Damit vereinfacht sich der *maximum likelihood estimator* aus dem Abschnitt 2.1.5 in der Dekodierroutine auf eine einfache Matrixmultiplikation, die in der Gleichung 3.2 dargestellt ist.

$$B_i = (A_i^H \Sigma^{-1} A_i)^{-1} A_i \Sigma^{-1} \quad (3.1)$$

$$x_{i,ML} = B_i m_i \quad (3.2)$$

Durch diese Herangehensweise können die entsprechenden Schätzer für die verwendeten Codes bereits im Steuerprozess berechnet und nur noch an die Arbeitsprozesse übergeben werden müssen, womit mehrere aufwendige Matrixoperationen pro verarbeitetem Chunk vermieden werden.

Weiterhin wurde eine Detektionsroutine entwickelt, die besonders starke Meteoros findet. Bei der Untersuchung der Daten ergab sich eine Schwelle von 25 dB im SNR, ab der Interferenzen in den anderen Sendekanälen auftreten. Die Routine ersetzt alle Werte unterhalb dieser Schwelle auf einen festgelegten Minimalwert, um dann über das Maximum der verbliebenen Werte Echos zu detektieren. Ausgehend vom gefundenen Maximalwert werden die Datenpunkte vor und nach diesem Zeitpunkt untersucht, ob auch dort der Schwellwert überschritten wird, um die zeitliche Ausdehnung des Echos zu bestimmen. Diese Suche wird zuerst für alle Sendekanäle durchgeführt und die Positionen sowie der Ausschnitt der Daten zwischengespeichert. Im nächsten Schritt werden die Daten zu diesen Zeitpunkten in den anderen

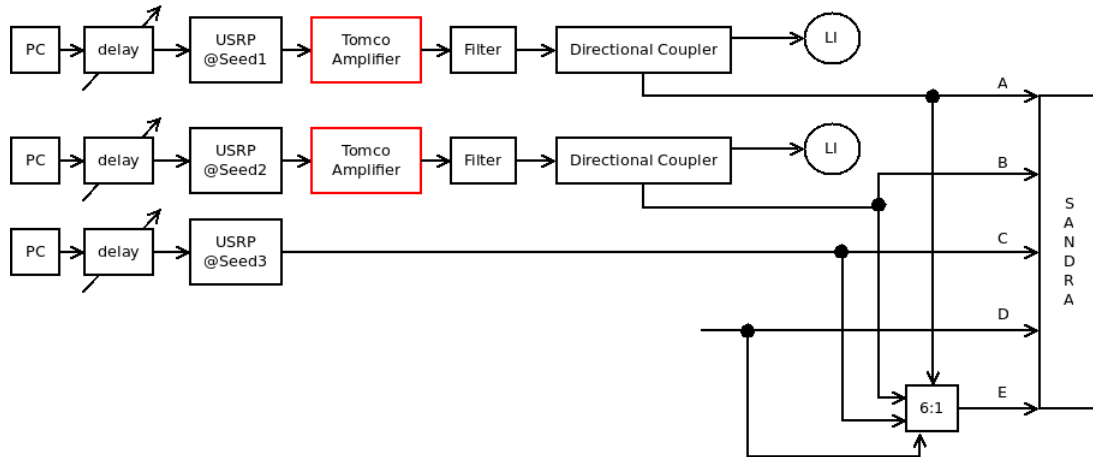
Kanälen für alle Entfernungen durch das ermittelte Rauschen ersetzt und anschließend die ausgeschnittenen Meteorechos wieder in ihre entsprechenden Kanäle eingesetzt. Die letzte Maßnahme soll verhindern, dass zumindest starke Echos nicht von dieser Reinigung ausgeblendet werden. Es kann nicht ausgeschlossen werden, dass trotzdem Echos während der Interferenzen heraus gefiltert werden, allerdings sind diese schwächeren Ereignisse oft durch die Interferenzen unkenntlich gemacht. Erst nach diesem Schritt erfolgt die reguläre Meteordetektion.

Außerdem wird bereits in den Detektionsprozessen die Meteoridentifikation für alle im jeweiligen Chunk gefundenen Ereignisse ausgeführt, diese Ergebnisse dann im Hauptprozess gesammelt und am Ende der gesamten Datenprozessierung abgespeichert, wodurch ein bisher manuell ausgelöster Verarbeitungsschritt entfällt.

## 4 Messungen

Nachdem im vorigen Kapitel auf den Aufbau und die Funktionsweise der einzelnen Komponenten eingegangen wurde, werden im Folgenden die durchgeführten Funktionsprüfungen beschrieben.

### 4.1 Simulation



**Bild 4.1:** Schema der Testumgebung

Vor dem Feldtest sollte das Zusammenspiel der Komponenten entsprechend dem Schema 4.1 getestet werden, wobei drei Signale  $A$ ,  $B$  und  $C$  mit eigener Kodierung generiert und unterschiedlichen Verzögerungen behaftet wurden. Die Signale  $A$  und  $B$  wurden dabei erst an je einen der *Tomco*-Verstärker gesendet und mit dem ersten Entwurf eines Bandpasses gefiltert. Über Richtkoppler wurden dann Signalproben mit geringer Amplitude dem Analysepfad zugeführt. Der Großteil der durch die Verstärker erzeugte Signalleistung wurde auf je eine Lastimpedanz (LI) von  $50\ \Omega$  terminiert. Die ausgekoppelten Signale  $A$ ,  $B$  und das unverstärkte Signal  $C$  wurden jeweils auf einen USRP-Kanal sowie den 6:1 Combiner geführt. Als viertes Signal  $D$  wurde ein nicht abgeschlossenes Kabel als einfache Rauschquelle verwendet, das wiederum auf einen USRP und den Combiner aufgeteilt wurde. Die beiden

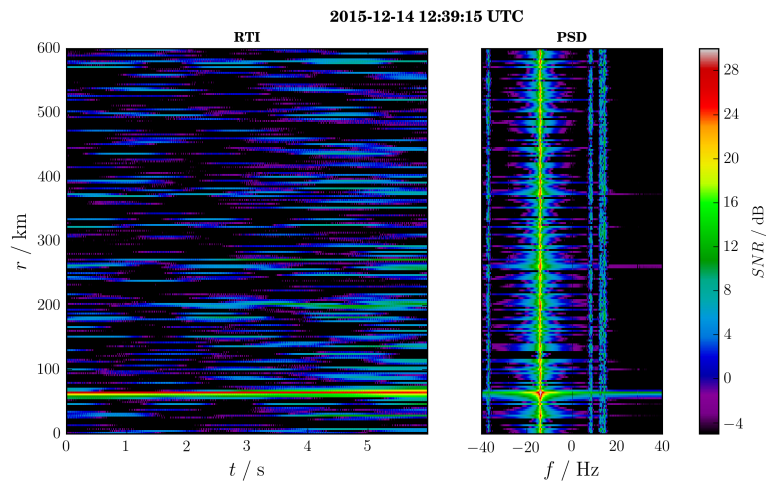


nicht benutzten Eingänge des Combiners wurden mit  $50\ \Omega$  Impedanzen terminiert. Das entstandene Summensignal  $E$  wurde dann dem fünften Kanal des SANDRA-Empfangssystems zugeführt.

Die gemessenen Daten wurden dann mit der im Abschnitt 3.3 beschriebenen Software und den verwendeten Codes prozessiert, die Kanäle wurden dabei einzeln betrachtet. Die verwendeten Verzögerungen der Signale sind in der Tabelle 4.1 zusammengetragen, in der dritten Spalte sind die erwarteten Verschiebungen in der Entfernung aufgeführt.

| Seed | Verzögerung        | Verschiebung |
|------|--------------------|--------------|
| 100  | 200 $\mu\text{s}$  | 60 km        |
| 200  | 1000 $\mu\text{s}$ | 300 km       |
| 300  | 1600 $\mu\text{s}$ | 480 km       |

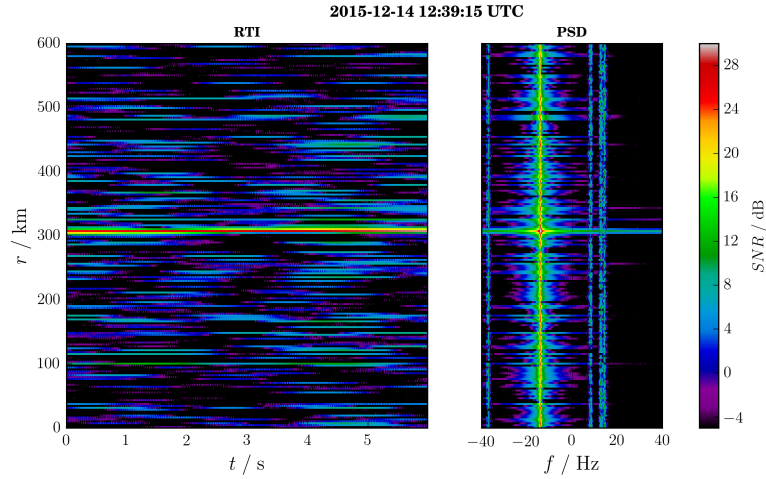
**Tabelle 4.1:** Verzögerung der Signale



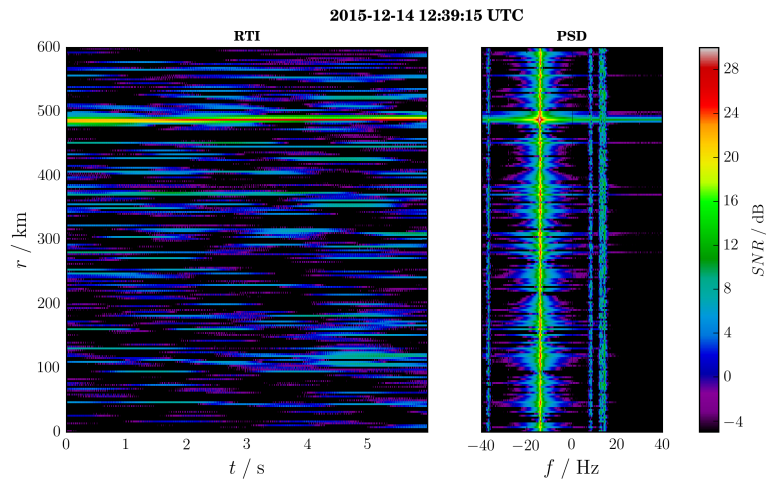
**Bild 4.2:** Testbench Kanal E, Seed 100

Die Bilder 4.2, 4.3 und 4.4 zeigen jeweils den Summenkanal  $E$  und wurden mit den zugehörigen Codes verarbeitet, die Grafiken der restlichen Kanäle befinden sich im Anhang A.1. Die RTIs zeigen die kontinuierlichen Signale bei den erwarteten Entfernungen, leichte Abweichungen sind durch die Laufzeit der Signale durch die Kabel erklärbar. Die Ursache der Störungen ist auf zwei Zusammenhänge zurückzuführen. Zum einen führt die Verwendung von Kabeln für die Signalfade zu nahezu idealen Übertragungsbedingungen, sodass leichte Interferenzen kaum gedämpft werden. Zum Anderen wurden die hier untersuchten Kanäle einzeln betrachtet, allerdings

werden bei der Detektion der Meteore aber alle fünf Kanäle gemittelt in Betracht gezogen. Da das Rauschen zwischen den Kanälen aber nicht korreliert, wird dieses unterdrückt und nur die tatsächlichen Echos bleiben für die Weiterverarbeitung übrig. Mit diesem Versuch konnte gezeigt werden, dass die über einen Empfänger erhaltenen Signale erfolgreich getrennt werden können.

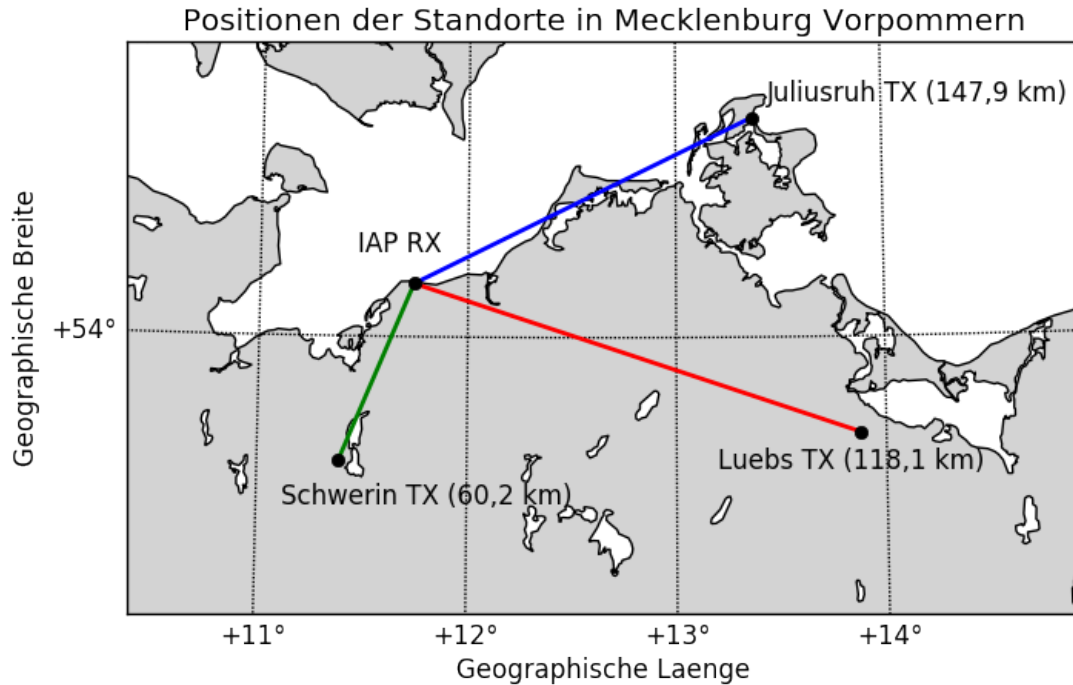


**Bild 4.3:** Testbench Kanal E, Seed 200



**Bild 4.4:** Testbench Kanal E, Seed 300

## 4.2 Messkampagne



**Bild 4.5:** Platzierung der einzelnen Stationen, Länge der Basislinien in Klammern

Im Verlauf dieser Thesis wurden insgesamt drei Messkampagnen durchgeführt. Über die Kombination der drei bistatischen Verbindungen aus Lübs, Schwerin und Juliusruh bildete sich die multistatische Geometrie, die diesem Radarsystem zugrunde liegt. Eine geografische Übersicht der genutzten Standorte bietet die Abbildung 4.5, die Länge der Basislinien ist hinter den Sendebezeichnern notiert. In der ersten Kampagne vom 17.12.2015 bis zum 21.12.2015 wurde auch aus Juliusruh im CW-Modus gesendet, allerdings stand dafür nur eine 30 W Endstufe zur Verfügung. Im Sendebetrieb der Standorte Lübs und Schwerin ergab sich das Problem der Oberwellen der *Tomco*-Verstärker, damit konnte nicht die volle Leistung abgerufen werden, sodass am IAP ein Diplexfilter zum Auskoppeln der harmonischen Vielfachen entwickelt und eine zweite Kampagne vorbereitet wurde. Diese wurde vom 25.01.2015 bis zum 31.01.2015 durchgeführt, allerdings arbeitete Juliusruh im Pulsbetrieb, da über diesen Modus mehr Sendeleistung zur Verfügung stand. Da die Antennensigna-

le auf zwei Empfangssysteme aufgeteilt und im Vergleich zum operativen System der Juliusruh-Verbindung weniger Meteore detektiert wurden, offenbarte die Fehlersuche Probleme mit der eingesetzten Filter und Vorverstärkerstruktur, weshalb eine neue Baugruppe am IAP entwickelt wurde. Aufgrund dessen werden hier die Ergebnisse der finalen Messkampagne des vorgestellten Radarsystems vom 14.03.2016 bis zum 20.3.2016 betrachtet.

Die Systemparameter der verwendeten Sender sind in der Tabelle 4.2 zusammengefasst. Die wichtigsten Vergleichskriterien sind dabei die Effektivleistung der Signale sowie die Länge der Basislinien, da diese die Meteorzählraten am stärksten beeinflussen.

|                  | CW-Betrieb                        | Pulsbetrieb  |
|------------------|-----------------------------------|--------------|
| Kodierung        | 1000-Bit Pseudo Random Code (PRC) | 7-Bit Barker |
| Baudbreite       | 10 $\mu$ s                        | 10 $\mu$ s   |
| IPP              |                                   | 1.6 ms       |
| Duty Cycle       | 100 %                             | 4.375 %      |
| Spitzenleistung  |                                   | 22 kW        |
| Effektivleistung | 450 W                             | 962.5 W      |
| Basislinie       | 118.1 km / 60.2 km                | 147.9 km     |

**Tabelle 4.2:** Systemparameter

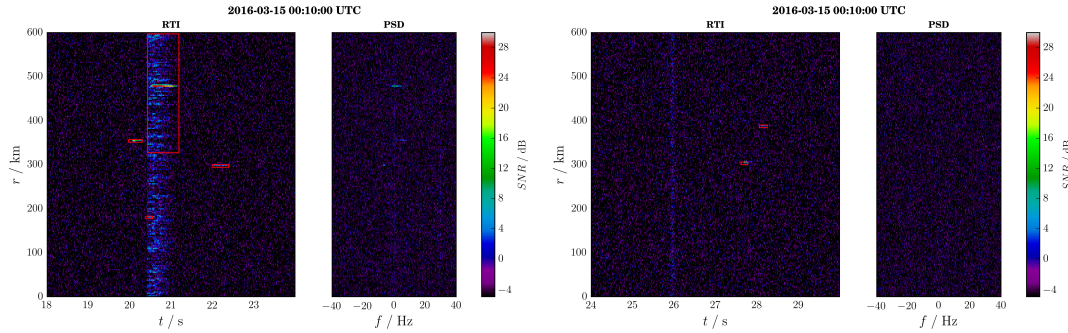
### 4.3 Ergebnisse

In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse der finalen Messkampagne vorgestellt. Dazu wurden die Rohdaten dreimal dekodiert, mit der ursprünglichen Software, mit den im Abschnitt 3.3.2 eingeführten Verbesserungen und mit der Puls-Routine. Zuerst wird auf die Einflüsse von Interferenzen zwischen den Verbindungen eingegangen.

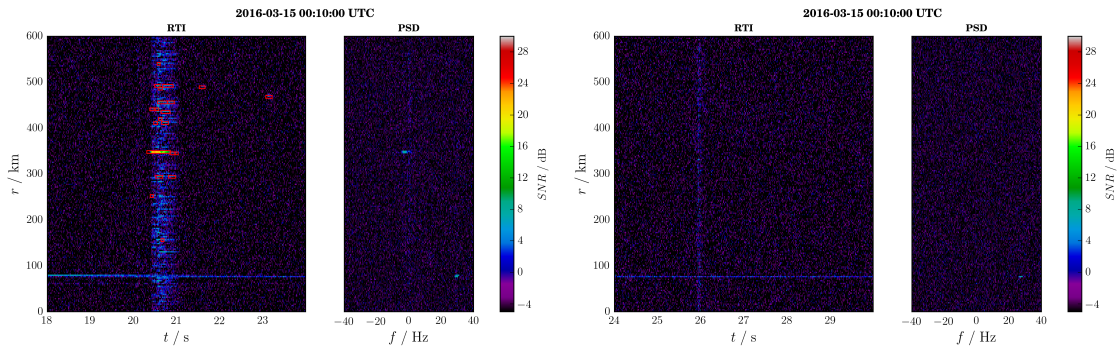
#### 4.3.1 Interferenzunterdrückung

In den Bildern 4.6 und 4.8 ist jeweils bei Sekunde 21 bei den Entfernungen von circa 480 km beziehungsweise 350 km ein starkes Meteorecho zu sehen. Um diese Zeitpunkte herum sind in den jeweils anderen Verbindungen Interferenzen über alle Entfernungsbereiche zu erkennen, auch im Pulskanal 4.10. Die Leistungsspitzen in diesen Interferenzen können dann zu falsch detektierten Meteoren führen, was den

weiteren Rechenaufwand zur Identifikation erhöht. In Abbildung 4.10 ist bei Sekunde 21 ebenfalls die Interferenz der CW-Verbindungen bei der Pulsdekodierung über den gesamten Entfernungsbereich zu sehen.



**Bild 4.6:** RTI/PSD Lübs Standarddekodierung 15.03.2016 00:10:18 **Bild 4.7:** RTI/PSD Lübs Standarddekodierung 15.03.2016 00:10:24

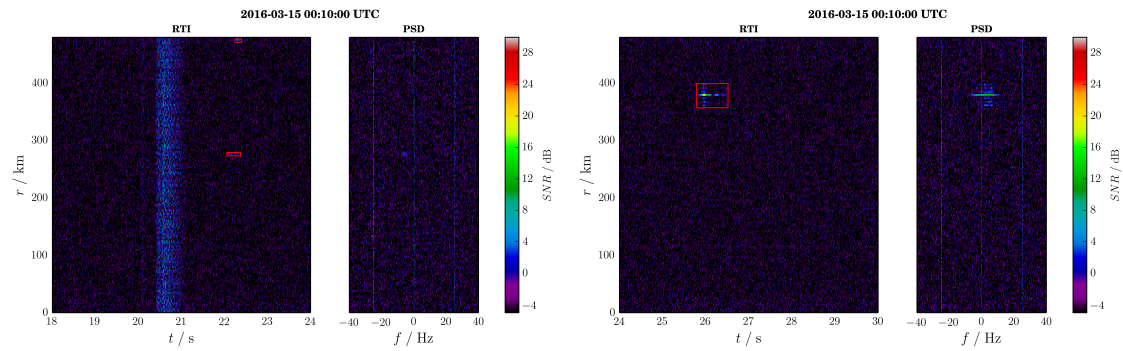


**Bild 4.8:** RTI/PSD Schwerin Standarddekodierung 15.03.2016 00:10:18 **Bild 4.9:** RTI/PSD Schwerin Standarddekodierung 15.03.2016 00:10:24

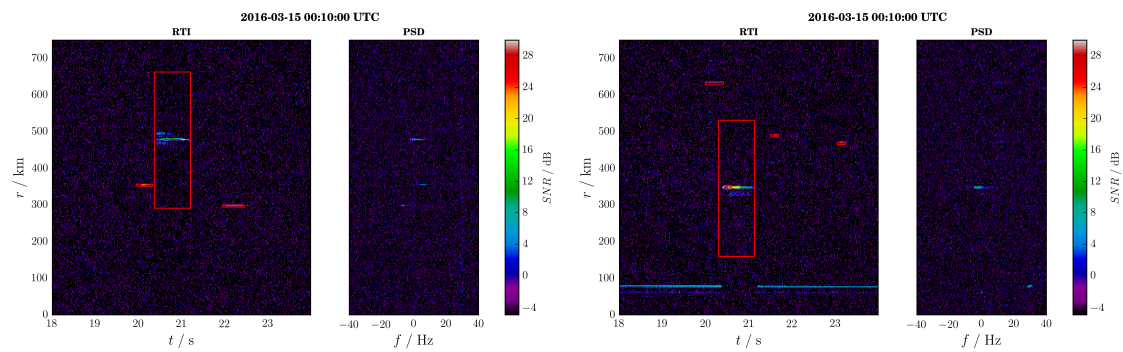
Außerdem sorgt der Meteor der Pulsverbindung in Grafik 4.11 wiederum für Interferenzen in den CW-Signalen, die bei ca. 26 s in den Bildern 4.7 und 4.9 zu erkennen sind. Auch in solchen Fällen gilt, dass es gegebenenfalls zu Fehldetektionen kommen kann.

Um die Anzahl falsch positiver Detektionen zu reduzieren wurden Interferenzen durch Nebensprechen heraus gefiltert. Die resultierenden RTIs sind in den Grafiken 4.12 und 4.13 abgebildet.

Es ist zu erkennen, dass die gegenseitigen Störungen der CW-Verbindungen deutlich reduziert wurden. Dadurch fehlen im Vergleich zur ursprünglichen Datenverarbeitung mehrere Ereignisse im Bereich der Störungen.



**Bild 4.10:** RTI/PSD Juliusruh Pulsdekodierung 15.03.2016 00:10:18 **Bild 4.11:** RTI/PSD Juliusruh Pulsdekodierung 15.03.2016 00:10:24



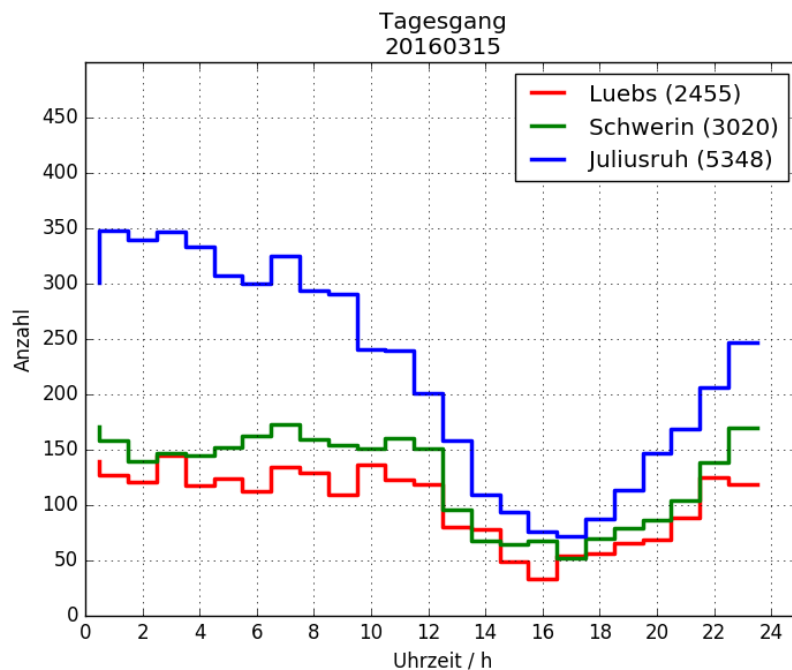
**Bild 4.12:** RTI/PSD Lübs verbesserte Dekodierung 15.03.2016 00:10:18 **Bild 4.13:** RTI/PSD Schwerin verbesserte Dekodierung 15.03.2016 00:10:18



### 4.3.2 Meteorzählraten

Als Hauptkriterium für die Leistungsfähigkeit eines Meteorradars gilt die Meteorzählrate, denn je mehr Meteordaten zur Verfügung stehen, desto genauer können die aus wissenschaftlicher Sicht interessanten Windfelder erstellt werden. Daher werden hier die Meteorraten des Systems genauer untersucht. Hierfür wurden im ersten Schritt Histogramme über den Tagesverlauf erstellt. Die Grundlage dieser Diagramme sind die identifizierten Meteore, dass heißt die, in den vorangegangenen Bildern 4.6 bis 4.13 durch rote Rahmen repräsentierten, Ereignisse wurden weiterverarbeitet und die benötigten Parameter, wie etwa die Herkunftsrichtung, Dauer des Echos oder auch Dopplerfrequenzen, ermittelt. Außerdem wird in dieser Routine überprüft, ob es sich tatsächlich um verwendbare Signale handelt, wodurch eine Reduktion der Daten erfolgt.

Im Folgenden werden nun die Tagesgänge der einzelnen Verbindungen dargestellt und verglichen. Die Gesamtzahl an identifizierten Meteoren für den Tag ist in Klammern in der Legende des entsprechenden Bildes angegeben.



**Bild 4.14:** Tagesgänge der drei Verbindungen vom 15.03.2016, Anzahl der Meteore in Klammern

Der typische Tagesgang eines Meteorradars ist in allen Graphen in der Abbildung 4.14 zu sehen. Er zeichnet sich durch ein Maximum in den frühen Morgenstunden

aus, dem ein Abfall bis in den Nachmittag hinein folgt, bevor die Meteorrate in den frühen Abendstunden wieder ansteigt. Dieses Verhalten erklärt sich durch die Drehung der Erde um sich selbst und um die Sonne. Zum Einen werden auf der sonnenzugewandten Seite mehr Staubeilchen durch die Gravitation der Sonne von der Erde wegbewegt, was das Minimum am Tag erklärt. Zum Anderen zeigt die Erdoberfläche in den frühen Morgenstunden in die Bewegungsrichtung der Erde um die Sonne, sodass hier höhere Eintrittsgeschwindigkeiten der Meteore in die Erdatmosphäre vorkommen, wodurch die Wahrscheinlichkeit von Ablationsprozessen und Auftreten von Ionisationsspuren erhöht ist.

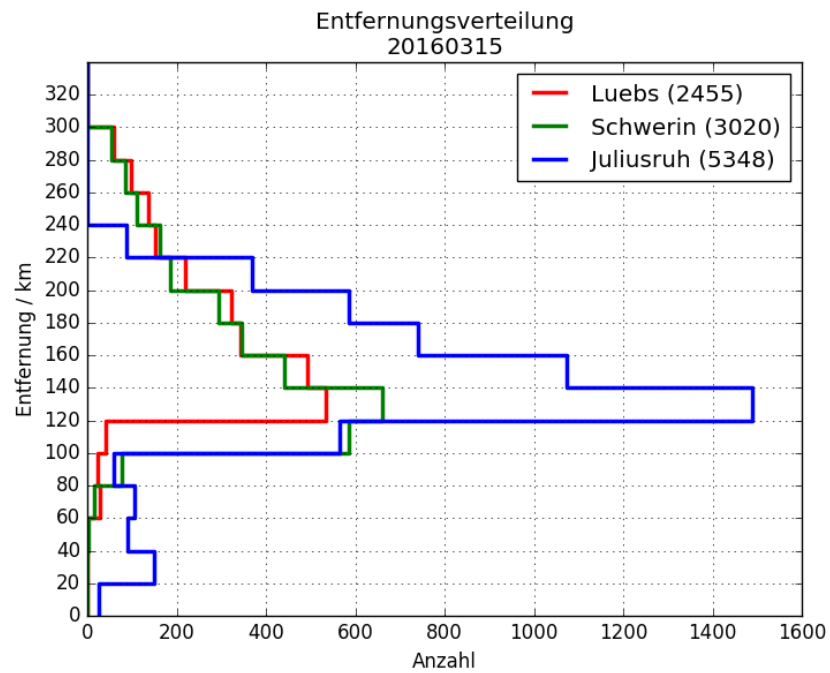
Weiterhin zeigt sich, dass die Verbindung Schwerin-Kühlungsborn im Durchschnitt etwa 20 % mehr Meteore als die Verbindung Lübs-Kühlungsborn empfing. Erklärbar ist dies durch die kürzere Basislinie des Schweriner Senders zum Empfänger in Kühlungsborn, da damit eine geringere Dämpfung durch das Medium einhergeht und die Meteore mehr Energie reflektieren können.

Außerdem können die Tagesgänge der CW-Kanäle mit dem Pulsbetrieb verglichen werden. Die interessanteste Größe ist dabei die Gesamtanzahl an Meteoren, die im Pulsbetrieb circa doppelt so hoch ist als die beiden CW-Verbindungen. Da allerdings die doppelte Effektivleistung im Pulsbetrieb im Vergleich zu den CW-Sendern erreicht wird, ist auch dieses Verhalten nachvollziehbar.

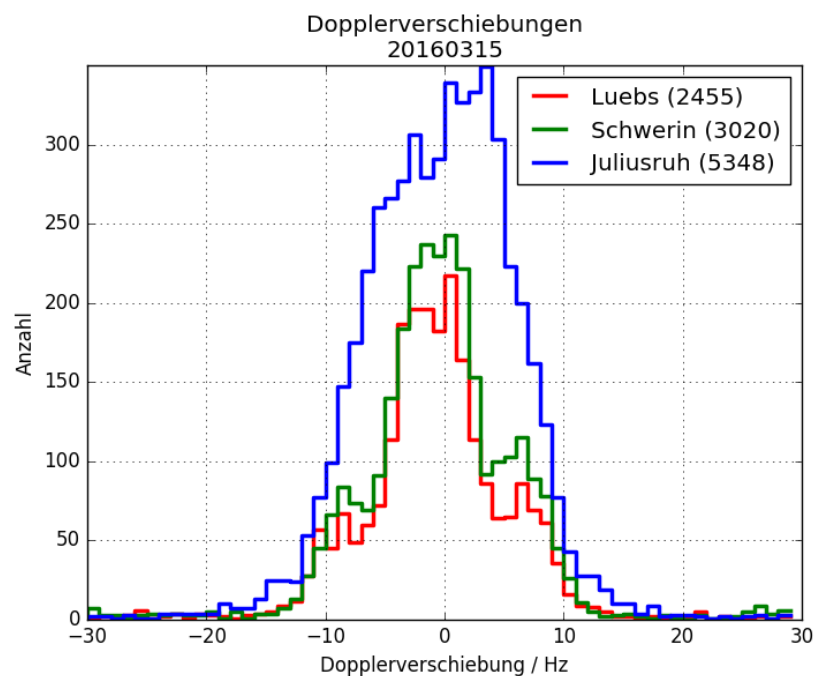
Um die Verteilung der Meteore der bistatischen Verbindungen in Bezug auf ihre Entfernungen miteinander zu vergleichen, werden die entsprechenden Histogramme in der Grafik 4.15 dargestellt. Es ist ersichtlich, dass Meteore vor allem bei Entfernungen zwischen 120 und 140 km detektiert werden. Der abfallende Trend bei größeren Entfernungen ist bei allen Verbindungen ähnlich, sodass auch hier von einer vergleichbaren Leistungsfähigkeit ausgegangen werden kann.

Da die Windfelder über die Dopplerverschiebungen der Meteorechos berechnet werden, bietet sich auch hier ein Vergleich zwischen den Kanälen über die Verteilung der Verschiebungen an, dazu wurden die zugehörigen Histogramme in der Grafik 4.16. Da die Dopplerverschiebung eines Echos mit der radialen Geschwindigkeitskomponente des Hintergrundwindes verknüpft ist, kann man in den Histogrammen bereits erkennen, dass das Windfeld weitestgehend homogen ist. Die Verschiebung des Maximums um den Koordinatenursprung wird dabei vom Blickwinkel der jeweiligen Sende-Empfangs-Basislinie bestimmt. Die Verteilungen selbst sind dabei annähernd gaussverteilt, was sich mit den Beobachtungen von anderen Meteorradaren deckt.





**Bild 4.15:** Entfernungsverteilungen der drei Verbindungen vom 15.03.2016, Anzahl der Meteore in Klammern



**Bild 4.16:** Verteilungen der Dopplerverschiebungen der drei Verbindungen vom 15.03.2016, Anzahl der Meteore in Klammern

## 5 Fazit

In dieser Masterthesis sollte ein multistatisches CW-Radar entwickelt und erprobt werden. Dafür wurden mittels USRP zwei Sendesysteme für den CW-Betrieb erstellt und in Schwerin und Lübs platziert. Ein weiterer Sender wurde im Pulsbetrieb von Juliusruh aus verwendet. Als Empfänger aller drei Sendesignale kam das Meteorempfangsfeld in Kühlungsborn zum Einsatz. Weiterhin wurden die benötigten DekodierROUTINEN zum Extrahieren der Meteordaten entwickelt und optimiert.

Der finale Test des Systems hat gezeigt, dass das multistatische Radarsystem sehr gut arbeitet. Die verschiedenen Kodierungen konnten erfolgreich getrennt werden und Nebensprechen zwischen den Kodierungen war nur in Ausnahmefällen vorhanden. Interferenzen von sehr starken Echos, die zu Fehldetektionen über den gesamten Entfernungsbereich führen, konnten beim Prozessieren der Daten erfolgreich unterdrückt werden, wodurch sich die Performance aufgrund einer reduzierten Anzahl von Fehlereignissen deutlich steigerte. Die Geschwindigkeit konnte weiter erhöht werden, indem die rechenintensiven Anteile der Dekodierung vorweg berechnet und an die entsprechenden Routinen übergeben werden. Außerdem konnte der begrenzende Einfluss der Festplatte reduziert werden, da die Rohdaten jetzt für jeden Chunk nur einmal gelesen werden müssen und dann mit allen benutzten Codes verarbeitet werden.

In Summe konnte damit die benötigte Rechenzeit nahezu halbiert werden, mit der Folge, dass die Hardwareanforderungen der Empfangsstationen sinken und damit entweder noch mehr Kodierungen effizient nutzbar werden oder aber die Kosten der Rechentechnik für die Empfangsseite sinken. Da langfristig ein größeres Netz aus Sende- und Empfangsstationen für die Detektion von specular-Meteorechos aufgebaut werden soll, helfen diese Entwicklungen dabei, die Kosten für die Empfangssysteme und damit auch vom gesamten Radar zu reduzieren.

Die Meteorzählraten der einzelnen Verbindungen stimmen mit den bisherigen Erkenntnissen von Meteorradaren sehr gut über ein und über den Vergleich mit dem bereits genutzten Pulsbetrieb ist auch die Leistungsfähigkeit der kodierten CW-Signale als sehr gut einzuschätzen.

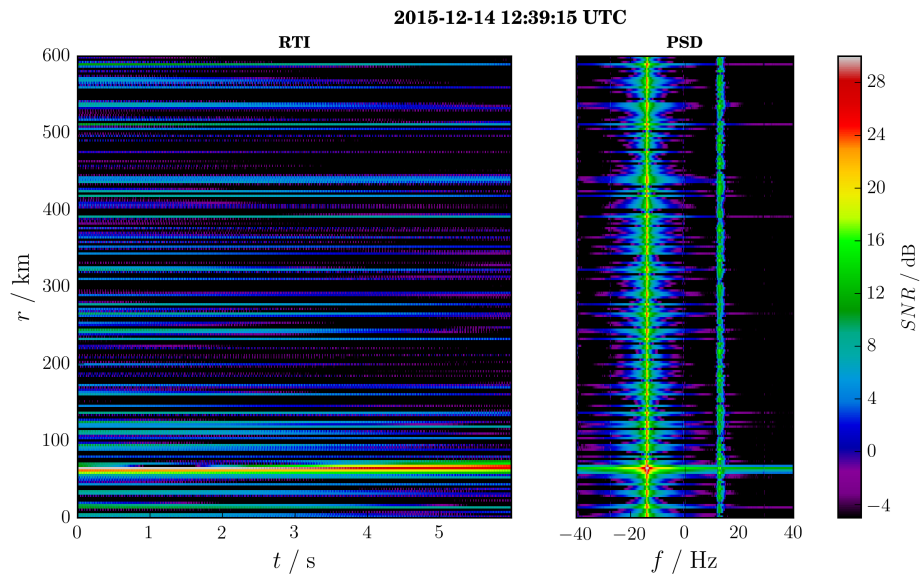
Ausgehend vom Testbetrieb mit drei Sendestationen und einer Empfangsanlage ergeben sich auch drei Basislinien zur Detektion von Meteorechos. Durch die Erweiterung um eine weitere Empfangsanlage würde sich die Anzahl der Basislinien auf sechs verdoppeln, was die gute Erweiterbarkeit dieser Vorgehensweise aufzeigt. Allerdings waren die Standorte in Schwerin und Lübs nur für die vorgestellten Messkampagnen verfügbar, sodass als nächstes permanente Standorte für weitere Sender und Empfänger gefunden werden müssen.

Außerdem muss im Zuge des Ausbaus noch der Datenaustausch berücksichtigt werden. Prinzipiell sollen dann die Daten am jeweiligen Empfangsstandort prozessiert werden und die identifizierten Meteordaten zentral am IAP zu Windfeldern aufbereitet werden. Dafür muss beim Aufbau der Anlagen eine Internetverbindung zur Verfügung stehen. Auch die Sendeanlagen sollten aus der Ferne steuerbar sein, um unnötige Fahrten zu den dann neuen Außenstandorten zu vermeiden. Zusätzlich sollte das Prozessieren der Daten selbst und das Kopieren nach Kühlungsborn automatisiert ausgelöst werden, um den Aufwand für das Personal zu verringern.

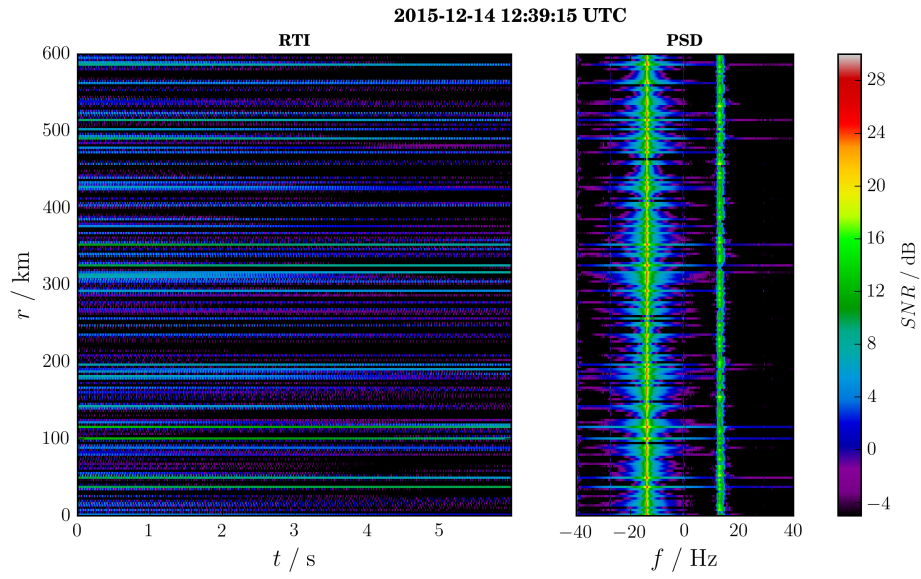
## A Anhang

### A.1 Simulation Testsystem

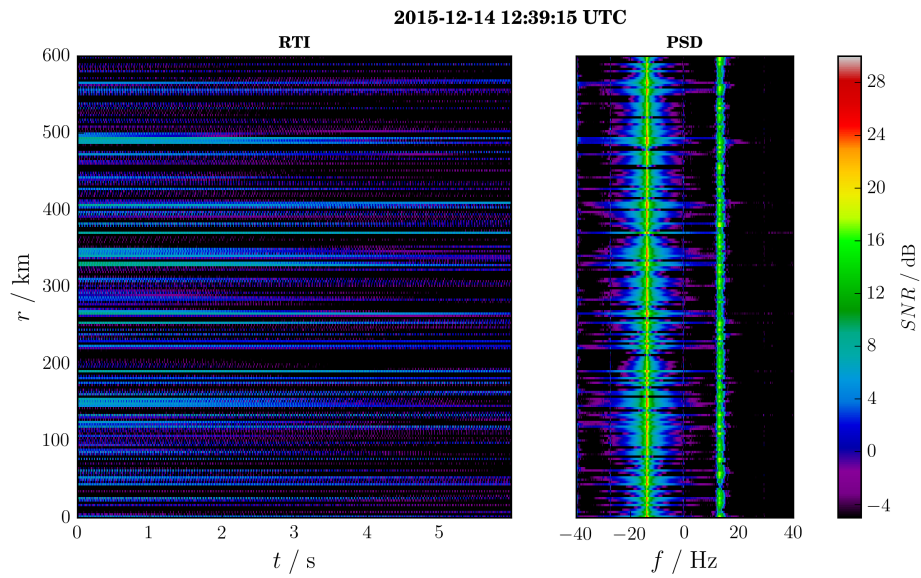
Die hier aufgeführten Bilder stellen die restlichen Kanäle und deren Dekodierung dar, die unter dem Abschnitt 4.1 beschrieben wurden.



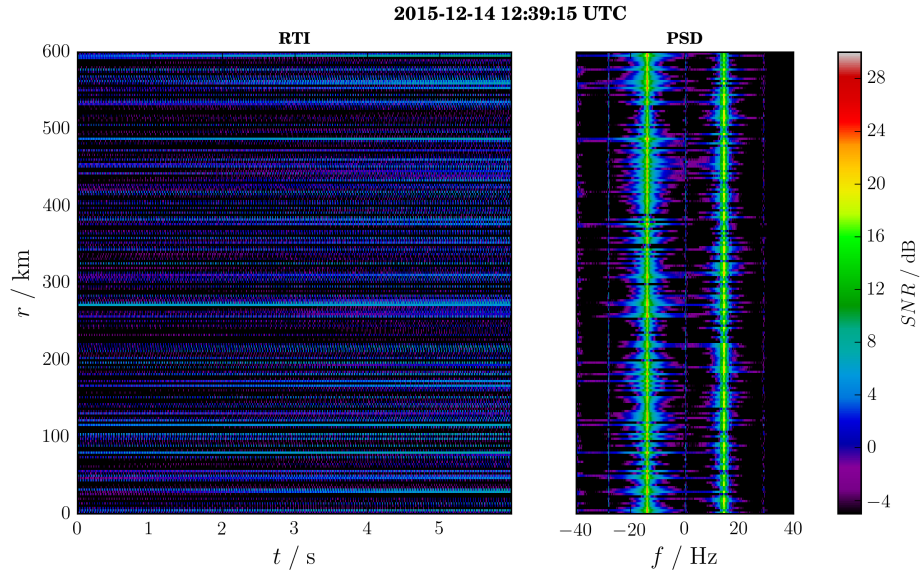
**Bild A.1:** Testbench Kanal A, Seed 100



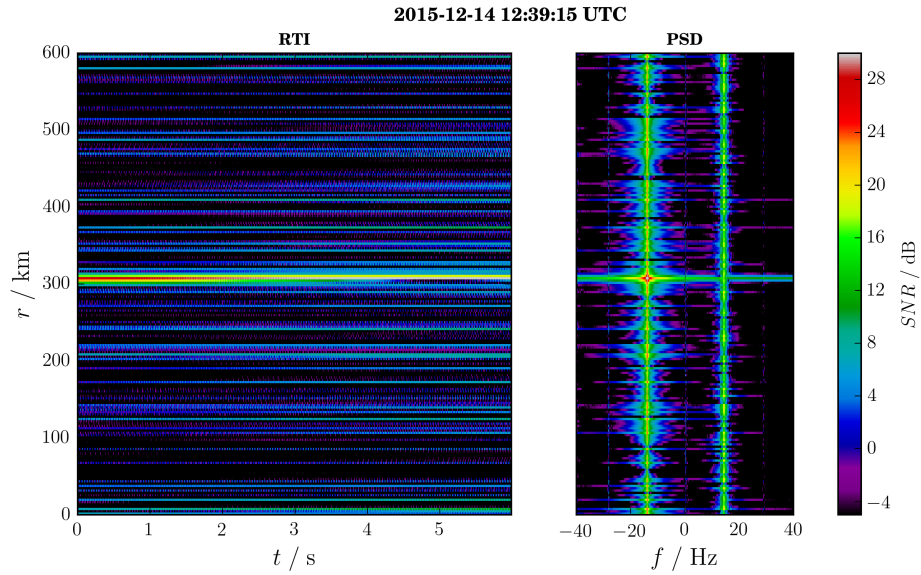
**Bild A.2:** Testbench Kanal A, Seed 200



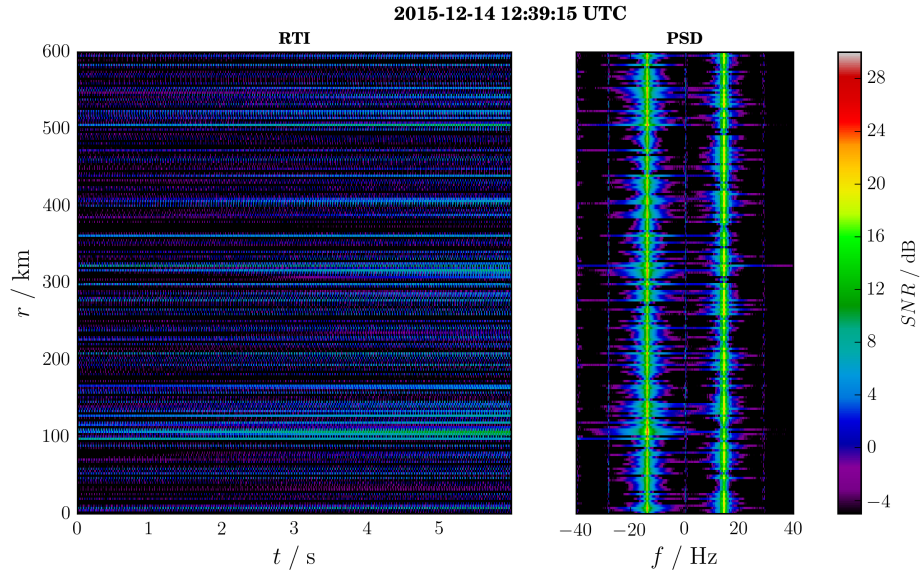
**Bild A.3:** Testbench Kanal A, Seed 300



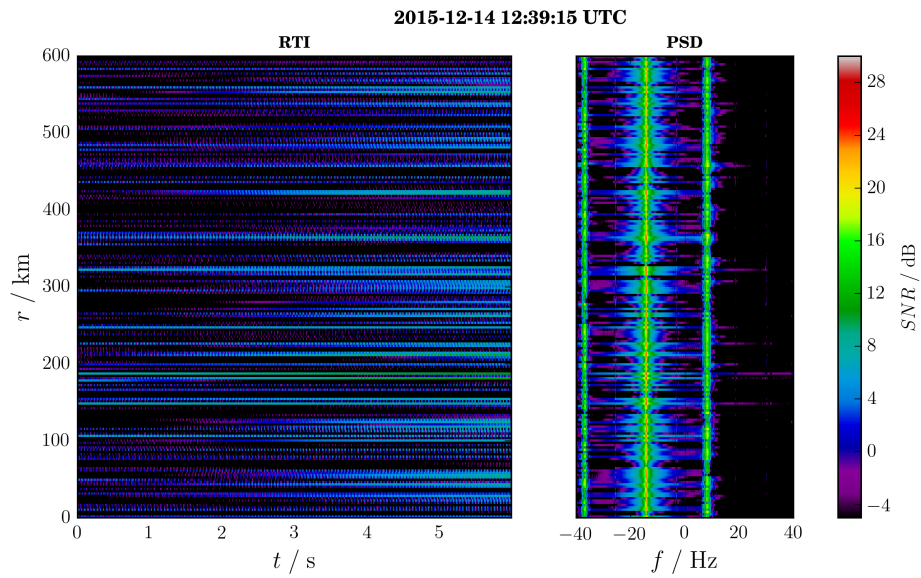
**Bild A.4:** Testbench Kanal B, Seed 100



**Bild A.5:** Testbench Kanal B, Seed 200

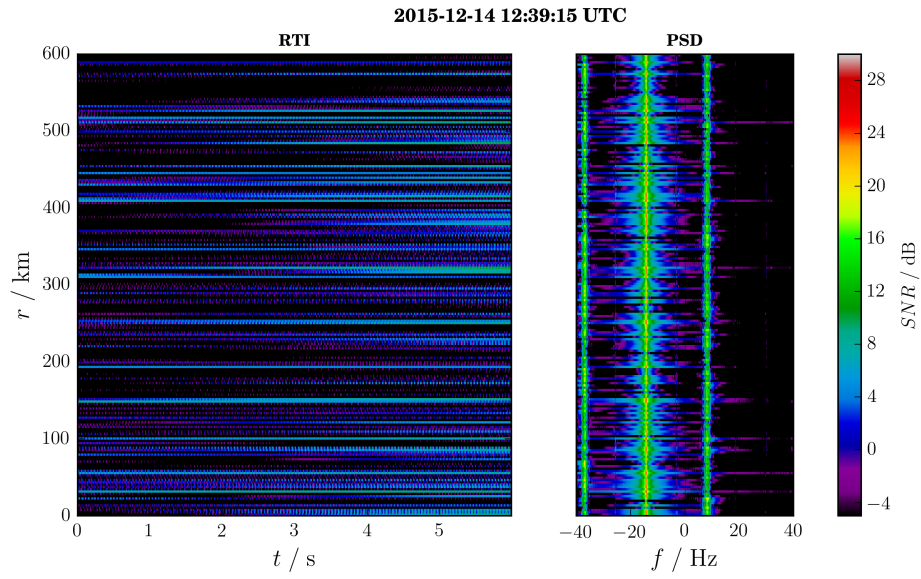


**Bild A.6:** Testbench Kanal B, Seed 300

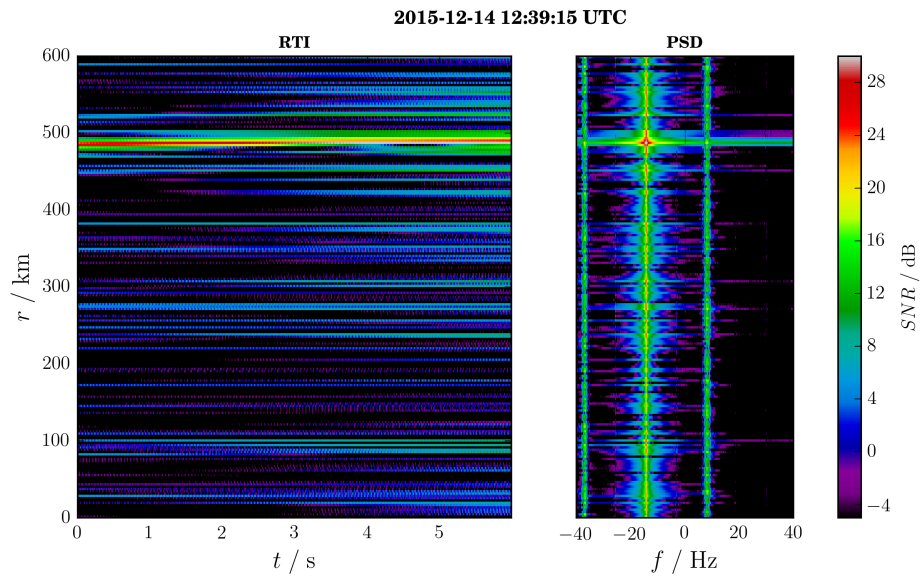


**Bild A.7:** Testbench Kanal C, Seed 100



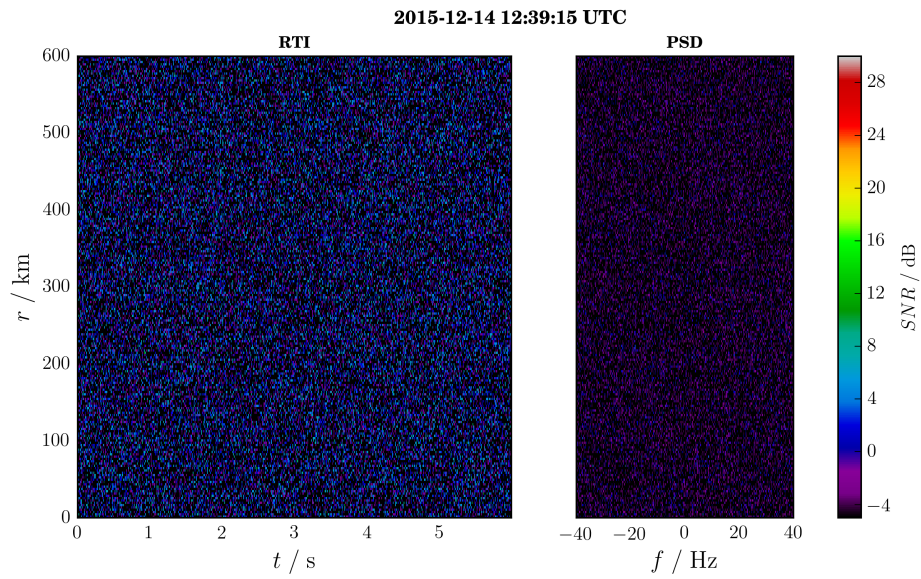


**Bild A.8:** Testbench Kanal C, Seed 200

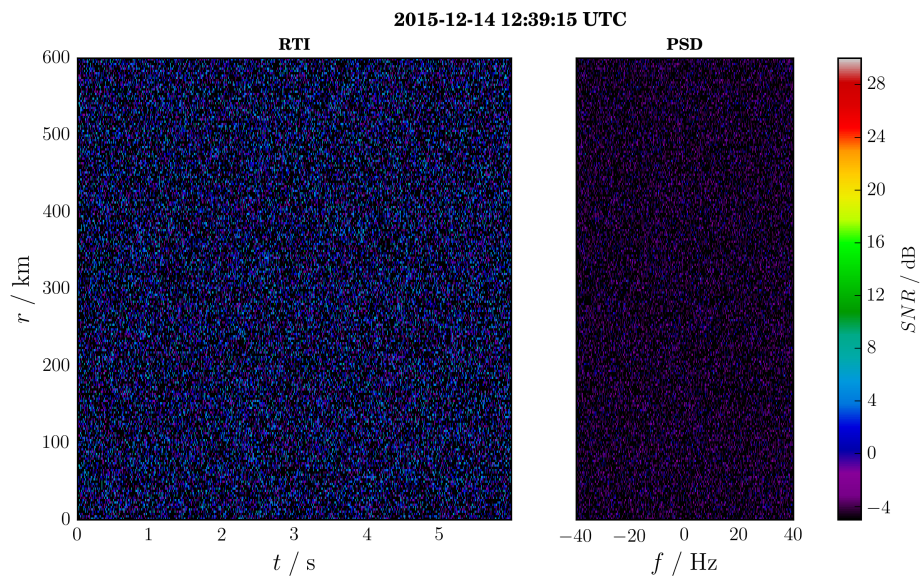


**Bild A.9:** Testbench Kanal C, Seed 300

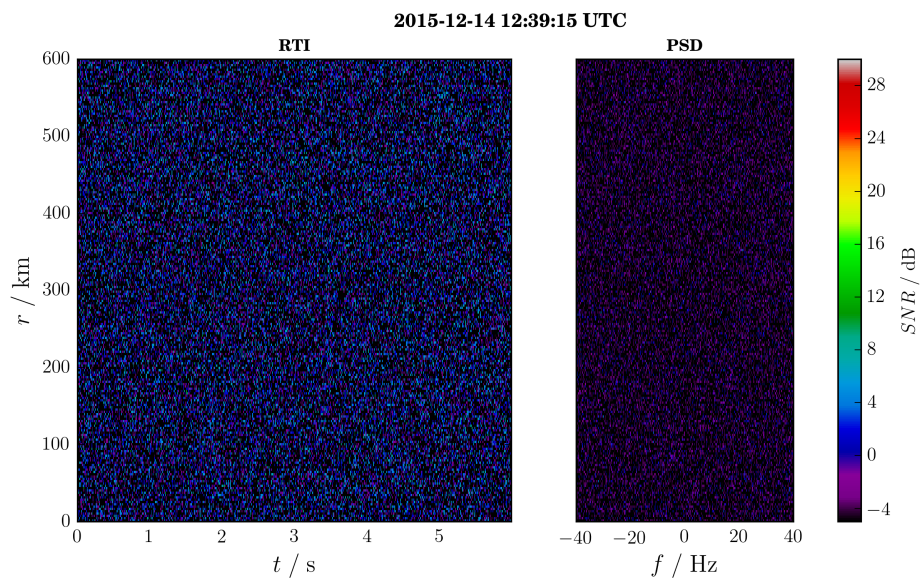




**Bild A.10:** Testbench Kanal D, Seed 100



**Bild A.11:** Testbench Kanal D, Seed 200



**Bild A.12:** Testbench Kanal D, Seed 300

## Literaturverzeichnis

- [Ett] ETTUS RESEARCH: *USRP N200*. <https://www.ettus.com/product/details/UN200-KIT>
- [GNU] GNURADIO: *GNURadio*. <http://gnuradio.org/>
- [IAP] IAP: *Types of meteor echos*. <https://www.iap-kborn.de/1/research/departement-radar-soundings-and-sounding-rockets/research-topics/meteor-observations/>
- [Jon98] JONES J., WEBSTER A.R., HOCKING W.K.: An improved interferometer design for use with meteor radars. In: *Radio Science* 33 (1998), Nr. 1, S. 55–65
- [Kal09] KALANTARI L. S. , MOHANNA S. , TAVAKOLI S.: *Bistatic Geometry*. [http://file.scirp.org/Html/4-9700075\\_691.htm](http://file.scirp.org/Html/4-9700075_691.htm). Version: 2009
- [Lan08] LANG, Niko: *Aufbau der Erdatmosphäre*. [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/4/47/Atmosph%C3%A4re\\_Stufen.svg/539px-Atmosph%C3%A4re\\_Stufen.svg.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/4/47/Atmosph%C3%A4re_Stufen.svg/539px-Atmosph%C3%A4re_Stufen.svg.png). Version: 2008
- [Mat] MATHWORKS: *Signal Processing Toolbox*. <http://de.mathworks.com/products/signal/?requestedDomain=de.mathworks.com>
- [Pfe14] PFEFFER, Nico: *Radar-Messsystem mit USRP-N200*, Hochschule Wismar, Bachelorthesis, 2014
- [Ric05] RICHARDS, Mark A.: *Fundamentals of Radar Signal Processing*. 1. Aufl. Madison : McGraw Hill Professional, 2005. – ISBN 978–0–071–77648–6
- [Sch12] SCHULT, Carsten: *Bestimmung von Trajektorien von Meteor-Kopf-Echos mittels Interferometrie*, Universität Rostock, Masterthesis, 2012
- [Sko90] SKOLNIK, Merrill I. (Hrsg.): *Radar Handbook*. McGraw-Hill, 1990

- [Tom] TOMCO TECHNOLOGIES: *Datasheet BT00500-AlphaSA-CW*.  
[http://www.everythingrf.com/products/microwave-rf-amplifiers/  
tomco-technologies/567-503-bt00500-alphasa-cw](http://www.everythingrf.com/products/microwave-rf-amplifiers/tomco-technologies/567-503-bt00500-alphasa-cw). – Auf CD enthalten
- [Vie12] VIERINEN, Juha: *On statistical theory of radar measurments*, Aalto University, Department of Information and Computer Science, Diss., 2012
- [Vie15] VIERINEN J., CHAU J. L., PFEFFER N., CLAHSSEN M., STOBBER G. :  
Coded continuous wave meteor radar. (2015)
- [Vir07] VIRTANEN I. I. , LEHTINEN M. S. , NYGRÉN T., ORISPÄÄ M., VIERINEN  
J.: Lag profile inversion method for EISCAT data analysis. (2007)
- [Wil05] WILLIS, Nicholas J.: *Bistatic Radar*. Scitech Publishing Inc., 2005

## Abkürzungsverzeichnis

|                                                           |    |
|-----------------------------------------------------------|----|
| <b>CW</b> Continuous Wave .....                           | 10 |
| <b>FMCW</b> Frequency Modulated Continuous Wave .....     | 13 |
| <b>FPGA</b> Field Programmable Gate Array .....           | 20 |
| <b>GPS</b> Global Positioning System .....                | 22 |
| <b>HDF</b> Hierarchical Data Format .....                 | 24 |
| <b>IAP</b> Leibniz Institut für Atmosphärenphysik .....   | 5  |
| <b>LI</b> Lastimpedanz .....                              | 28 |
| <b>Lidar</b> Light Detection and Ranging .....            | 6  |
| <b>MAARSY</b> Middle Atmosphere Alomar Radar System ..... | 7  |
| <b>MF</b> Medium Frequency .....                          | 7  |
| <b>MIMO</b> Multiple Input Multiple Output .....          | 20 |
| <b>MST</b> Meso-, Strato- und Troposphäre .....           | 7  |

|                                                                     |    |
|---------------------------------------------------------------------|----|
| <b>OSWIN</b> Ostsee Wind Radar .....                                | 7  |
| <b>PMSE</b> Polare Mesosphärische Sommer Echos .....                | 7  |
| <b>PRC</b> Pseudo Random Code .....                                 | 32 |
| <b>RCS</b> Radar Cross Section, Radarquerschnitt .....              | 9  |
| <b>RTI</b> Range-Time-Intensity .....                               | 18 |
| <b>SANDRA</b> Software Defined Radar for Atmospheric Research ..... | 19 |
| <b>SDR</b> Software Defined Radio .....                             | 19 |
| <b>SNR</b> Signal-Rausch-Verhältnis .....                           | 18 |
| Signal-to-Noise-Ratio                                               |    |
| <b>USRP</b> Universal Software Radio Peripheral .....               | 14 |

## Abbildungsverzeichnis

|      |                                                                                                                                    |    |
|------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1.1  | Aufbau der Erdatmosphäre [Lan08] . . . . .                                                                                         | 6  |
| 2.1  | Bistatische Ebene [Kal09] . . . . .                                                                                                | 11 |
| 2.2  | Autokorrelation (links) des Codes mit Seed 451, Kreuzkorrelationsfunktion (rechts) der Codes mit den Seeds 451 und 756 . . . . .   | 16 |
| 2.3  | Unterscheidung von Meteorkopf-, specular- und non-specular-Echo am selben Ereignis [IAP] . . . . .                                 | 17 |
| 2.4  | Beispiel eines Meteorechos in einer Entfernung von circa 300 km (links) und die Dopplerverschiebung des Signals (rechts) . . . . . | 18 |
| 3.1  | USRP N200 [Ett] . . . . .                                                                                                          | 19 |
| 3.2  | Dämpfung der harmonischen Vielfachen durch den <i>Tomco</i> Verstärker [Tom] . . . . .                                             | 21 |
| 3.3  | Schematischer Aufbau des Sendesystems . . . . .                                                                                    | 21 |
| 3.4  | Eingesetzte Sendeantenne . . . . .                                                                                                 | 22 |
| 3.5  | Schematischer Aufbau des Empfangssystems . . . . .                                                                                 | 23 |
| 3.6  | Softwareübersicht . . . . .                                                                                                        | 24 |
| 4.1  | Schema der Testumgebung . . . . .                                                                                                  | 28 |
| 4.2  | Testbench Kanal E, Seed 100 . . . . .                                                                                              | 29 |
| 4.3  | Testbench Kanal E, Seed 200 . . . . .                                                                                              | 30 |
| 4.4  | Testbench Kanal E, Seed 300 . . . . .                                                                                              | 30 |
| 4.5  | Platzierung der einzelnen Stationen, Länge der Basislinien in Klammern . . . . .                                                   | 31 |
| 4.6  | RTI/PSD Lübs Standarddekodierung 15.03.2016 00:10:18 . . . . .                                                                     | 33 |
| 4.7  | RTI/PSD Lübs Standarddekodierung 15.03.2016 00:10:24 . . . . .                                                                     | 33 |
| 4.8  | RTI/PSD Schwerin Standarddekodierung 15.03.2016 00:10:18 . . . . .                                                                 | 33 |
| 4.9  | RTI/PSD Schwerin Standarddekodierung 15.03.2016 00:10:24 . . . . .                                                                 | 33 |
| 4.10 | RTI/PSD Juliusruh Pulsdekodierung 15.03.2016 00:10:18 . . . . .                                                                    | 34 |
| 4.11 | RTI/PSD Juliusruh Pulsdekodierung 15.03.2016 00:10:24 . . . . .                                                                    | 34 |
| 4.12 | RTI/PSD Lübs verbesserte Dekodierung 15.03.2016 00:10:18 . . . . .                                                                 | 34 |
| 4.13 | RTI/PSD Schwerin verbesserte Dekodierung 15.03.2016 00:10:18 . . . . .                                                             | 34 |
| 4.14 | Tagesgänge der drei Verbindungen vom 15.03.2016, Anzahl der Meteore in Klammern . . . . .                                          | 35 |
| 4.15 | Entfernungserteilungen der drei Verbindungen vom 15.03.2016, Anzahl der Meteore in Klammern . . . . .                              | 37 |
| 4.16 | Verteilungen der Dopplerverschiebungen der drei Verbindungen vom 15.03.2016, Anzahl der Meteore in Klammern . . . . .              | 37 |
| A.1  | Testbench Kanal A, Seed 100 . . . . .                                                                                              | 40 |
| A.2  | Testbench Kanal A, Seed 200 . . . . .                                                                                              | 41 |

|      |                             |           |    |
|------|-----------------------------|-----------|----|
| A.3  | Testbench Kanal A, Seed 300 | . . . . . | 41 |
| A.4  | Testbench Kanal B, Seed 100 | . . . . . | 42 |
| A.5  | Testbench Kanal B, Seed 200 | . . . . . | 42 |
| A.6  | Testbench Kanal B, Seed 300 | . . . . . | 43 |
| A.7  | Testbench Kanal C, Seed 100 | . . . . . | 43 |
| A.8  | Testbench Kanal C, Seed 200 | . . . . . | 44 |
| A.9  | Testbench Kanal C, Seed 300 | . . . . . | 44 |
| A.10 | Testbench Kanal D, Seed 100 | . . . . . | 45 |
| A.11 | Testbench Kanal D, Seed 200 | . . . . . | 45 |
| A.12 | Testbench Kanal D, Seed 300 | . . . . . | 46 |



## Tabellenverzeichnis

|     |                                   |    |
|-----|-----------------------------------|----|
| 2.1 | Systemparameter . . . . .         | 9  |
| 4.1 | Verzögerung der Signale . . . . . | 29 |
| 4.2 | Systemparameter . . . . .         | 32 |

## Selbstständigkeitserklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Die Stellen der Arbeit, die anderen Quellen im Wortlaut oder dem Sinn nach entnommen wurden, sind durch Angaben der Herkunft kenntlich gemacht. Dies gilt auch für Zeichnungen, Skizzen, bildliche Darstellungen sowie Quellen aus dem Internet.

Ich erkläre ferner, dass ich die vorliegende Arbeit in keinem anderen Prüfungsverfahren als Prüfungsarbeit eingereicht habe oder einreichen werde.

Die eingereichte schriftliche Fassung entspricht der auf dem Medium gespeicherten Fassung.

Ort, Datum

Unterschrift