



Hochschule Wismar

Fakultät für Ingenieurwissenschaften
Bereich Elektrotechnik und Informatik

Bachelor - Thesis

zur Erlangung des akademischen Grades
Bachelor of Engineering (B.Eng.)

Studiengang: Informations- und Elektrotechnik
Vertiefung: Nachrichten- und Kommunikationstechnik

Thema: Radar-Messsystem mit USRP-N200

Autor: Nico Pfeffer
pfeffer@iap-kborn.de
Mat.Nr. 118427

1. Betreuer: Prof. Dr.-Ing. habil. Andreas Ahrens
2. Betreuer: Prof. Dr. Jorge Luis Chau

Version vom: 28. Februar 2015

Bachelor-Thesis

für Herrn Nico Pfeffer

Radar - Messsystem mit USRP – N200

Radar Acquisition with USRP – N200

Disposition

Unter Absprache des Abteilungsleiters Prof. Dr. Jorge L. Chau der Abteilung Radarsondierung & Höhenforschungsraketen des Leibniz-Instituts für Atmosphärenphysik (IAP) in Kühlungsborn sind die folgenden Rahmenpunkte für den Entwurf eines kohärenten Digital-Senders/Empfängers mit USRP – N200 abzuarbeiten:

1. Sendeimpulsformung inkl. Matched-FIR-Filter Design
2. Echtzeit Matched-FIR Filterung
3. Filterung von Sendesignal-Oberwellen (Bandpassentwürfe)
4. Empirische Modellkennlinie für konstante Sendesignal-amplitude
5. Empfängerbeschaffenheit (Hard-/Software)
6. ADC-Dynamikbereich (LNA Vorverstärker Auswahl)
7. Multiple-Empfänger Synchronisation
8. Radartest unter realen Bedingungen

Tag der Ausgabe: 17.11.2014

Tag der Abgabe : 09.02.2015



Prof. Dr. rer. nat. Litschke
stellv. Vorsitzender des
Prüfungsausschusses



Prof. Dr.-Ing. habil. Ahrens
Betreuer HS Wismar

Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere, die von mir vorgelegte Bachelor-Thesis selbstständig verfasst zu haben. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus veröffentlichten oder nicht veröffentlichten Arbeiten anderer entnommen sind, habe ich als entnommen kenntlich gemacht. Sämtliche Quellen und Hilfsmittel, die ich für die Arbeit benutzt habe, sind angegeben. Die Arbeit hat mit gleichem Inhalt bzw. in wesentlichen Teilen noch keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegen.

Unterschrift :

Ort, Datum :

Zusammenfassung

Ein Forschungsschwerpunkt der Abteilung *Radarsondierung und Höhenforschungsraketen* des *Instituts für Atmosphärenphysik* (IAP) liegt in der Erforschung der atmosphärischen Dynamik mittels verschiedener *Radartechnologien*. Durch die Bearbeitung der Aufgabenstellung liegt nun ein *sende- und empfangsfähiges Radar-System* vor, das verschiedene Radarprinzipien unter Berücksichtigung aller *hardwarespezifischen Parameter* vereint. Zur Verfügung steht der Betrieb als *Continuous-Wave Radar*, *Mono-Impuls Radar* und *Code-Impuls Radar*.

Die Dynamik der Atmosphäre wird mittels *Interferometrie* und dem Prinzip des *Doppler-Effektes* gemessen. Durch diese Randbedingungen weist das *Radar-System* eine *multiple Empfängerstruktur* auf, die *kohärent* ist. Eine weitere Eigenschaft, die das *Radar-System* aufweist, ist eine für die *Interferometrie* unabdingbare, verschwindend geringe *Kanal-Phasendifferenz*.

Abstract

A main focus of the department of *Radar Soundings and Sounding Rockets*, *Leibniz-Institute of Atmospheric Physics* (IAP), is the research of atmospheric dynamics with different *Radar-Technologies*. The topic of this work is a *Radar-System* that provides a *Transmitter* and a *Receiver* with respect to all specific hardware parameters. Until now a *Continuous-Wave Radar*, *Mono-Pulse Radar* and *Code-Pulse Radar* can be used as a prototype.

The dynamical parameters are measured and extracted via *Interferometrie* and the principle of *Doppler-Effect*. Due to these boundary conditions the *Radar-System* has a *Multi-Channel Receiver* architecture that is coherent. Furthermore an approximately vanishing *Channel-Phase Difference* is needed for *Interferometrie*.

Inhaltsverzeichnis

Tabellenverzeichnis	I
Abbildungsverzeichnis	II
Abkürzungsverzeichnis	III
Symbolverzeichnis	V
I. Einleitung	1
1. Institut für Atmosphärenphysik	2
1.1. Wissenschaftlicher Schwerpunkt	3
1.2. Abteilung Radarsondierungen und Höhenforschungsraketen	4
1.3. Forschungsschwerpunkte	5
2. Radargrundlagen	6
2.1. Prinzip	7
2.2. Sendesequenzen	8
2.3. Impuls-Doppler-Radar	9
II. Hauptteil	11
3. Radar Sendesystem	12
3.1. Basisband-Signal Diskretisierung	13
3.2. Gauss-Roll-Off im Frequenzbereich	14
3.3. Wurzel-Gauss-Filter	20
3.4. USRP-N200 als Sender	22
3.5. Datenübertragung	25
3.6. Sendesignalerzeugung	26
3.7. Entwurf und Simulation passiver Analog-Bandpass-Filter	30
3.8. Ausgabe definierter Signalamplituden	37
3.9. Sendesignal	41
4. Radar Empfangssystem	42
4.1. Vorselektion/-verstärkung	43
4.2. USRP-N200 als Empfänger	44
4.3. Single-Frequency Digital Downconversion	45
4.4. FIR-Matched-Filter und Range-Decimation	51
4.5. Die Datenspeicherung	52
4.6. Multiple Empfänger	53
5. Radar Signal Processing	56
5.1. Range Time Intensity	57
5.2. Power Spectral Density	59

III. Zusammenfassung	61
6. Ergebnisse	62
6.1. Messaufbau und Parameter	63
6.2. Continuous-Wave	64
6.3. Mono-Impuls	66
6.4. Sequenzen zur Impuls-Kompression	69
6.5. Meteor-Echo	71
7. Ausblick	79
Literatur-/Quellenverzeichnis	I

Tabellenverzeichnis

1.	Binärsequenzen	8
2.	Eckfrequenzen des Toleranzschemas	31
3.	Ideale passive Filter-Bauteile	34
4.	Parameter der Regressionsanalyse	39
5.	Intervallgrenzen der Ausgangsamplituden	40
6.	Frequenzaufteilung bei Unterabtastung	49
7.	CW Experiment-Parameter	64

Abbildungsverzeichnis

1.	Einteilung der Atmosphäre nach dem Temperaturgradienten	4
2.	Radarstandorte/-anlagen des IAP	5
3.	Radargeometrien	7
4.	Prinzip der RTI-Darstellung	9
5.	Diskretisierung des Basisbandsignals	13
6.	Darstellung der Faltung	15
7.	Impuls-Antwort im Zeit- und Frequenzbereich	18
8.	Einhaltung des spektralen Nyquist-Kriteriums	18
9.	Augendiagramm der Impulsformung	19
10.	Matched-FIR-Filter Impuls-Antwort	21
11.	USRP-N200 Sendesignalpfad	24
12.	Basisband Impulsformung	26
13.	Basisband Impulsformung mit GNU-Radio	27
14.	Betragsgang der Sendesignalspektren	31
15.	Betragsgang des normierten Chebyshev-Tiefpass Typ-I 5.Ordnung	33
16.	Cauer-Topologie des Chebyshev-Tiefpass Typ-I 5.Ordnung	34
17.	Cauer-Topologie des Chebyshev-Bandpass Typ-I 5.Ordnung	34
18.	Filterentwurf für 29.90 MHz	35
19.	Filterentwurf für 32.55 MHz	36
20.	Filterentwurf für 53.50 MHz	36
21.	Aufbau der Kennlinienmessung	38
22.	Ergebnisse der Kennlinienmessung	39
23.	RX-Frontend	43
24.	USRP-N200 Empfangssignalpfad	44
25.	Allgemeines Schema der Unterabtastung	45
26.	Digitalspektrum mit maximalen Randwerten	50
27.	Blockstruktur der Empfangskanäle	54
28.	Blockstruktur GPS-Referenzierung	55
29.	Radarsystem Testaufbau	63
30.	CW Sendesignal	64
31.	Messung von Doppler-Frequenzen	65
32.	Mono-Impuls Sendesignal	66
33.	Kohärenz und CORDIC-Alignment für 5 Kanäle	68
34.	Kanal-Phasendifferenzen	68
35.	Verifizierung des Matched-Filter und des Range-Decimator	69
36.	Golay-Code Sendesequenzen	70
37.	Experimentaufbau für realen Empfängertest	72
38.	Meteor-Echo in verschiedenen Darstellungen (Kanal 0)	73
39.	Meteor-Echo in verschiedenen Darstellungen (Kanal 1)	74
40.	Meteor-Echo in verschiedenen Darstellungen (Kanal 2)	75
41.	Meteor-Echo in verschiedenen Darstellungen (Kanal 3)	76
42.	Meteor-Echo in verschiedenen Darstellungen (Kanal 4)	77

Abkürzungsverzeichnis

ADC	Analog Digital Converter
BB	Basisband
BPF	Bandpass Filter
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CIC	Cascaded Integrator Comb
CORDIC	Coordinate Rotation Digital Computer
CW	Continuous Wave
DAC	Digital Analog Converter
DDC	Digital Down Conversion
DF	doppelte Frequenz
DFT	Discrete Fourier Transform
DUC	Digital Up Conversion
ETH	Ethernet
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
FPGA	Field Programmable Gate Array
GNU	GNU's not Unix
GPS	Global Positioning System
GRC	GNU-Radio Companion
HDF	Hierarchical Data Format
HF	High Frequency
I	Inphasekomponente
IAP	Institut für Atmosphärenphysik
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IDTFT	Inverse Discrete Time Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IPP	Inter Pulse Period
ISI	Inter Symbol Interference
KD	kausal diskret
LFM	Linear Frequency Modulated
LHB	Large Halfband Filter
LIDAR	Light Detection and Ranging
LNA	Low Noise Amplifier
MAARSY	Middle Atmosphere Alomar Radar System
MF	Medium Frequency
MIMO	Multiple Input Multiple Output
NCO	Numerical Controlled Oscillator
NLC	Noctilucent Clouds

OSWIN	Ostsee-Wind-Radar
PA	Pre-Amplifier
PB	Passband
PC	Personal Computer
PMSE	Polar Mesospheric Summer Echo
PMWE	Polar Mesospheric Winter Echo
PPS	Pulse per Second
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
PRF	Pulse Repetition Frequency
PSD	Power Spectral Density
Q	Quadraturkomponente
RADAR	Radio Detection and Ranging
RD	Range Decimator
RTI	Range Time Intensity
RX	Receiver
SB	Stopband
SHB	Small Halfband Filter
SMA	Sub Miniatur A
SNR	Signal to Noise Ratio
TP	Tiefpass
TS	Trägersignal
TX	Transmitter
UDP	User Datagram Protocol
UHD	USRP Hardware Driver
USRP	Universal Software Radio Peripheral
VHF	Very High Frequency

Symbolverzeichnis

a_{PB}	Passband-Dämpfung
a_{SB}	Stopband-Dämpfung
b	Geradenschnittpunkt der Regressions-Analyse
\mathbf{b}_n	Barker-Code der Länge n
C_{DAC}	Wert für die Amplitudenbegrenzung
$C_{\text{DAC}, i}$	i -ter Wert für die Amplitudenbegrenzung
$C_{\text{P}, i}$	i -te Parallel-Kapazität
$C_{\text{S}, i}$	i -te Serien-Kapazität
F	normierte Frequenz
F_{PB}	normierte Frequenz bezogen auf Sendebandbreite
f	Frequenz
Δf	Frequenzintervall
f'	Frequenzverschiebung
f_{D}	Doppler-Frequenz
$f_{\text{D,Max}}$	maximale Doppler-Frequenz
f_{DAC}	digital erzeugte Trägerfrequenz im TX-DAC
f_{DDC}	digital erzeugte Trägerfrequenz im FPGA-Empfangspfad
f_{DF}	doppelte Frequenzanteile
f_{DF}	doppelte Frequenzanteile nach Unterabtastung
f_{DUC}	digital erzeugte Trägerfrequenz im FPGA-Sendepfad
Δf_{DUC}	Auflösung der digital erzeugten Trägerfrequenz im FPGA
$\Delta f_{\text{err}}^{(+)}$	Summe der Frequenzabweichung
$\Delta f_{\text{err}}^{(-)}$	Differenz der Frequenzabweichung
f_{Eth}	Ethernet Bitfrequenz
f_{FPGA}	Abtastrate im FPGA
$f_{\text{L, BB}}$	linke Eckfrequenz der Basisband-Signalanteile
$f_{\text{L, DF}}$	linke Eckfrequenz der doppelten Frequenzanteile
$f_{\text{R, BB}}$	rechte Eckfrequenz der Basisband-Signalanteile
$f_{\text{R, DF}}$	rechte Eckfrequenz der doppelten Frequenzanteile
Δf_{PB}	zulässige Bandbreite bei lizensierter Sendefrequenz
$\Delta f_{\text{PB}, 1}$	untere Frequenz der zulässigen Sendebandbreite
$\Delta f_{\text{PB}, 2}$	obere Frequenz der zulässigen Sendebandbreite
$\Delta f_{\text{PB, Max}}$	maximale Bandbreite bei lizensierter Sendefrequenz
Δf_{RX}	Frequenzabweichung des Empfängers
f_{S}	Abtastrate der interpolierten Bits
$f_{\text{S, Bit}}$	Abtastrate der Daten die gespeichert werden
$f_{\text{S, Mem}}$	Abtastrate der nicht-interpolierten Bits
Δf_{SB}	minimale Bandbreite zur Unterdrückung von Störsignalen
$\Delta f_{\text{SB}, 1}$	untere Frequenz zur Unterdrückung von Störsignalen
$\Delta f_{\text{SB}, 2}$	obere Frequenz zur Unterdrückung von Störsignalen
f_{TS}	Frequenz des Trägersignals
$f_{\text{TS, U}}$	Frequenz des Trägersignals durch Unterabtastung

Δf_{TX}	Frequenzabweichung des Senders
G_G	Übertragungsfunktion gauss'schen Glättungskerns
G_R	Übertragungsfunktion des Rechteckfilters
$\mathbf{g}_{n,A}$	Golay-Code A der Länge n
$\mathbf{g}_{n,B}$	Golay-Code B der Länge n
g_G	Übertragungsfunktion des gauss'schen Glättungskerns
g_R	Impulsantwort des Rechteckfilters
H	Übertragungsfunktion der Gauss-Roll-Off Impulsformung
H_{BPF}	Übertragungsfunktion des Bandpassfilters
H_{CIC}	Übertragungsfunktion des CIC-Filters
H_{DAC}	Übertragungsfunktion der Interpolationsfilter im TX-DAC
H_{DDC}	Übertragungsfunktion der Dezimierungsfiler im FPGA
H_{DUC}	Übertragungsfunktion der Interpolationsfilter im FPGA
H_{LHB}	Übertragungsfunktion des Large-Halband-Filters
H_M	Übertragungsfunktion des Matched-Filters
H_{Nyq}	Übertragungsfunktion der spektralen Nyquist-Bedingung
H_{RX}	Übertragungsfunktion des empfangsseitigen Filters zur Impulsformung
H_{SHB}	Übertragungsfunktion des Small-Halband-Filters
$H_{\text{TP},N}$	Übertragungsfunktion des Tiefpass der Ordnung N
H_{TX}	Übertragungsfunktion des sendeseitigen Filters zur Impulsformung
h	Impulsantwort der Gauss-Roll-Off Impulsformung
h_{Atm}	Höhe der Atmosphäre
h_{Eye}	normierte Amplitudenwerte des Augen-Diagramms
h_M	diskrete Impulsantwort des Matched-Filters
$h_{\text{M,KD}}[n]$	kausal-diskrete Impulsantwort des Matched-Filters
h_M	Impulsantwort des Matched-Filters
h_{Nyq}	Abtastwerte der Gauss-Roll-Off Impulsformung unter Nyquist-Bedingung
$h_{\text{R,KD}}[n]$	kausal-diskrete Impulsantwort des Rechteck-FIR-Filters
h_{TX}	Impulsantwort des sendeseitigen Filters zur Impulsformung
$I_{\text{BB}}^{(\text{TX})}$	Inphasekomponente des analogen Basisbandsignals
I_{DDC}	Inphasekomponente nach dem CORDIC-Algorithmus
$I_{\text{HF}}^{(\text{RX})}$	Inphasekomponente des hochfrequenten Empfangssignals
$I_i^{(\text{TX})}$	i -te Inphasekomponente der Sendesignalverarbeitung
$I_{\text{Test}}^{(\text{TX})}$	Inphasekomponente des Basisband-Testsignals
j	imaginäre Einheit
K_S	Anzahl der Abtastwerte im Frequenzbereich
k	diskrete Laufvariable der Frequenz
L_{Bit}	Interpolation der Abtastrate eines Bits
L_{CIC}	Interpolation der Cascaded-Integrator-Comb Stufe
$L_{\text{CIC,Max}}$	maximale Interpolation der CIC-Stufe
$L_{\text{CIC,Min}}$	minimale Interpolation der CIC-Stufe

L_{DAC}	Interpolation des TX-DAC's
L_{DUC}	Interpolation der Digital-Up-Conversion
L_{P}	Leistungspegel
$L_{\text{P,Max}}$	maximaler Leistungspegel
$L_{\text{P,Min}}$	minimaler Leistungspegel
$L_{\text{P},i}$	i -te Parallel-Induktivität
$L_{\text{S},i}$	i -te Serien-Induktivität
M	ADC Auflösung
M_{Bit}	Dezinierung der Abtastwerte eines Bits
$M_{\text{CIC,Min}}$	minimale Dezimierung der CIC-Stufe
M_{DDC}	Dezimation der Digital-Down-Conversion
m	Geradenanstieg der Regressions-Analyse
\mathbf{m}_1	Mono-Impuls der Länge 1
m_{TS}	Aliasiingfaktor der Trägerfrequenz
N	Ordnung der Chebyshev-Polynome
N_{Bit}	Anzahl der Bits einer IPP
N_{Code}	Anzahl der Bits einer Code-Sequenz
N_{Decode}	Anzahl der kohärenten Integrationen zur Dekodierung
N_{FIR}	Anzahl der FIR-Matched-Filter Koeffizienten
N_{IPP}	Anzahl der Abtastwerte einer IPP
N_{Kanal}	Anzahl der Kanäle
n	diskrete Laufvariable nach der interpolierten Bits
n_{F}	diskrete Laufvariable im TX-DAC
n_{F}	diskrete Laufvariable im FPGA
n_{L}	diskrete Laufvariable der nicht-interpolierten Bits
n_{Nyq}	diskrete Laufvariable der Nyquist-Bedingung
P	Anzahl der periodischen Fortsetzungen
p	diskrete Laufvariable der periodischen Fortsetzung
Q_{DDC}	Quadraturkomponente nach dem CORDIC-Algorithmus
$Q_{\text{HF}}^{(\text{RX})}$	Quadraturkomponente des hochfrequenten Empfangssignals
$Q_i^{(\text{TX})}$	i -te Inphasekomponente der Sendesignalverarbeitung
$Q_{\text{Test}}^{(\text{TX})}$	Quadraturkomponente des Basisband-Testsignals
R	Bitrate
R_{S}	Radix-2 Exponent
$R_{\text{UDP,Max}}$	maximale Bitrate bei Nutzung von UDP
\mathbf{r}	Ortsvektor
\mathbf{r}_{DDC}	Rauschvektor nach dem CORDIC-Algorithmus
\mathbf{r}_{DDC}	komplexe Rauschspannung nach dem CORDIC-Algorithmus
$r_{\text{HF}}^{(\text{RX})}$	Rauschanteil des Empfangssignals
$r_{\text{HF}}^{(\text{TX})}$	Rauschanteil des Sendesignals
T	normierte Zeit
T_{DAC}	Abtastdauer im DAC

T_{File}	Dauer für Messwerte in einer gespeicherten Datei
$T_{\text{File,Min}}$	minimale Dauer für ganzzahlige Messwerte in einer gespeicherten Datei
T_{FPGA}	höchste Abtastdauer im FPGA
T_{IPP}	Periodendauer einer Sendesequenz
T_{M}	Abtastdauer nach Range-Decimation
T_{Mess}	Dauer der zu prozessierenden Daten
T_{N}	Chebyshev-Polynome der Ordnung N
T_{Nyq}	Abtastdauer der Nyquist-Bedingung
T_{S}	Abtastdauer des interpolierten Basisbandsignals
$T_{\text{S,Bit}}$	Abtastdauer des nicht-interpolierten Basisbandsignals
T_{Start}	referenzierte Startzeit für ein Experiment
t	Zeit
ΔU	Schrittweite der ADC Spannungen
$U_{\text{A,Max}}$	maximale Ausgangsspannung
$U_{\text{A,Min}}$	minimale Ausgangsspannung
U_{D}	digitale Spannungswerte
ΔU_{D}	Schrittweite der digitalen Spannungswerte
U_{Ref}	ADC Referenzspannung
$\underline{u}_{\text{BB}}^{(\text{TX})}$	komplexe Basisband-Spannung der Sendesignalverarbeitung
$\underline{u}_{\text{BB}}^{(\text{RX})}$	komplexe Basisband-Spannung der Empfangssignalverarbeitung
\hat{u}_{DDC}	Amplitude der Spannung nach dem CORDIC-Algorithmus
$\underline{u}_{\text{DDC}}^{(\text{RX})}$	komplexe Spannung nach dem CORDIC-Algorithmus
$u_{\text{HF}}^{(\text{RX})}$	hochfrequentes Empfangssignal
$\underline{u}_{\text{HF}}^{(\text{RX})}$	komplexe Spannung des hochfrequenten Empfangssignals
$\hat{u}_{\text{HF}}^{(\text{RX})}$	Amplitude des hochfrequenten Empfangssignals
$u_{\text{HF}}^{(\text{TX})}$	nicht-verstärktes analoges Sendesignal
$u_{\text{HF,P}}^{(\text{TX})}$	verstärktes analoges Sendesignal
$\underline{u}_i^{(\text{RX})}$	i -te komplexe Spannung der Empfangssignalverarbeitung
$\hat{u}_i^{(\text{RX})}$	i -te Amplitude der Spannung der Empfangssignalverarbeitung
$\underline{u}_i^{(\text{TX})}$	i -te komplexe Spannung der Sendesignalverarbeitung
$\underline{u}_{\text{Test}}^{(\text{TX})}$	komplexe Spannung des Basisband-Testsignals
V_{CIC}	Bitverstärkung des Cascaded-Integrator-Comb Filters
V_{PA}	Vorverstärkung
$V^{(\text{TX})}$	Leistungsverstärkung des Sendesignals
\mathbf{v}	Geschwindigkeits-Vektorfeld
\mathbf{v}_{Rad}	radiales Geschwindigkeits-Vektorfeld
$Z_{\text{W,Aus}}$	Ausgangswellenwiderstand des Vierpols
$Z_{\text{W,Ein}}$	Eingangswellenwiderstand des Vierpols

Teil I.

Einleitung

1. Institut für Atmosphärenphysik

1.1. Wissenschaftlicher Schwerpunkt

Der wissenschaftliche Schwerpunkt am IAP liegt in der Erforschung der mittleren Atmosphäre und deren dynamischen Wechselwirkungen in Höhen von 10 km bis ungefähr 120 km. Das IAP betreibt Grundlagenforschung und ist immer wieder mit neuen Fakten konfrontiert, die über theoretische und experimentelle Ergebnissen in Form von Daten repräsentiert werden. Darin liegen die täglichen Herausforderungen am IAP. Es gilt immer wieder neue, bessere Methoden und Messkonzepte zu entwickeln, die die Sondierung der Atmosphäre möglich machen. Dieser Schritt für Schritt Prozess lässt die Weiterentwicklung für neue Prinzipien und Modellansätze zu, die in die Forschungsschwerpunkte mit einfließen.

Die grundlegenden Schwierigkeiten liegen in der gezielten Höhenauflösung der Atmosphäre mittels messtechnischer Verfahren. Diese gezielten Sondierungen obliegen verschiedenen Bedingungen, da die Atmosphäre in ihrer Struktur sehr unterschiedlich aufgebaut ist. Die experimentelle Erforschung der Atmosphäre wird mit LIDAR, Wetterballons, Raketen und RADAR praktiziert und aus physikalischer Philosophie heraus werden physikalische Modelle hergeleitet, welche einer theoretischen Beschreibung zu Grunde liegen. Das IAP gliedert sich daher in die folgenden Abteilungen auf:

- *Radarsondierungen und Höhenforschungsraketen*
- *Optische Sondierungen*
- *Theorie und Modellierung*

Die Aufgabenstellung dieser Arbeit und die damit verbundenen Schwerpunkte fallen in die Abteilung *Radarsondierungen und Höhenforschungsraketen*. Die Forschungsschwerpunkte der anderen Abteilungen werden nicht weiter ausführlich besprochen.

1.2. Abteilung Radarsondierungen und Höhenforschungsraketen

Die Abteilung beschäftigt sich mit der Erforschung der Troposphäre und unteren Stratosphäre sowie der Mesosphäre und unteren Thermosphäre. Der Aufbau der Atmosphäre ([5]) ist in Abb.1 dargestellt. In diesen Schichten der Atmosphäre werden z.B. die folgenden physikalischen Größen ([14]) gemessen und abgeleitet:

- Windgeschwindigkeitsfelder
- Wellenfelder
- Turbulenzen
- Temperaturfelder

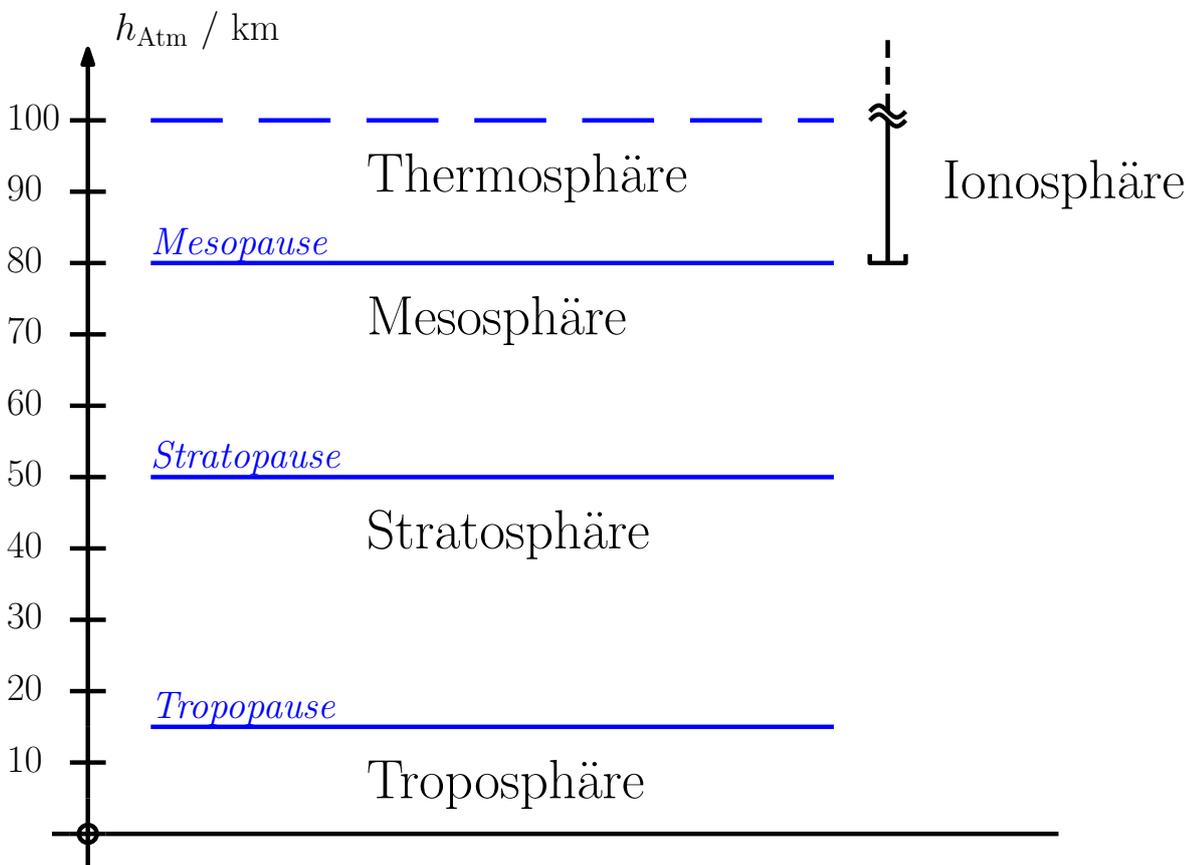


Abbildung 1: Einteilung der Atmosphäre nach dem Temperaturgradienten

1.3. Forschungsschwerpunkte

Das Forschungsspektrum innerhalb der Abteilung ist weit gefächert und es seien hier nur die groben Einteilungen genannt. Ein sehr wichtiger Forschungsaspekt ist die Dynamik der Mesosphäre und unteren Thermosphäre, wobei diese über mittlere Wind- und Temperaturfelder charakterisiert werden. An bestimmten Zeiten im Jahr existieren sogenannte polar mesosphärische Sommer-/ Winterechos (PMSE & PMWE) ([13]), die eine hohe Messaktivität nach sich ziehen. Weitere Punkte sind Trendanalysen, Schwerezellen, solare Aktivitäten, leuchtende Nachtwolken (NLC) ([13]) und Turbulenzen.

Ein letzter, aber nicht unwesentlicher Punkt ist die Entwicklung von effektiven Messmethoden und Messanlagen zur Ableitung von charakteristischen, physikalischen Atmosphärenparametern aus Radarbeobachtungen. Die Thematik dieser Arbeit widmet sich dem Forschungsschwerpunkt *Radio-Science* im Rahmen der technischen Entwicklungen.

Die Erforschung der Atmosphäre benötigt aufgrund der enormen Höhen besondere Fernerkundungsmethoden, die mit Radaranlagen im MF-/VHF-Bereich ([12]) realisiert werden. Diese Radaranlagen haben den entscheidenden Vorteil, dass diese quasi-kontinuierliche Messungen durchführen können. Die geografische Verteilung der Radaranlagen des IAP begrenzt sich auf mittlere und polare Breiten der nördlichen Hemisphäre, von denen einige in Abb.2 aufgezeigt sind.

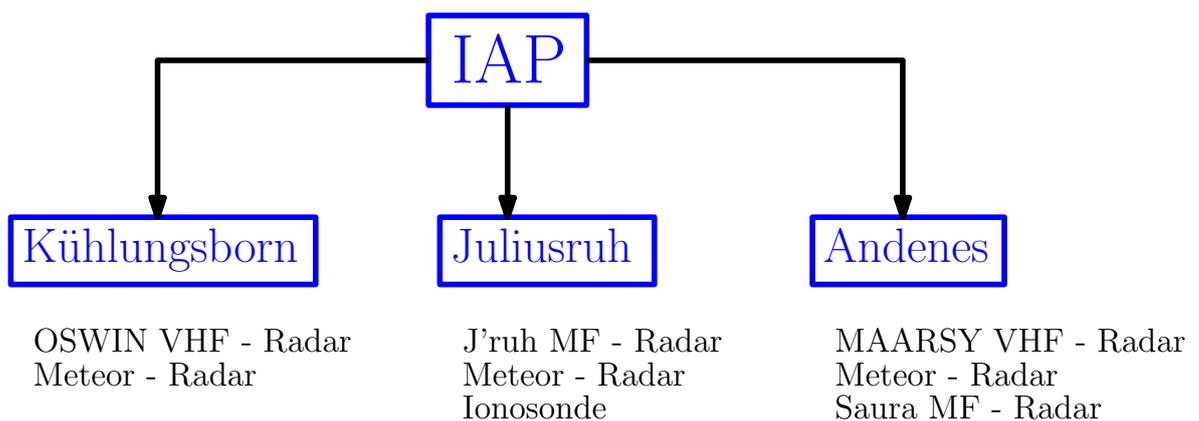


Abbildung 2: Radarstandorte/-anlagen des IAP

Diese Vielzahl an Anlagen ist daher zu begründen, dass jedes einzelne Radar gewisse Vor- und Nachteile gegenüber einem anderen Radar hat. Die Begrenzung der Radaranlagen in ihrer Sichtweite zur Sondierung der Atmosphäre spielt hierbei eine große Rolle. Durch die verschiedenen Radarspezifikationen ist es möglich den Bereich der relevanten Höhen weitgehend abzudecken und gezielt die physikalischen Vorgänge zu beobachten.

2. Radargrundlagen

2.1. Prinzip

Jedes Radar nutzt periodische Sendesequenzen, die unterschiedliche Arten von Amplitudenmodulation ([30]) aufweisen. Das Aussenden, der an das Zeitsignal gekoppelten elektromagnetischen Strahlung durch eine oder mehrere Antennen ([12]), ist bei jedem Radar ausschlaggebend. Diese elektromagnetische Strahlung, in Form einer bestimmten Art von polarisierten Wellen wird bei vorhanden sein eines *Ziels* oder *Untersuchungsobjekts* durch *Streuprozesse* in verschiedene Richtungen reflektiert. Dabei unterscheidet man beispielsweise zwischen:

- geometrische Streuung
- kohärente Streuung
- inkohärente Streuung

Des Weiteren wird unterschieden in welche Richtung die elektromagnetischen Wellen gestreut ([29]) werden:

- Rückwärtsstreuung (backscatter)
- Vorwärtsstreuung (forward scatter)

wobei der Empfang, der von der Richtung abhängigen gestreuten elektromagnetischen Wellen auch die verschiedenen Radargeometrien ([29]) (illustrativ in Abb.3 gezeigt) bestimmt:

- monostatisch
- bistatisch
- multistatisch

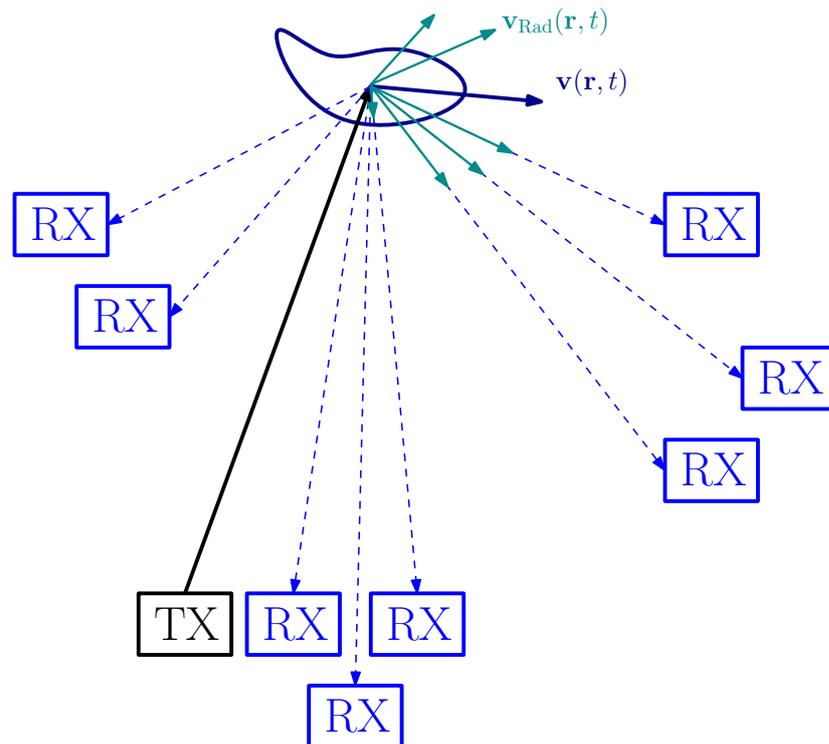


Abbildung 3: Radargeometrien

2.2. Sendesequenzen

In der Radartechnologie existieren viele Arten von Sendesignalen, die je nach gewünschter Messgröße ausgesucht werden. Die Messgrößen ([29]) im Sinne der Radartechnik sind unter anderem:

- Radialgeschwindigkeit/Doppler-Frequenz
- Entfernung
- Winkel
- Höhe (Entfernung und Winkel)
- Objektgeometrie (Imaging)

Einige typische Sendesequenzen ([29]) für Radargeräte seien für einen groben Überblick gelistet:

- Continuous Wave (CW), Frequenz Modulated CW (FMCW)
- Mono-Impuls, Barker-Code, Golay-Code
- Pseudo Random Binary Sequences (PRBS)
- Chirp, Linear Frequency Modulation (LFM)

In dieser Arbeit sollen nicht alle Sendesignaltypen abgehandelt und konstruiert werden. Es wird sich grundlegend mit dem *CW-Radar* sowie den *Mono-Impuls*, *Barker-Code* ([1]) und *Golay-Code* ([9]) Sendesequenzen auseinandergesetzt. Tab.1 listet einige Code-Wörter der genutzten Sequenzen auf.

-	Mono-Impulse
\mathbf{m}_1	[+1]
-	Barker-Code
\mathbf{b}_2	[+1,-1]
\mathbf{b}_3	[+1,+1,-1]
\mathbf{b}_4	[+1,-1,+1,+1]
\mathbf{b}_5	[+1,+1,+1,-1,+1]
\mathbf{b}_7	[+1,+1,+1,-1,-1,+1,-1]
\mathbf{b}_{11}	[+1,+1,+1,-1,-1,-1,+1,-1,-1,+1,-1]
\mathbf{b}_{13}	[+1,+1,+1,+1,+1,-1,-1,+1,+1,-1,+1,-1,+1]
-	Golay-Code
$\mathbf{g}_{4,A}$	[+1,+1,+1,-1]
$\mathbf{g}_{4,B}$	[+1,+1,-1,+1]
$\mathbf{g}_{8,A}$	[+1,+1,+1,-1,+1,+1,-1,+1]
$\mathbf{g}_{8,B}$	[+1,+1,+1,-1,-1,-1,+1,-1]
$\mathbf{g}_{16,A}$	[+1,+1,+1,-1,+1,+1,-1,+1,+1,+1,-1,-1,-1,+1,-1]
$\mathbf{g}_{16,B}$	[+1,+1,+1,-1,+1,+1,-1,-1,-1,-1,+1,+1,+1,-1,+1]

Tabelle 1: Binärsequenzen

2.3. Impuls-Doppler-Radar

Ein *Impuls-Doppler-Radar* ([29]) ist ein nachrichtentechnisches Fernerkundungssystem, das *periodische Impuls-Sequenzen* in Zeitabständen einer *Inter-Pulse-Period* (IPP) ([16]) sendet und den *Doppler-Effekt* ([10]) ausnutzt. Es werden zeitlich hochfrequente, leistungsstarke Sendesignale generiert, die über eine oder auch mehrere Antennen in Form einer elektromagnetischen Welle in den freien Raum abgestrahlt werden. Die Dynamik der zu untersuchenden, streuenden *Objekte* ist die Ursache des *Doppler-Effektes* und somit ist die Messung der *Radialgeschwindigkeiten* ([16]) durch die Frequenzverschiebungen um die Sendefrequenz herum möglich. Dies erlaubt eine direkte Bestimmung der *Geschwindigkeit* in einem bestimmten *Abstand*. Dieser *Abstand*, der in der Radartechnik auch als *Range* ([29]) definiert ist, ist nicht der Wert der exakten Höhe. Für die Bestimmung der *exakten* Höhe eines streuenden *Objektes* werden *interferometrische* Messkonzepte ([32]) benötigt. Die Kopplung der Sendeimpulse an die räumlich ausbreitenden elektromagnetischen Wellen erlaubt es die zeitbezogene IPP auf die *Range* abzubilden, wodurch die sogenannte *Range-Time-Intensity* (RTI) ([13]) Darstellung entsteht (siehe Abb.4).

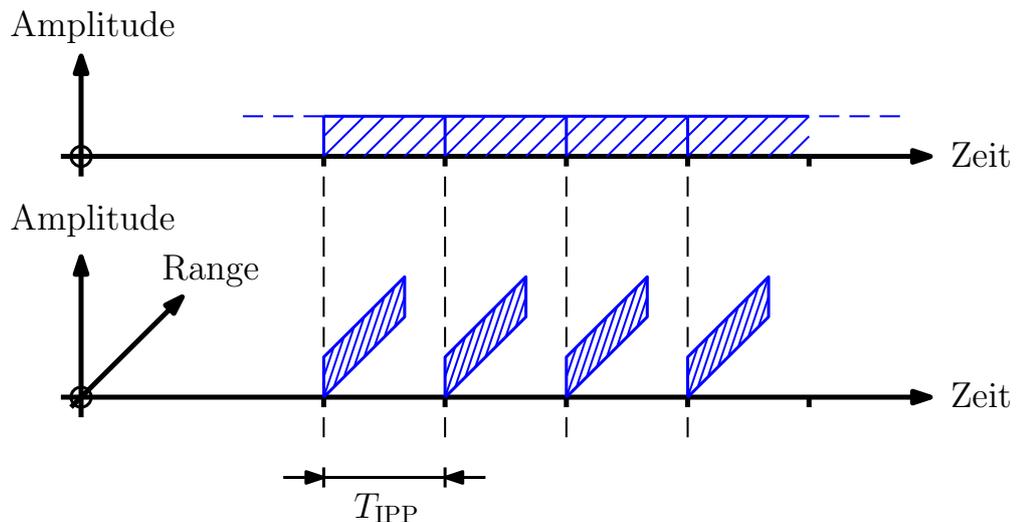


Abbildung 4: Prinzip der RTI-Darstellung

Teil II.

Hauptteil

3. Radar Sendesystem

3.1. Basisband-Signal Diskretisierung

Aufgrund der Nutzung von PC- sowie Digitaltechnik ist es notwendig das Basisband-signal ([30]) im diskreten Zeitbereich ([20]) zu beschreiben und die Parameter der Signalverarbeitung so zu wählen, das ein auswertbares Ergebnis erzielt wird. Da es sich um periodische Sequenzen handelt wird sich auf eine einzige Sequenz bezogen. Diese Grundsequenz wird durch Bits charakterisiert, die eine zugehörige Bitdauer $T_{S, \text{Bit}}$ besitzen. Um eine digitale Impulsformung zu realisieren ist es notwendig diese mit ganzzahligen Abtastwerten L_{Bit} pro Bit zu machen.

Die *elementare* Größe ist die ganzzahlige Anzahl der Bits N_{Bit} in einer IPP, sodass keine gebrochenen Verhältnisse zwischen mehreren IPP's entstehen. Es gilt die allgemeine Beziehung:

$$\begin{aligned} T_{\text{IPP}} &= T_S \cdot N_{\text{IPP}} \\ &= T_S \cdot L_{\text{Bit}} \cdot N_{\text{Bit}} \\ &= T_{S, \text{Bit}} \cdot N_{\text{Bit}} \end{aligned}$$

Um die Laufvariablen der zeitdiskreten Signalbeschreibung in dieser Arbeit konsistent zu halten wird der folgende Zusammenhang vereinbart:

$$\begin{aligned} n_L T_{S, \text{Bit}} &= n_L L_{\text{Bit}} T_S \\ &= n T_S \end{aligned}$$

In Abb.5 sind die definierten Zusammenhänge nur mit Bezug auf die zeitlich diskreten Abtastwerte grafisch dargestellt.

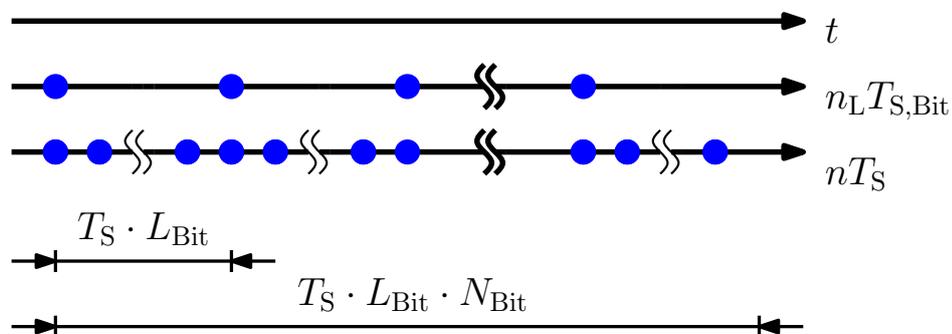


Abbildung 5: Diskretisierung des Basisbandsignals

3.2. Gauss-Roll-Off im Frequenzbereich

Die Impulsformung $h(t)$ soll im kontinuierlichen entworfen werden, sodass das *1. Nyquist-Kriterium* und das *2. Nyquist-Kriterium* ([21]) *annähernd* für $h(t)$ erfüllt ist, bezugnehmend auf die *Inter-Symbol-Interferenz* ([21]). Die beiden Kriterien lauten im diskreten Fall:

$$\begin{aligned} h_{\text{Nyq}}[n_{\text{Nyq}}] &= h[n_{\text{Nyq}}] \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \delta[n_{\text{Nyq}} - i] \\ &= \delta[n_{\text{Nyq}}] + \frac{1}{2} \delta[n_{\text{Nyq}} \pm 1] \quad \text{mit: } T_{\text{Nyq}} = \frac{T_{\text{S,Bit}}}{2} \end{aligned}$$

Für die Impulsformung existieren 2 grundlegende Entwurfskonzepte, die ihre Vor- und Nachteile haben. Die Entwurfskonzepte sind:

- zeitbegrenzter Entwurf bewirkt ausgedehntes Spektrum
- frequenzbegrenzter Entwurf bewirkt ausgedehntes Zeitsignal

Anhand der Auflistung ist ersichtlich das der frequenzbegrenzte Entwurf gewählt wird, da nur eine bestimmte vorgegebene Bandbreite um die Sendefrequenz f_{TS} herum genutzt werden darf. Die spektrale Formung wird idealerweise durch einen *idealen Tiefpass* $G_{\text{R}}(f)$ beschrieben, was jedoch sehr schlecht geformte zeitliche Impulse liefert und praktisch nicht realisierbar ist. Um diese ungünstige Eigenschaft praktisch zu lösen wird ein symmetrischer Glättungskern herangezogen, der über den idealen Tiefpass im Spektrum gefaltet wird. Dieser Glättungskern kann durch verschiedene Funktionen beschrieben werden und für die spektrale Formung wird ein *gauss'scher Glättungskern* $G_{\text{G}}(f)$ verwendet, da für eine *Root-Raised-Cosine* Impulsformung ([21]) abhängig vom *Roll-Off-Faktor* viele *FIR-Filter-Koeffizienten* ([20]) benötigt werden und dies wiederum mehr Rechenleistung erfordert. Die spektralen Funktionen werden beschreiben durch ([2]):

$$\begin{aligned} G_{\text{R}}(f) &= T_{\text{S,Bit}} \text{rect}(T_{\text{S,Bit}}f) \\ G_{\text{G}}(f) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{f}{\sigma_f}\right)^2\right) \\ H(f) &= G_{\text{R}}(f) * G_{\text{G}}(f) \end{aligned}$$

Des Weiteren gilt für die Einhaltung der *Nyquist-Kriterien* die folgende Bedingung an das Spektrum von $H(f)$ ([21]):

$$H_{\text{Nyq}}(f) = f_{\text{S,Bit}} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} H(f - kf_{\text{S,Bit}}) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f_{\text{S,Bit}} H(f - kf_{\text{S,Bit}})$$

$$H_{\text{Nyq}}(F) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} H(F - k) = 1$$

Mit der Berechnung der Faltung (illustriert in Abb.6) kann die endgültige Impulsformung mathematisch beschrieben werden und dadurch ist es möglich den unbestimmten Parameter σ_f festzulegen.

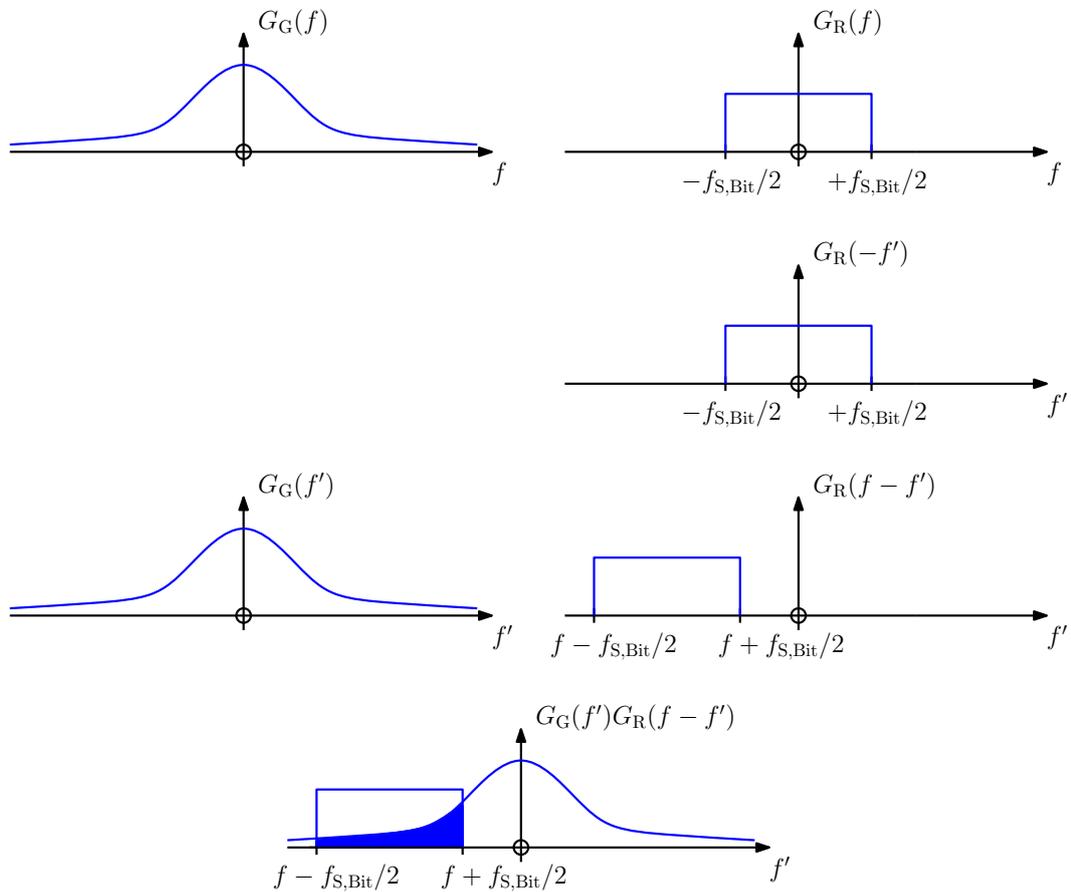


Abbildung 6: Darstellung der Faltung

$$\begin{aligned}
H(f) &= G_R(f) * G_G(f) \\
&= \int_{-\infty}^{+\infty} G_G(f') G_R(f - f') df' \\
&= \int_{-\infty}^{f + \frac{f_{S, \text{Bit}}}{2}} G_G(f') df' - \int_{-\infty}^{f - \frac{f_{S, \text{Bit}}}{2}} G_G(f') df' \\
&= \frac{T_{S, \text{Bit}}}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} \int_{-\infty}^{f + \frac{f_{S, \text{Bit}}}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{f'}{\sigma_f}\right)^2\right) df' - \dots \\
&\dots - \frac{T_{S, \text{Bit}}}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} \int_{-\infty}^{f - \frac{f_{S, \text{Bit}}}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{f'}{\sigma_f}\right)^2\right) df'
\end{aligned}$$

Mit folgender Substitution und Transformation der Intervallgrenzen gilt:

$$\begin{aligned}
z = z(f') = \frac{f'}{\sigma_f} &\implies \frac{dz(f')}{df'} = \frac{1}{\sigma_f} \\
&df' = \sigma_f dz
\end{aligned}$$

$$z_u = z(f'_u) = \frac{f'_u}{\sigma_f} \qquad z_o = z(f'_o) = \frac{f'_o}{\sigma_f}$$

und somit ergibt sich:

$$\begin{aligned}
H(f) &= \frac{T_{S, \text{Bit}}}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\left(f + \frac{f_{S, \text{Bit}}}{2}\right) \frac{1}{\sigma_f}} \exp\left(-\frac{1}{2}z^2\right) dz - \dots \\
&\dots - \frac{T_{S, \text{Bit}}}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\left(f - \frac{f_{S, \text{Bit}}}{2}\right) \frac{1}{\sigma_f}} \exp\left(-\frac{1}{2}z^2\right) dz
\end{aligned}$$

Jedes Integral beschreibt die *Verteilungsfunktion* der *Standard-Normalverteilung* ([23]), die analytisch nicht lösbar sind aber mit einer numerische Beschreibung:

$$\begin{aligned}
H(f) &= T_{S, \text{Bit}} \left(\Phi\left(\left(f + \frac{f_{S, \text{Bit}}}{2}\right) \frac{1}{\sigma_f}\right) - \Phi\left(\left(f - \frac{f_{S, \text{Bit}}}{2}\right) \frac{1}{\sigma_f}\right) \right) \\
&= \frac{T_{S, \text{Bit}}}{2} \left(\operatorname{erf}\left(\left(f + \frac{f_{S, \text{Bit}}}{2}\right) \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_f}\right) - \operatorname{erf}\left(\left(f - \frac{f_{S, \text{Bit}}}{2}\right) \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_f}\right) \right)
\end{aligned}$$

angenähert werden. Der unbestimmte Parameter ist σ_f und dessen Auswirkungen auf $h(t)$ im Zeitbereich sind von Interesse. Daher wird eine Rücktransformation über die folgenden *Fourier-Transformationen* ([2]) gemacht:

$$\begin{aligned} G_R(f) &= T_{S,\text{Bit}} \operatorname{rect}(T_{S,\text{Bit}} f) & \bullet \text{---} \circ & g_R(t) = \operatorname{sinc}\left(\frac{t}{T_{S,\text{Bit}}}\right) \\ G_G(f) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{f}{\sigma_f}\right)^2\right) & \bullet \text{---} \circ & g_G(t) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(2\pi\sigma_f t\right)^2\right) \\ & & \bullet \text{---} \circ & g_G(t) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma_t}\right)^2\right) \end{aligned}$$

Durch den *Faltungssatz* der Fourier-Transformation im Frequenzbereich ([2]) lässt sich dann die *Impuls-Antwort* bestimmen über:

$$\begin{aligned} H(f) &= G_R(f) * G_G(f) & \bullet \text{---} \circ & h(t) = g_R(t) \cdot g_G(t) \\ & & & h(t) = \operatorname{sinc}\left(\frac{t}{T_{S,\text{Bit}}}\right) \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma_t}\right)^2\right) \end{aligned}$$

Mit dem definierten Wert $h(t = \pm 0.5 T_{S,\text{Bit}}) = 0.5$ durch das *2.Nyquist-Kriterium* ist es möglich den Parameter σ_t und daraus σ_f zu bestimmen:

$$\begin{aligned} h\left(t = \frac{T_{S,\text{Bit}}}{2}\right) &= \frac{1}{2} = \operatorname{sinc}\left(\frac{1}{2}\right) \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{T_{S,\text{Bit}}}{2\sigma_t}\right)^2\right) \\ &= \frac{2}{\pi} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{T_{S,\text{Bit}}}{2\sigma_t}\right)^2\right) \\ \frac{T_{S,\text{Bit}}}{2\sigma_t} &= \sqrt{2 \ln\left(\frac{4}{\pi}\right)} \\ \sigma_t &= T_{S,\text{Bit}} \frac{1}{\sqrt{8 \ln\left(\frac{4}{\pi}\right)}} \iff \sigma_f = f_{S,\text{Bit}} \sqrt{\frac{2}{\pi^2} \ln\left(\frac{4}{\pi}\right)} \end{aligned}$$

Dieser Wert erlaubt es eine kontinuierliche, normierte Funktion im Zeit- und Frequenzbereich zu definieren (siehe Abb.7), die die geforderten *Nyquist-Kriterien* erfüllt.

$$h(T) = \text{sinc}(T) \exp\left(-4 \ln\left(\frac{4}{\pi}\right) T^2\right)$$

$$H(F) = \frac{1}{2} \left(\text{erf}\left(\frac{1}{\sqrt{\frac{4}{\pi^2} \ln\left(\frac{4}{\pi}\right)}} \cdot \left(F + \frac{1}{2}\right)\right) - \text{erf}\left(\frac{1}{\sqrt{\frac{4}{\pi^2} \ln\left(\frac{4}{\pi}\right)}} \cdot \left(F - \frac{1}{2}\right)\right) \right)$$

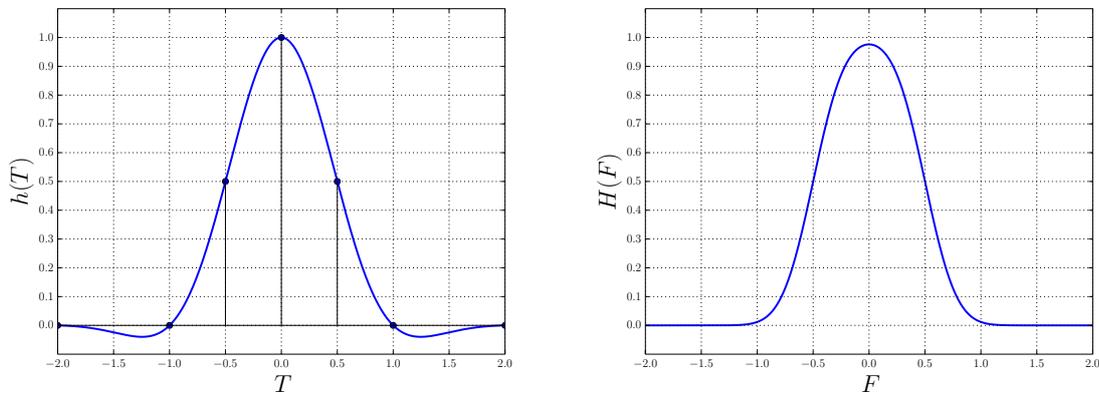


Abbildung 7: Impuls-Antwort im Zeit- und Frequenzbereich

Die periodische Aufsummierung des Spektrums (siehe Abb.7 rechts) verifiziert die Einhaltung des spektralen *Nyquist-Kriteriums* und ist in Abb.8 dargestellt.

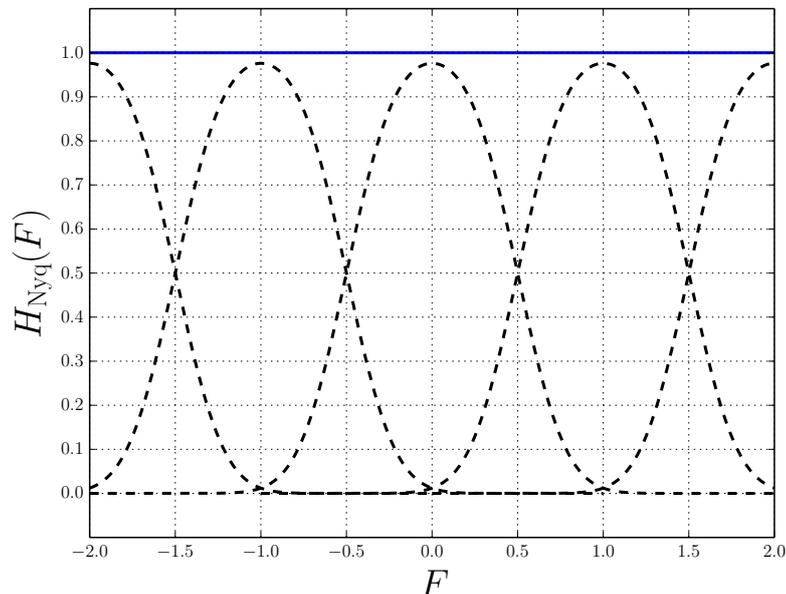


Abbildung 8: Einhaltung des spektralen Nyquist-Kriteriums

Um das gesamte Design der Impulsformung zu beurteilen wird ein *Augendiagramm* ([21]) als Darstellung genutzt. Ein solches Diagramm ist in Abb.9 dargestellt.

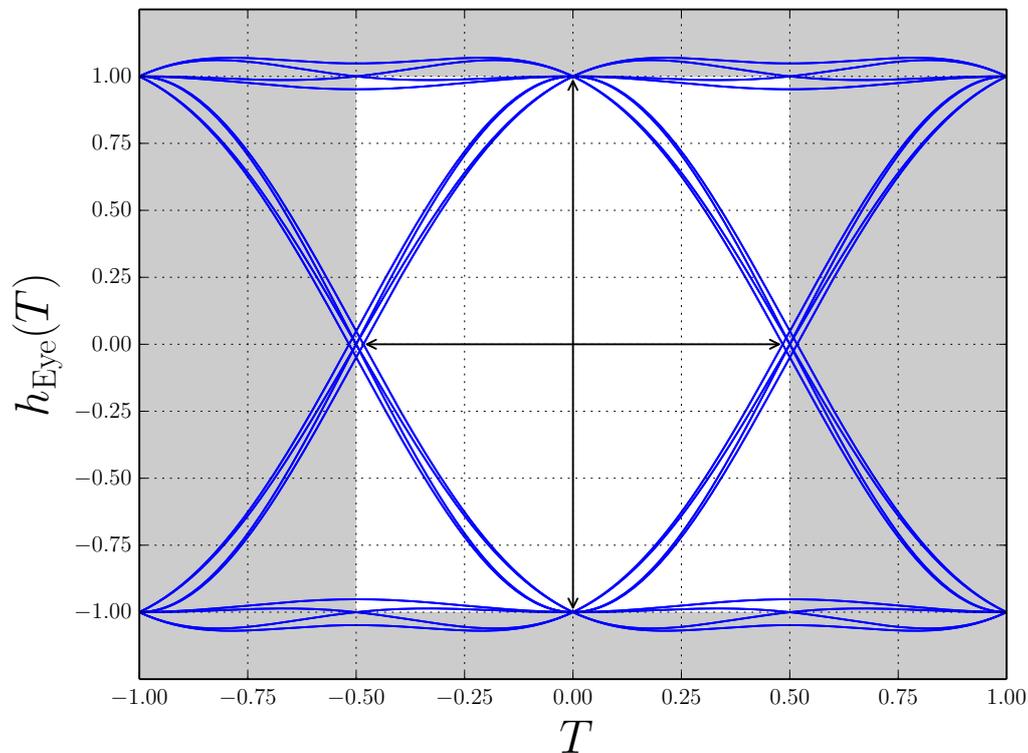


Abbildung 9: Augendiagramm der Impulsformung

Es ist zu erkennen, dass die *vertikale Augenöffnung* vollständig geöffnet ist. Da die Impulsform mit einem *gauss'schen* Glättungskern gemacht wird, sind minimale Störungen von *Nachbarsymbolen* gegeben, jedoch sind diese vernachlässigbar klein. Somit ist das *1.Nyquistkriterium* als quasi-erfüllt anzusehen. Anhand der *horizontalen Augenöffnung* ist die Einhaltung des *2.Nyquistkriterium* nachzuvollziehen und dieses ist offenbar nicht erfüllt. Dies liegt an den fehlenden Nulldurchgängen zwischen den Abtastwerten eines Bits. Selbst beim *Raised-Cosine-Filter* ist dieses Kriterium nur für den *Roll-Off-Faktor* 1 erfüllt, was wiederum eine nicht effiziente Bandbreite des Spektrums hervorbringt. Die Impulsformung kann für eine praktische Realisierung als *sehr gut* eingestuft werden.

3.3. Wurzel-Gauss-Filter

Dieser Abschnitt behandelt den Entwurf der *Matched-FIR-Filterkoeffizienten*, die sende- und empfangsseitig eingesetzt werden um den optimalen *SNR* zu gewährleisten. Die Bedingungen für *reelle Spektren* ([21]) des kontinuierlichen Designs lauten:

$$\begin{aligned} H(f) &= H_{\text{TX}}(f)H_{\text{RX}}(f) = \sqrt{H^2(f)} = \sqrt{H(f)}\sqrt{H(f)} \\ H_{\text{TX}}(f) &= H_{\text{RX}}(f) = \sqrt{H(f)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_{\text{M}}(f) &= \sqrt{H(f)} \\ &= \sqrt{G_{\text{R}}(f) * G_{\text{G}}(f)} \quad \bullet \text{---} \circ \quad h_{\text{M}}(t) \end{aligned}$$

Eine analytische Lösung dieses Problems im Frequenzbereich existiert nicht, da das Spektrum $H(f)$ als numerische Lösung angegeben ist. Die Betrachtung der Größen im Zeitbereich zeigt einen unzugänglichen Lösungsweg:

$$H(f) = H_{\text{M}}(f)H_{\text{M}}(f) \quad \bullet \text{---} \circ \quad h(t) = h_{\text{M}}(t) * h_{\text{M}}(t)$$

da die Faltung keine direkt invertierbare Rechenoperation ist. Jedoch interessieren die Filterkoeffizienten im *zeit-diskreten* Bereich und daher ist der Ansatz durch die *inverse zeitdiskrete Fouriertransformation* (IDTFT) ([20]) gegeben. Über die Betrachtung des Grenzfalls erhält man den Übergang zur numerischen Behandlung :

$$\begin{aligned} h_{\text{M}}[n] &= T_{\text{S}} \int_{-\frac{f_{\text{S}}}{2}}^{+\frac{f_{\text{S}}}{2}} H_{\text{M}}(f) e^{2\pi j \cdot nT_{\text{S}} \cdot f} df \\ &\approx T_{\text{S}} \sum_{k=-\frac{K_{\text{S}}}{2}}^{+\frac{K_{\text{S}}}{2}-1} H_{\text{M}}[k\Delta f] e^{2\pi j \cdot nT_{\text{S}} \cdot k\Delta f} \Delta f \\ &= \frac{1}{K_{\text{S}}} \sum_{k=-\frac{K_{\text{S}}}{2}}^{+\frac{K_{\text{S}}}{2}-1} H_{\text{M}}[k] \exp\left(2\pi j \cdot \frac{nk}{K_{\text{S}}}\right) \\ &= \text{IDFT}\{H_{\text{M}}[k]\} \end{aligned}$$

Anhand der Impuls-Antwort $h(T)$ (Abb.7 links) ist die schnelle Unterdrückung der zeitlichen Nebenkeulen zu erkennen. Diese Eigenschaft ist vorteilhaft für die Verrechnung des diskreten Basisbandsignals mit den *Matched-FIR-Filterkoeffizienten* von $h_{\text{M}}[n]$.

Es wird das folgende Kriterium für die Anzahl der *FIR-Filterkoeffizienten* in Abhängigkeit der Abtastwerte pro Bit definiert:

$$N_{\text{FIR}} = 4L_{\text{Bit}} + 1$$

Die Berechnung der FIR-Filterkoeffizienten legt die *inverse DFT* ([20]) zu Grunde, die am effizientesten mit dem Algorithmus der *inversen Fast-Fourier-Transform* (IFFT) ([20]) berechnet wird. Für den *Radix-2* Exponenten gilt:

$$\begin{aligned} K_S &= 2^{R_S} & K_S &\geq N_{\text{FIR}} \\ R_S &\geq \text{lb}(N_{\text{FIR}}) \\ R_S &= \lceil \text{lb}(N_{\text{FIR}}) \rceil \end{aligned}$$

Die kausal-diskreten FIR-Filterkoeffizienten für verschiedene ganzzahlige Abtastwerte eines Bits sind in Abb.10 dargestellt.

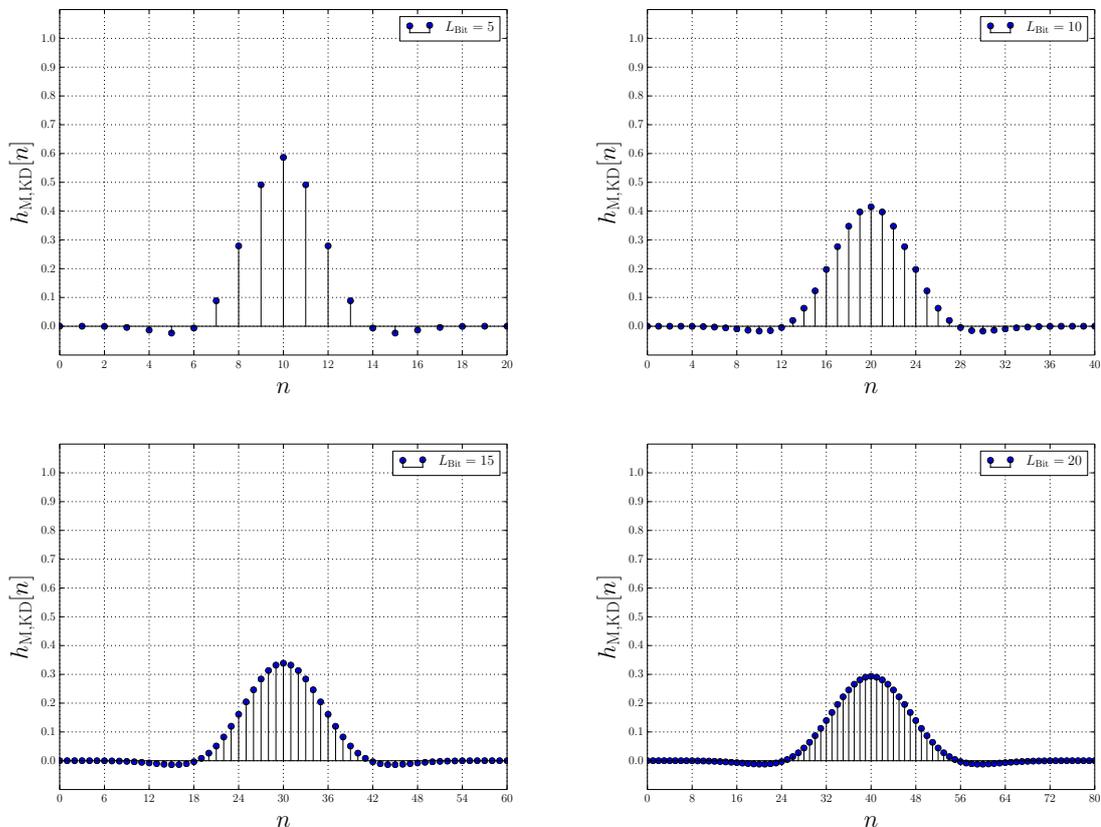


Abbildung 10: Matched-FIR-Filter Impuls-Antwort

3.4. USRP-N200 als Sender

Das Grundprinzip ist dem USRP-N200 *Basisbandsignale* mit niedrigen Abtastfrequenzen f_s via *Gigabit-Ethernet* zu senden, die dieser dann mit *Interpolation* ([20]) im *FPGA* auf eine höhere Abtastrate von 100 MHz konvertiert. Die *Interpolation* erfolgt mit der Verschaltung verschiedener Filter:

$$\begin{aligned} H_{\text{LHB}}(f) & \dots \text{gro\u00dfes Halbband FIR-Filter} \\ H_{\text{SHB}}(f) & \dots \text{kleines Halbband FIR-Filter} \\ H_{\text{CIC}}(f) & \dots \text{Cascaded-Integrator-Comb FIR-Filter} \end{aligned}$$

Die Verschaltung der Filter ist abh\u00e4ngig von der Wahl der Abtastfrequenz f_s auf dem PC und kann wie folgt beschrieben werden:

$$\begin{aligned} 2 \nmid L_{\text{DUC}} & \Leftrightarrow L_{\text{DUC}} = L_{\text{CIC}} \Rightarrow H_{\text{DUC}}(f) = H_{\text{CIC}}(f) \\ 2 \mid L_{\text{DUC}} & \Leftrightarrow L_{\text{DUC}} = 2L_{\text{CIC}} \Rightarrow H_{\text{DUC}}(f) = H_{\text{CIC}}(f) H_{\text{SHB}}(f) \\ 4 \mid L_{\text{DUC}} & \Leftrightarrow L_{\text{DUC}} = 4L_{\text{CIC}} \Rightarrow H_{\text{DUC}}(f) = H_{\text{CIC}}(f) H_{\text{SHB}}(f) H_{\text{LHB}}(f) \end{aligned}$$

wobei die Zusammenschaltung aller drei FIR-Filter auf das sauberste interpolierte Signal f\u00fchrt und somit wird festgelegt:

$$f_{\text{FPGA}} = 100 \text{ MHz} = 4L_{\text{CIC}} \cdot f_s = L_{\text{DUC}} \cdot f_s$$

Beim CIC-FIR-Filter handelt es sich um ein digital verst\u00e4rkendes Filter 4.Ordnung. Dieser Faktor muss wieder heraus gerechnet werden, da sonst eine \u00dcbersteuerung des *Digital-Analog-Converters* (DAC) ([20]) geschieht. Des Weiteren ist die Bitverst\u00e4rkung von der Implementierung auf dem FPGA abh\u00e4ngig.

$$\begin{aligned} V_{\text{CIC}} = L_{\text{CIC}}^4 & \quad \#Bits_{\text{Out}} = 4 \cdot \lceil \log_2 L_{\text{CIC}} \rceil + \#Bits_{\text{In}} \\ & \quad \#\Delta Bits = 4 \cdot \lceil \log_2 L_{\text{CIC}} \rceil \\ \#\Delta Bits_{\text{Max}} & = 4 \cdot \underbrace{\lceil \log_2 L_{\text{CIC,Max}} \rceil}_{=7} \end{aligned}$$

$$L_{\text{CIC,Max}} = 2^7 \Rightarrow L_{\text{CIC}} \in [2, 2^7] \subset \mathbb{N}$$

Im Anschluss erfolgt die multiplikative Verrechnung eines digitalen hochfrequenten Trägersignals mit dem interpolierten Basisband-Signals durch einen iterativen *Coordinate Rotation Digital Computer* (CORDIC) Algorithmus ([34]). Der CORDIC wird mit einem sogenannten *Numerical Controlled Oscillator* (NCO) betrieben, der als Phasen-Akkumulator arbeitet. Die Bandbreite der möglichen Trägerfrequenzen, die durch den *FPGA* berechnet werden liegt bei $f_{\text{DUC}} \in [0, 50]$ MHz und die *Frequenz-Auflösung* ist gegeben durch:

$$\Delta f_{\text{DUC}} = 100 \text{ MHz} \cdot 2^{-32}$$

Nach erfolgter Berechnung wird das Signal an einen *TX-DAC* weitergegeben. Dieser realisiert eine *Interpolation* mit Faktor $L_{\text{DAC}} = 4$ durch zwei Halbband FIR-Filter ([20]) und eine weitere digitale Mischstufe auf Basis eines CORDIC. Dieser CORDIC erzeugt Trägerfrequenzen innerhalb der Bandbreite von $f_{\text{DAC}} \in [0, 200]$ MHz. Die gesamte Trägerfrequenz des Sendesignals ergibt sich zu:

$$f_{\text{TS}} = f_{\text{DUC}} + f_{\text{DAC}} \quad f_{\text{TS}} \in [0, 250] \text{ MHz}$$

Das *digitale Sendesignal* wird zuletzt dem eigentlichen DAC übergeben, der das *analoge Sendesignal* erzeugt. Die Signalverarbeitung auf dem *FPGA* ist in Abb.11 gezeigt. Ein weiterer Bestandteil der USRP's sind die *Daughterboards*, die das analoge Sendesignal am *SMA*-Output ausgeben. Das IAP besitzt Lizenzen mit vorgegebenen Bandbreiten für die folgenden Trägersignal-Frequenzen:

- $f_{\text{TS}} = 29.90$ MHz mit $\Delta f_{\text{PB}} = 0.2$ MHz
- $f_{\text{TS}} = 32.55$ MHz mit $\Delta f_{\text{PB}} = 2.0$ MHz
- $f_{\text{TS}} = 53.50$ MHz mit $\Delta f_{\text{PB}} = 2.0$ MHz

die deutlich unter der Grenze von $f_{\text{TS}} = 250$ MHz liegen und somit keine weitere analoge Frequenzverschiebung benötigen, weshalb es genügt die USRP-N200 mit den *Basic-TX-Daughterboards* auszustatten. Für die Beschreibung der diskreten Interpolation sei hier eine weitere Vereinbarung getroffen für die Konsistenz der Laufvariablen:

$$\begin{aligned} nT_{\text{S}} &= n L_{\text{DUC}} T_{\text{FPGA}} \\ &= n_{\text{F}} T_{\text{FPGA}} \\ &= n_{\text{F}} 4T_{\text{DAC}} \\ &= n_{\text{D}} T_{\text{DAC}} \end{aligned}$$

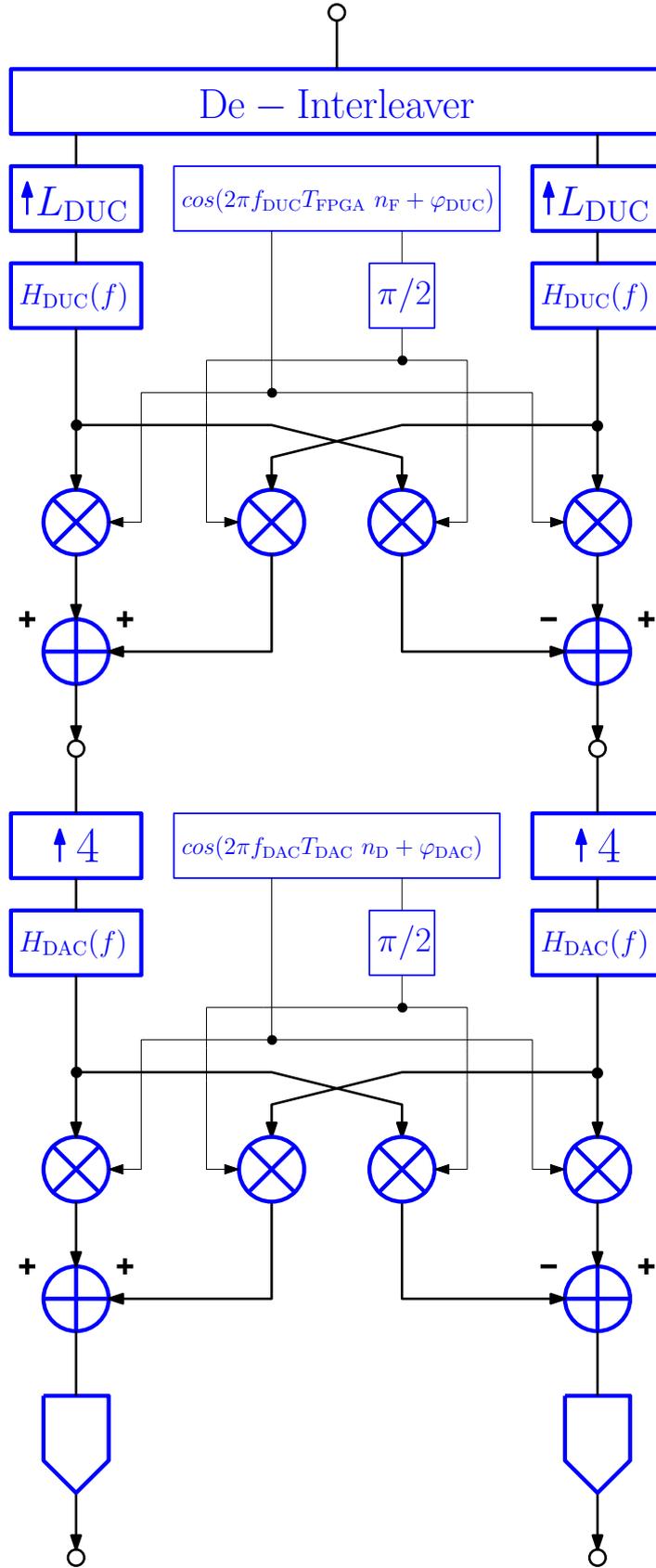


Abbildung 11: USRP-N200 Sendesignalpfad

3.5. Datenübertragung

Die Datenübertragung ist ein zentraler Punkt, da hier weitere Limitierungen für die Systemparameter auftauchen. Im allgemeinen sind die folgenden Konstellationen mit USRP-N200 für eine *Gigabit-Ethernet* ([26]) Schnittstelle möglich:

- 1 USRP-N200 (1 Kanal \vee 2 Kanäle)
- 2 USRP-N200 (3 Kanäle \vee 4 Kanäle) (MIMO ([21]))

Da in der Analyse *Interferometrie* oder *Coherent-Scatter Radar-Imaging* gemacht wird, ist es notwendig mehrere Empfangskanäle bereitzustellen. Die Nutzung der *MIMO*-Konfiguration hat sich in Langzeittests als *unzuverlässig* herausgestellt und somit wird als Standard die folgende Variante festgelegt:

- 1 USRP-N200 mit 2 Kanälen pro Ethernet-Schnittstelle

Ein weiterer Punkt ist die Übertragungsart der Abtastwerte über die Ethernet Schnittstelle. Die folgenden Möglichkeiten/Fakten sind gegeben:

- Werte von *Inphase-* (I) und *Quadraturkomponente* (Q) ([21]) werden seriell mit dem *User Datagram Protocol* (UDP) ([26]) übertragen
- Übertragung als *sc16* ($I \hat{=} 16 \text{ bit} \wedge Q \hat{=} 16 \text{ bit}$) oder *sc8* ($I \hat{=} 8 \text{ bit} \wedge Q \hat{=} 8 \text{ bit}$)

und durch die geforderte hohe Qualität der Abtastwerte wird die folgende Entscheidung für die Übertragungsparameter getroffen:

- Werte von $I \hat{=} 16 \text{ bit}$ und $Q \hat{=} 16 \text{ bit}$ werden seriell übertragen
- ein komplexer Abtastwert $\hat{=} 32 \text{ bit} = 4 \text{ B}$

Mit diesen Randbedingungen gelten die folgenden Zusammenhänge:

$$\begin{aligned}
 R &= 4 \text{ B} \cdot f_{\text{Eth}} = 4 \text{ B} \cdot f_{\text{S}} \cdot N_{\text{Kanal}} = 4 \text{ B} \cdot \frac{f_{\text{FPGA}}}{L_{\text{DUC}}} \cdot 2 = 4 \text{ B} \cdot \frac{25 \text{ MHz}}{L_{\text{CIC}}} \cdot 2 \\
 &= \frac{2}{L_{\text{CIC}}} \cdot 100 \text{ MBs}^{-1} = \frac{2}{L_{\text{CIC}}} \cdot R_{\text{UDP,Max}} \implies L_{\text{CIC,Min}} = 2
 \end{aligned}$$

3.6. Sendesignalerzeugung

Die USRP-N200 werden mit einem Computer über den sogenannten *USRP Hardware Driver* (UHD) konfiguriert. Die *Third-Party-Software* die im Computer mit einem *Linux-Betriebssystem* die *Echtzeit* Signalverarbeitung vornimmt ist *GNU-Radio*. Ziel ist es die vorhandenen Systemkomponenten in Symbiose mit *GNU-Radio* zu bringen. Für das Senden der Impulssequenzen ist es notwendig die Parameter der digitalen Signalverarbeitung zu spezifizieren.

Am Ende werden analog periodisch fortgesetzte *Binary-Phase-Shift-Keying* (BPSK) ([21]) modulierte Sequenzen ausgegeben. Um die gewünschten Signale zu erzeugen muss dem USRP-N200 ein, schon vom Computer verarbeitetes, Basisbandsignal übergeben werden. Die Grundsequenz setzt sich aus einem Abtastwert pro Bit zusammen und besitzt die folgenden Amplitudenwerte:

$$I_0^{(\text{TX})}[n_L] \in \{-1, 0, +1\}$$

$$Q_0^{(\text{TX})}[n_L] \in \{0\}$$

$$\underline{u}_0^{(\text{TX})}[n_L] = I_0^{(\text{TX})}[n_L] + j \cdot Q_0^{(\text{TX})}[n_L]$$

Bevor es zur Impulsformung durch das *FIR-Filter* $h_{\text{TX}}[n]$ kommt, muss die Abtastrate der Sequenz über *Upsampling* ([20]) erhöht werden. Eine Konstante C_{DAC} wird benötigt um die Amplitude des Ausgangssignals zu regulieren. Dadurch wird die Übersteuerung von peripherer Analog-Elektronik verhindert. Der digitale Signalverarbeitungspfad des Basisbandsignals ist in Abb.12 als Blockschaltbild dargestellt.

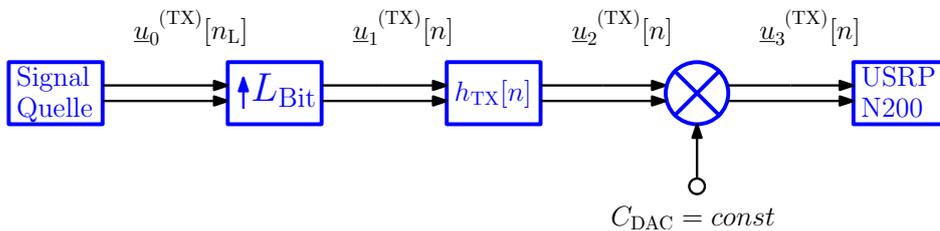


Abbildung 12: Basisband Impulsformung

Die *Bitsequenzen* die für das Sendesignal von Bedeutung sind, sind die der *Inphasekomponente* $I_0^{(\text{TX})}[n_L]$. Die *Quadraturkomponente* $Q_0^{(\text{TX})}[n_L]$ entfällt, wodurch eine reelle Beschreibung des Signals resultiert. In *GNU-Radio* gibt es einen *File-Source Block*, der sowohl reelle als auch komplexe *.bin*-Dateien *wiederholt* einliest. Dies bedeutet das die durch *Upsampling* entstehenden Grundsequenzen in eine *.bin*-Datei geschrieben werden.

Für den Betrieb als *CW Radar* ist eine Impulsformung mittels Matched-Filterung ([21]) durch $h_{M,KD}[n]$ überflüssig da nur eine konstante Bitsequenz benötigt wird. Für die Allgemeinhaltung des Systems kann man eine *Rechteck-FIR-Filterung* ([20]) mittels $h_{R,KD}[n]$ implementieren. Bei den Impuls-Verfahren ist eine Impulsformung aufgrund der Anforderungen an das Spektrum des Sendesignals nötig. Beim Betrieb als *PRBS Radar* ist ein ununterbrochener, pseudo-zufällig, quasi-gleichverteilter Wechsel zwischen den Zuständen -1 und $+1$ ([21]) vorhanden und diese Sequenzen wiederholen sich periodisch. Dort ist zu beachten das die Ausgangssequenz nach einmaliger Filterung der Eingangsequenz eine längere Folge ist. Wenn man diese Folge als eine sich wiederholende *.bin-Datei* einliest, werden die Einschwingeffekte am Anfang und am Ende der Einzelsequenz nicht mehr berücksichtigt. Dies hat zur Folge das die identischen Nachbarsequenzen durch die Einschwingvorgänge nicht mehr beeinflusst werden und somit eine Verfälschung des Signals die Folge ist. Anders ist dies bei der Nutzung des Filters in *Echtzeit*, da die Datenpunkte immer zu jedem Zeitpunkt in der Faltungsoperation gleichberechtigt behandelt werden. Die folgenden Beispiel-Konfigurationen sollen an dieser Stelle zeigen, was für Betriebszustände das Radar durch eine einfache Definition der Systemparameter einnehmen kann:

$I_0^{(TX)}[n_L] \in \{+1\}$	CW Radar	$h_{TX}[n] = h_{R,KD}[n]$
$I_0^{(TX)}[n_L] \in \{-1, +1\}$	PRBS Radar	$h_{TX}[n] = h_{M,KD}[n]$
$I_0^{(TX)}[n_L] \in \{0, +1\}$	Mono-Impuls Radar	$h_{TX}[n] = h_{M,KD}[n]$
$I_0^{(TX)}[n_L] \in \{-1, 0, +1\}$	Impulskompression Radar	$h_{TX}[n] = h_{M,KD}[n]$

Dadurch lässt sich ein allgemeines Blockschaltbild (Abb.13) definieren, das für verschiedene Konfigurationen Gültigkeit besitzt und nur durch Änderung weniger Parameter programmierbar ist.

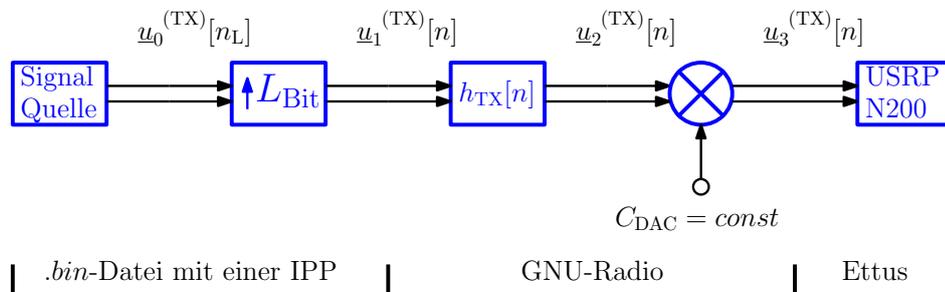


Abbildung 13: Basisband Impulsformung mit GNU-Radio

Um die Daten für *GNU-Radio* bereitzustellen ist es notwendig die Rahmenparameter des Blocks einzuhalten, damit eine korrekte Wiedergabe des gewünschten Signals gewährleistet wird. Die Bedingungen hierfür lauten:

- Datentyp von *complex64*
- *float32* → Realteil
- *float32* → Imaginärteil
- die Werte sind abwechselnd abzuspeichern
- *.bin*-Dateiformat

Die Berechnung der FIR-Filterung kann in *GNU-Radio* über mehrere Wege geschehen. Es soll hier der *FFT-Filter Block* Anwendung finden, wobei die Koeffizienten aus einer Datei eingelesen werden:

- *float32* → FIR-Filter Koeffizienten
- *.bin*-Dateiformat
- `numpy.fromfile("/Dateipfad/Datei.bin", dtype=numpy.float32).tolist()`

Es sind nur *reelle* Größen abgespeichert, die in *GNU-Radio* als *komplexer* Datenstrom *interpretiert* werden. Jede komplexe Operation in *GNU-Radio* muss als komplexe Operation aus mathematischer Sicht aufgefasst werden. Somit folgt für die Faltung dann beispielhaft:

$$\begin{aligned}
 \underline{u}_2^{(\text{TX})}[n] &= h_{\text{TX}}[n] * \underline{u}_1^{(\text{TX})}[n] \\
 &= h_{\text{TX}}^{(\text{TX})}[n] * \left(I_1^{(\text{TX})}[n] + j \cdot Q_1^{(\text{TX})}[n] \right) \\
 &= \left(h_{\text{TX}}[n] * I_1^{(\text{TX})}[n] \right) + j \cdot \left(h_{\text{TX}}[n] * Q_1^{(\text{TX})}[n] \right) \\
 &= I_2^{(\text{TX})}[n] + j \cdot Q_2^{(\text{TX})}[n]
 \end{aligned}$$

Durch die gegebene Signalstrecke aus Abb.12 lässt sich ein allgemeines Modell erstellen. Es handelt sich um ein zeitlich periodisches Signal, und das für eine Periode beschrieben ist. Es gilt:

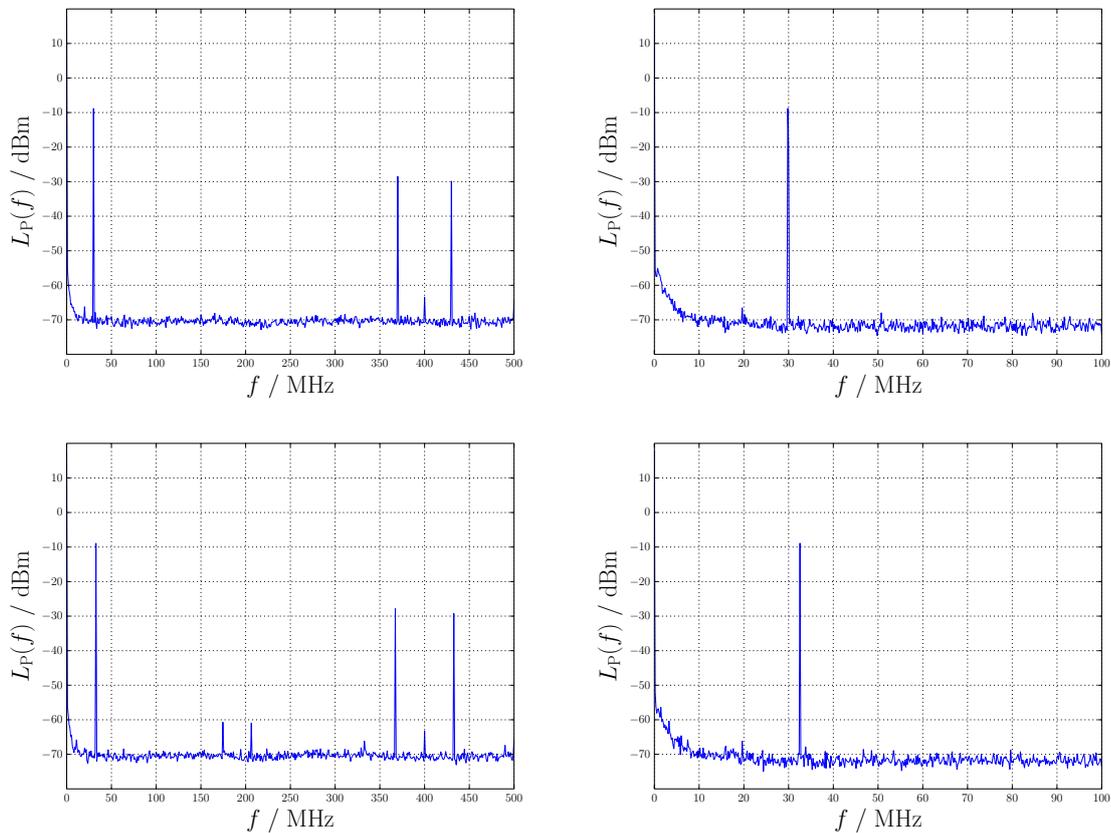
$$\begin{aligned}
 \underline{u}_3^{(\text{TX})}[n] &= C_{\text{DAC}} \cdot \underline{u}_2^{(\text{TX})}[n] \\
 &= C_{\text{DAC}} \cdot \underline{u}_1^{(\text{TX})}[n] * h_{\text{TX}}[n] \\
 &= C_{\text{DAC}} \cdot \left(\sum_{n_0=0}^{N_{\text{Code}}-1} \underline{u}_0^{(\text{TX})}[n_0] \cdot \delta[n - L_{\text{Bit}}n_0] \right) * h_{\text{TX}}[n] \\
 &= C_{\text{DAC}} \cdot \sum_{n_0=0}^{N_{\text{Code}}-1} \underline{u}_0^{(\text{TX})}[n_0] \cdot \delta[n - L_{\text{Bit}}n_0] * h_{\text{TX}}[n] \\
 &= C_{\text{DAC}} \cdot \sum_{n_0=0}^{N_{\text{Code}}-1} \underline{u}_0^{(\text{TX})}[n_0] \cdot h_{\text{TX}}[n - L_{\text{Bit}}n_0]
 \end{aligned}$$

Mit der periodischen Fortsetzung ([2]) des Signals $\underline{u}_3^{(\text{TX})}[n]$ ergibt sich das komplexe Basisbandsignal zu:

$$\begin{aligned} \underline{u}_{\text{BB}}^{(\text{TX})}[n] &= \sum_{p=0}^{P-1} \underline{u}_3^{(\text{TX})}[n - N_{\text{IPPP}}p] \\ &= C_{\text{DAC}} \cdot \sum_{n_0=0}^{N_{\text{Code}}-1} \underline{u}_0^{(\text{TX})}[n_0] \cdot \left(\sum_{p=0}^{P-1} h_{\text{TX}}[(n - N_{\text{IPPP}}p) - L_{\text{Bit}}n_0] \right) \end{aligned}$$

3.7. Entwurf und Simulation passiver Analog-Bandpass-Filter

Die Nutzung des USRP-N200 in Kombination mit dem *Basic-TX Daughterboard* bewirkt extreme Störungen im Sendesignal. Diese Störungen entstehen durch die digitalen Mischstufen und *Intermodulationen* ([30]), bedingt durch *nicht-linearitäten* im *TX-DAC*. Daher ist es notwendig das analog ausgegebene hochfrequente Sendesignal im gegebenen Frequenzbereich passiv zu filtern. Die Randbedingung an das Filter wird durch die maximal vorgegebene Bandbreite Δf_{PB} um die Sendefrequenz f_{TS} bestimmt, die das Sendesignal einhalten muss. Die linken Darstellungen in Abb.14 zeigen das Spektrum des ungefilterten analogen Sendesignals. Es ist zu erkennen, das erhebliche Störungen bei Frequenzen über 50 MHz auftreten. Die in Abb.14, rechts dargestellten Spektren sind genauere Darstellungen im Bereich der Sendefrequenzen.



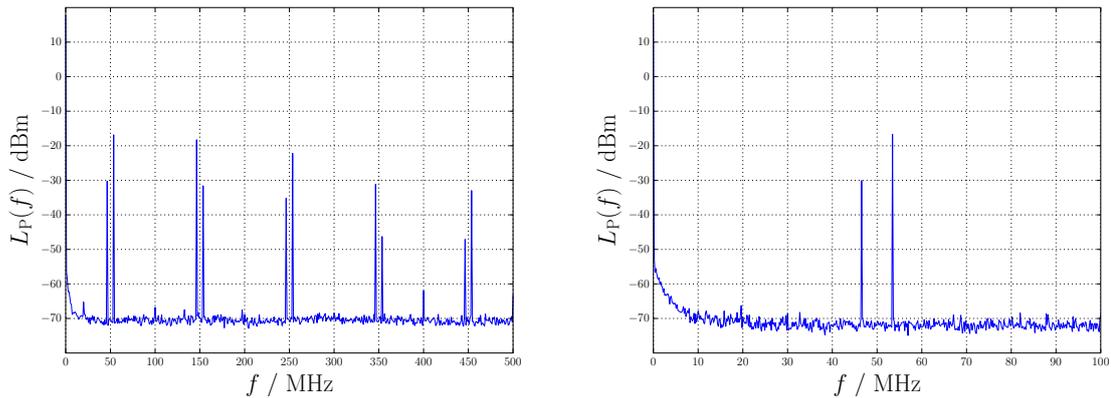


Abbildung 14: Betragsgang der Sendesignalspektren

Für das Toleranzschema seien die folgenden Vorgaben für die Intervallgrenzen des *Stopband*- und *Passband*-Bereiches ([25]) gewählt:

$$f_{\text{SB},1}(f_{\text{TS}}, \Delta f_{\text{SB}}) = f_{\text{TS}} - \frac{\Delta f_{\text{SB}}}{2} \quad f_{\text{PB},1}(f_{\text{TS}}, \Delta f_{\text{PB}}) = f_{\text{TS}} - \frac{\Delta f_{\text{PB}}}{2}$$

$$f_{\text{SB},2}(f_{\text{TS}}, \Delta f_{\text{SB}}) = f_{\text{TS}} + \frac{\Delta f_{\text{SB}}}{2} \quad f_{\text{PB},2}(f_{\text{TS}}, \Delta f_{\text{PB}}) = f_{\text{TS}} + \frac{\Delta f_{\text{PB}}}{2}$$

In Tab.2 sind für die gegebenen Sendefrequenzen die folgenden Toleranzgrenzen mit $\Delta f_{\text{SB}} = 3.25 \cdot \Delta f_{\text{PB}}$ angegeben.

$f_{\text{TS}} / \text{MHz}$	$\Delta f_{\text{PB}} / \text{MHz}$	$\Delta f_{\text{SB}} / \text{MHz}$
29.90	2.00	6.50
32.55	2.00	6.50
53.50	2.00	6.50

$f_{\text{SB},1} / \text{MHz}$	$f_{\text{PB},1} / \text{MHz}$	$f_{\text{PB},2} / \text{MHz}$	$f_{\text{SB},2} / \text{MHz}$
26.65	28.90	30.90	33.15
29.30	31.55	33.55	35.80
50.25	52.50	54.50	56.75

Tabelle 2: Eckfrequenzen des Toleranzschemas

Damit werden die Grenzen für die Passband-Dämpfung a_{PB} und der Stopband-Dämpfung a_{SB} festgelegt zu:

$$a_{\text{PB}} = 0.2 \text{ dB}$$

$$a_{\text{SB}} = 60.0 \text{ dB}$$

Es stellt sich die Frage, was für ein Filtertyp ([25]) gewählt werden soll, der auch praktisch realisierbar ist. Es seien folgende Filtertypen genannt:

- Filter mit kritischer Dämpfung
- Bessel-Filter
- Butterworth-Filter
- *Chebyshev-Filter Typ I*
- Chebyshev-Filter Typ II (Invers-Chebyshev-Filter)
- Elliptisches Filter (Cauer-Filter)

Aufgrund der praktischen, einfachen Umsetzung sei hier das *Chebyshev-Filter Typ I* ([25]) gewählt, das die folgenden Eigenschaften besitzt:

- Welligkeit im Passband (0.2 dB)
- relativ hohe Flankensteilheit
- relativ einfache Dimensionierung
- relativ einfache Realisierung
- keine Realisierung von Nullstellen

Bei allen Filterentwicklungen ist der Ausgangspunkt die mathematische Beschreibung und Dimensionierung einer *Tiefpass*-Funktion, die durch eine spätere *Tiefpass-Bandpass*-Transformation ([25]) in einen Frequenzbereich um die jeweilige Sendefrequenz verschoben wird. Diese *Tiefpass*-Funktion in normierter Darstellung lautet:

$$\begin{aligned} |H_{\text{TP,N}}(F_{\text{PB}})| &= \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon_{\text{PB}}^2 T_{\text{N}}^2 \left(\frac{2f}{\Delta f_{\text{PB}}} \right)}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon_{\text{PB}}^2 T_{\text{N}}^2 (F_{\text{PB}})}} \end{aligned}$$

Dabei werden *Chebyshev-Polynome* ([2]) für die Beschreibung der *Tiefpass*-Funktion benutzt, die über die folgende iterative Zuordnungsvorschrift gebildet werden:

$$\begin{aligned} T_0(F_{\text{PB}}) &= 1 \\ T_1(F_{\text{PB}}) &= F_{\text{PB}} \\ T_{\text{N}}(F_{\text{PB}}) &= 2 \cdot F_{\text{PB}} \cdot T_{\text{N}-1}(F_{\text{PB}}) - T_{\text{N}-2}(F_{\text{PB}}) \end{aligned}$$

Mit der *Chebyshev*-Approximation wird über die Definition der *Welligkeits*-Parameter:

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\text{PB}} &= \sqrt{10^{0.1 \cdot a_{\text{PB}}} - 1} \\ &= 0.2170911\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\text{SB}} &= \sqrt{10^{0.1 \cdot a_{\text{SB}}} - 1} \\ &= 999.9995000\end{aligned}$$

die *minimale* Filterordnung der zu realisierenden Tiefpassfunktion mit der folgenden Gleichung ermittelt.

$$\begin{aligned}N &= \left\lceil \frac{\operatorname{arcosh}\left(\frac{\varepsilon_{\text{SB}}}{\varepsilon_{\text{PB}}}\right)}{\operatorname{arcosh}\left(\frac{\Delta f_{\text{SB}}}{\Delta f_{\text{PB}}}\right)} \right\rceil \\ &= 5\end{aligned}$$

Die normierte *Tiefpass*-Funktion ist in Abb.15 dargestellt. Die linke Grafik veranschaulicht den Betragsgang im Frequenzbereich und es sind die vorgegebenen Parameter eingehalten. Die rechte Darstellung zeigt einen Ausschnitt der Welligkeit im Passband-Bereich und auch hier ist die Vorgabe eingehalten.

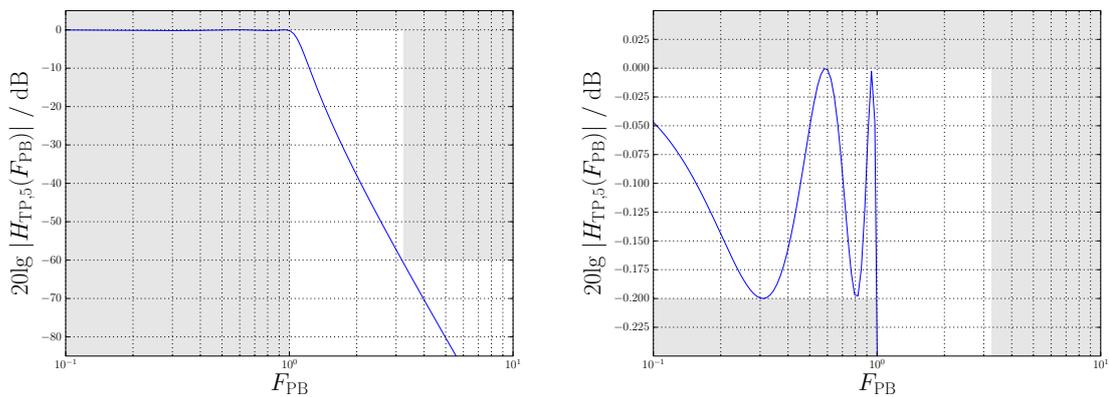


Abbildung 15: Betragsgang des normierten Chebyshev-Tiefpass Typ-I 5.Ordnung

Die *Netzwerk-Topologie* für Chebyshev-Filter ([25]) dieser Ordnung besitzt eine allgemeingültige Struktur, die in Abb.16 dargestellt ist.

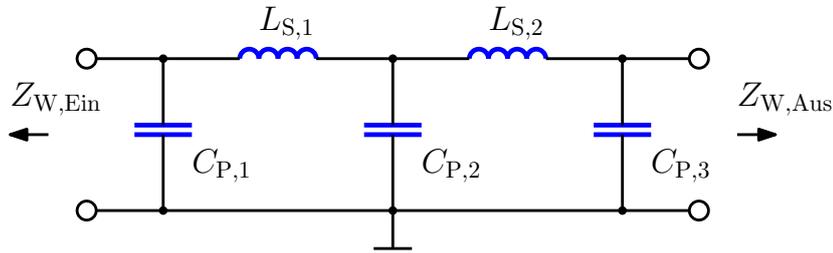


Abbildung 16: Cauer-Topologie des Chebyshev-Tiefpass Typ-I 5.Ordnung

Mit einer *Tiefpass-Bandpass-Transformation* lässt sich die *Cauer-Topologie* mit *Serien-* und *Parallel-Schwingkreisen* erweitern, die eine *Netzwerk-Topologie* für einen Bandpass realisieren. Diese ist in Abb.17 illustriert.

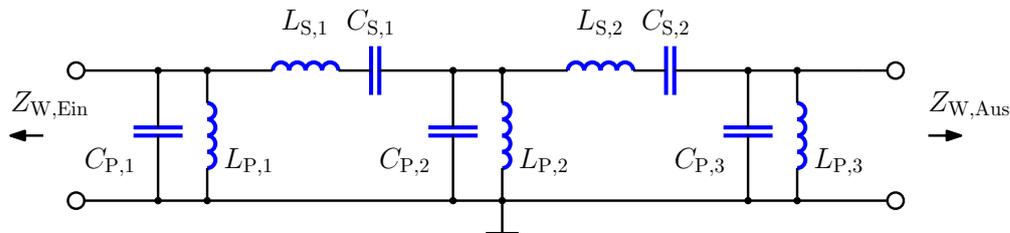


Abbildung 17: Cauer-Topologie des Chebyshev-Bandpass Typ-I 5.Ordnung

Für die idealen passiven Filter-Bauteile sind die folgenden Bauteilwerte für die jeweiligen Sendefrequenzen in Tab.3 gelistet.

f_{TS} / MHz	i	$L_{S,i}$ / μH	$L_{P,i}$ / nH	$C_{S,i}$ / pF	$C_{P,i}$ / nF
29.90	1	5.319 75	13.291 30	5.326 06	2.131 72
–	2	5.319 75	8.219 01	5.326 06	3.447 30
–	3	–	13.291 30	–	2.131 72
32.55	1	5.319 75	11.215 20	4.494 14	2.131 72
–	2	5.319 75	6.935 21	4.494 14	3.447 30
–	3	–	11.215 20	–	2.131 72
53.50	1	5.319 75	4.151 47	1.663 57	2.131 72
–	2	5.319 75	2.567 17	1.663 57	3.447 30
–	3	–	4.151 47	–	2.131 72

Tabelle 3: Ideale passive Filter-Bauteile

Mit dem Simulationsprogramm *LTSpice* für elektronische Schaltungen kann das Verhalten der Schaltung bezüglich der Größen ([25]):

- Betragsgang
- Phasengang
- Gruppenlaufzeit

genau analysiert und die Qualität des Filters eingeschätzt werden. Die Gruppenlaufzeit ist über die folgende Formel definiert:

$$\tau_{\text{BPF}}(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_{\text{BPF}}(f)}{df}$$

Die charakteristischen Verläufe der Filterentwürfe für die jeweiligen Sendefrequenzen sind in Abb.18, Abb.19 und Abb.20 dargestellt.

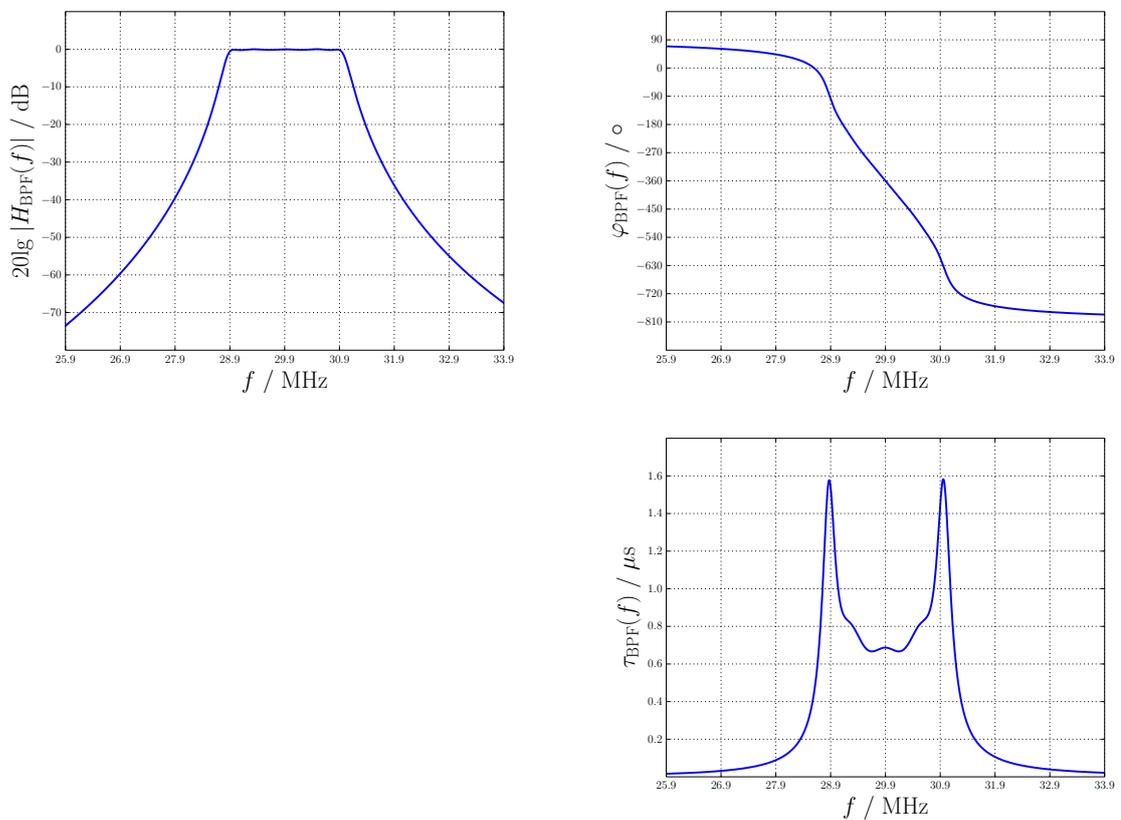


Abbildung 18: Filterentwurf für 29.90 MHz

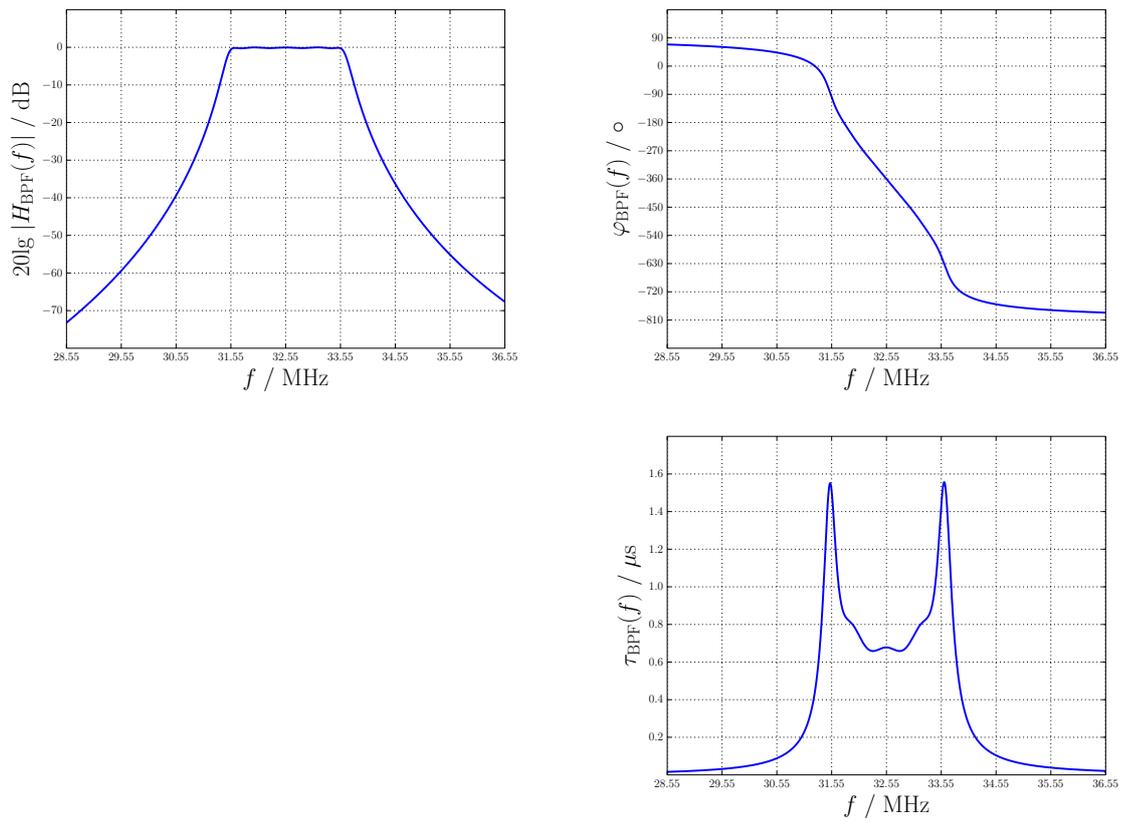


Abbildung 19: Filterentwurf für 32.55 MHz

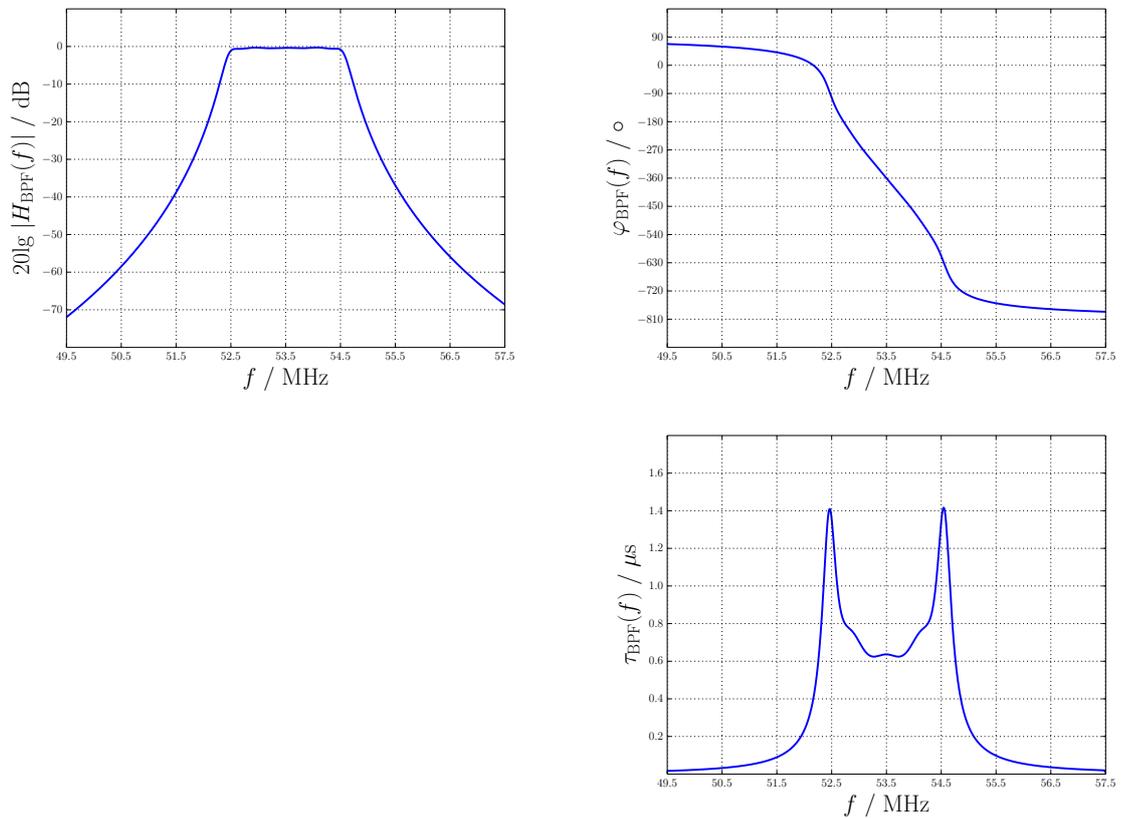


Abbildung 20: Filterentwurf für 53.50 MHz

3.8. Ausgabe definierter Signalamplituden

Bei einer konstanten Ausgabe des gefilterten Sendesignals muss eine absolute Amplitude für das Basisbandsignal erzeugt werden und eine Kennlinie des DAC's ausgemessen werden. Damit wird der Bezug der digitalen Amplituden zum Signalpegel des analogen Ausgangssignals hergestellt. Die Signalamplitude im digitalen, komplexen Sendepfad wird auf ein maximales Intervall von $[-1, +1]$ für die *Inphase-* und *Quadraturkomponente* normiert, damit der spätere Einfluss von Formfaktoren besser zu erkennen ist. Bei Verwendung des *Rechteck-FIR-Filters* ist die Normierung automatisch gegeben, sodass nur der Einfluss des *Wurzel-Gauss-FIR-Filters* auf das Sendesignal berücksichtigt werden muss. Da die Sendesequenzen unterschiedlich sein können wird vor der Ausgabe des Sendesignals eine Testsequenz erzeugt, die über 3 IPP's lang ist. Dadurch werden alle additiven Überlagerungen mit einkalkuliert. Für die Testsequenz gilt:

$$\underline{u}_{\text{Test}}^{(\text{TX})}[n] = \sum_{p=0}^2 \underline{u}_3^{(\text{TX})}[n - N_{\text{IPP}}p]$$

Anhand dieser komplexen Testfolge lässt sich ein erster allgemeiner Formfaktor definieren:

$$C_{\text{DAC},1} = \frac{1}{\max_{N_{\text{IPP}} \leq n \leq 2N_{\text{IPP}}-1} \left\{ \left| I_{\text{Test}}^{(\text{TX})}[n] \right|, \left| Q_{\text{Test}}^{(\text{TX})}[n] \right| \right\}}$$

Dieser Formfaktor gilt bei beliebigen Modulationsarten im digitalen Sendepfad. Im Rahmen dieser Arbeit wird Bezug auf die *BPSK*-Modulation genommen, wodurch die Beschreibung des Signals auf den Realteil reduziert werden kann und es gilt:

$$C_{\text{DAC},1} = \frac{1}{\max_{N_{\text{IPP}} \leq n \leq 2N_{\text{IPP}}-1} \left\{ \left| I_{\text{Test}}^{(\text{TX})}[n] \right| \right\}}$$

Da ein *linearer* Verlauf der DAC-Kennlinie an dieser Stelle vorausgesetzt wird, soll als Referenzsignal ein *CW*-Signal ausgegeben werden. Mit diesem Signal wird die Kennlinie ausgemessen. Der Messaufbau ist in Abb.21 dargestellt.

Als Rahmenbedingungen für die Ausführung der Messung seien hier die folgenden Angaben getroffen:

- es werden die maximalen Amplituden in Schritten von $\Delta U_D = 0.1$ gemessen
- für jede Sendefrequenz wird das Spektrum gemessen
- das Digital-Analog Amplitudenverhältnis wird gemessen

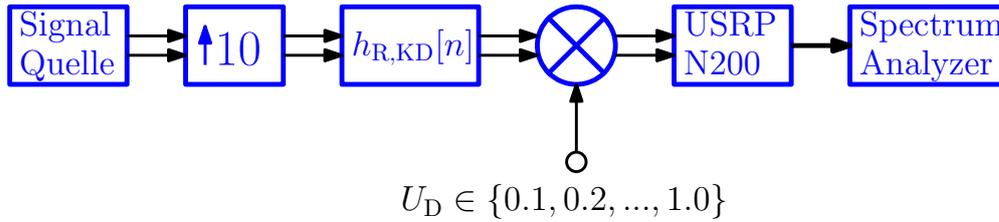
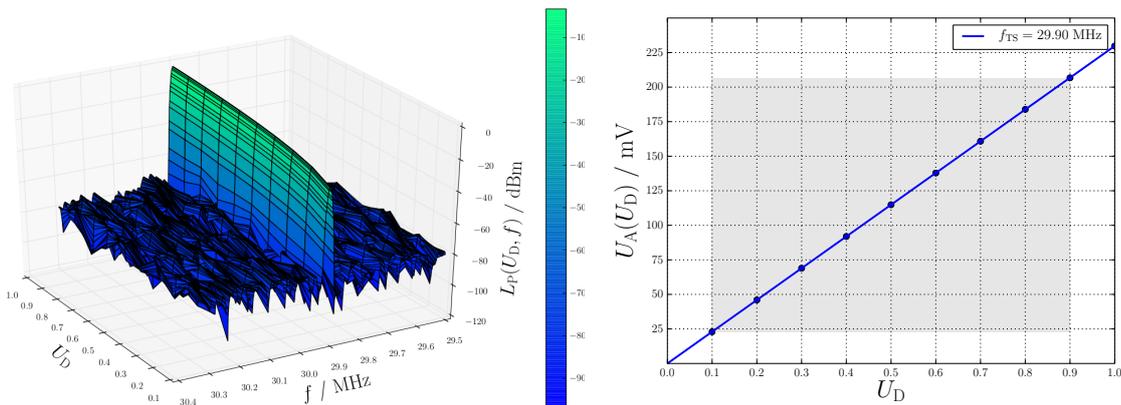


Abbildung 21: Aufbau der Kennlinienmessung

Die Ergebnisse der Messungen zeigen das Verhalten des Spektrums bei der jeweiligen Sendefrequenz (Abb.22 links) und die *Peak-Werte* der Messung geben die Kennlinie wieder (Abb.22 rechts). Mit dieser Kennlinie werden die gewünschten Amplitudenwerte am Ausgang berechnet. Die Messung liefert Messwerte bezogen auf den Leistungspegel in dBm und 50Ω Wellenwiderstand ([30]). Die Spannungsamplituden werden berechnet mit:

$$U_A(U_D) = 10^{0.05 \cdot L_P(U_D, f = f_{TS}) - 0.5} \text{ V}$$



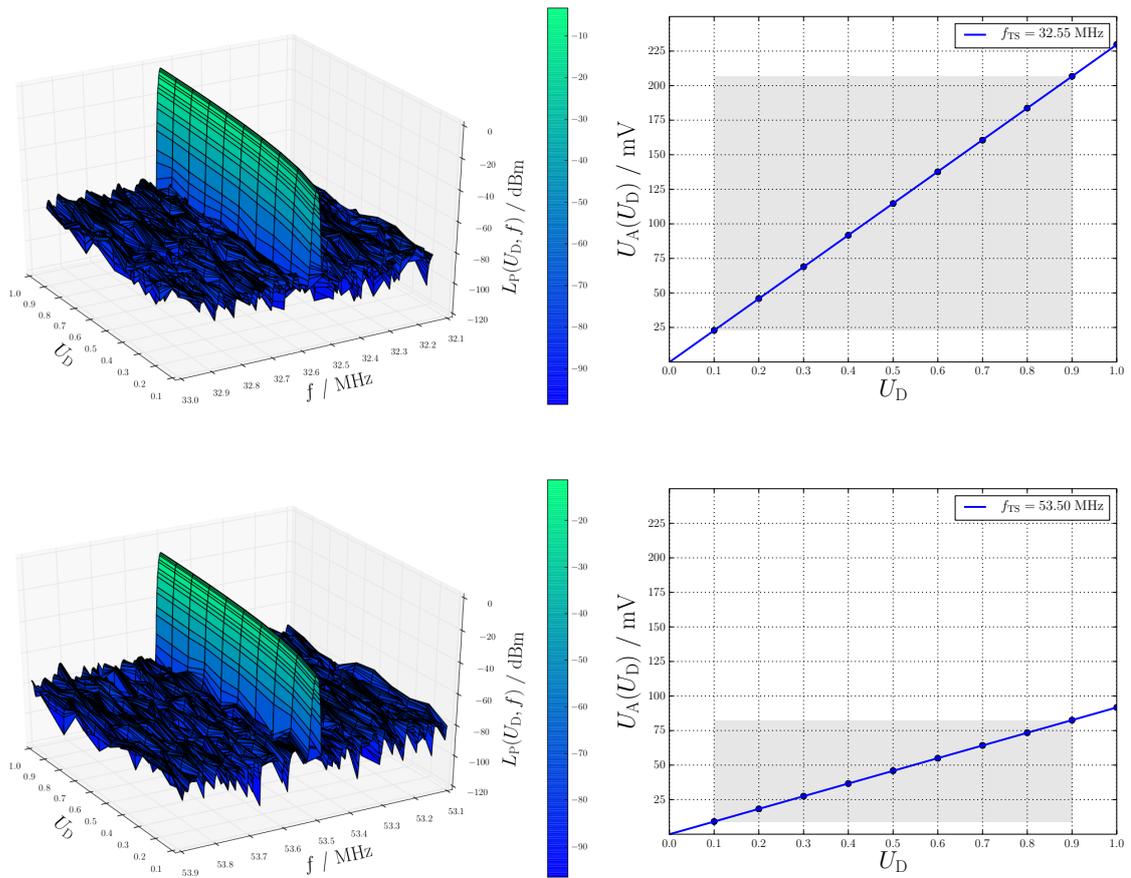


Abbildung 22: Ergebnisse der Kennlinienmessung

Anhand der gemessenen Kennlinien ergibt sich für die jeweiligen Sendefrequenzen im vorgegebenen Toleranzintervall ein weiterer Formfaktor, der aus dem Kennlinienverlauf ermittelt wird. Die Kennlinien werden mit *linearer Regression* ([23]) approximiert und somit kann der allgemeine Verlauf der Kennlinie angegeben werden mit:

$$U_A(U_D) = m U_D + b$$

f_{RS} / MHz	m / mV	b / mV
29.90	229.7711	-0.0098
32.55	229.7763	-0.1099
53.50	91.7709	-0.0371

Tabelle 4: Parameter der Regressionsanalyse

Die Regressionsanalyse liefert vernachlässigbar kleine negative Werte für die Schnittpunkte mit der Spannungsachse (Tab.4). Dies erlaubt es, das $b = 0$ gesetzt wird. Mit dieser Näherung wird der zweite Formfaktor definiert:

$$C_{\text{DAC},2} = U_{\text{D}} \approx \frac{U_{\text{A}}}{m}$$

Tab.5 listet die Grenzwerte für die jeweiligen Sendefrequenzen mit $U_{\text{D}} \in [0.1, 0.9]$ in verschiedenen Einheiten:

$f_{\text{TS}} / \text{MHz}$	$U_{\text{A,min}} / \text{mV}$	$U_{\text{A,max}} / \text{mV}$	$L_{\text{P,min}} / \text{dBm}$	$L_{\text{P,max}} / \text{dBm}$
29.90	22.9771	206.7939	-22.77	-3.69
32.55	22.9776	206.7984	-22.77	-3.69
53.50	9.1771	82.5939	-30.75	-11.66

Tabelle 5: Intervallgrenzen der Ausgangsamplituden

Der letzte Formfaktor ist der Dämpfungswert des Bandpassfilters um die Sendefrequenz herum. Mit diesem Wert wird die Amplitude nach passieren des Bandpassfilters definiert. Dieser Formfaktor wird experimentell bestimmt und ist gegeben über:

$$C_{\text{DAC},3} = |H_{\text{BPF}}(f = f_{\text{TS}})|$$

Die gesamten Formfaktoren werden zusammengefasst und in die Software integriert mit dem konstanten Faktor:

$$\begin{aligned} C_{\text{DAC}} &= \prod_{i=1}^3 C_{\text{DAC},i} \\ &= \frac{|H_{\text{BPF}}(f = f_{\text{TS}})| \cdot U_{\text{A}}}{\max_{N_{\text{IPP}} \leq n \leq 2N_{\text{IPP}}-1} \left\{ |I_{\text{Test}}^{(\text{TX})}[n]| \right\} \cdot m} \end{aligned}$$

3.9. Sendesignal

Das gefilterte Sendesignal das ausgegeben wird ist im *schwachen* Leistungsbereich und muss in weiterverarbeitende Schaltungen (Vorverstärker, Leistungsverstärker) ([31]) gespeist werden. Das *saubere* Sendesignal kann beschrieben werden durch:

$$u_{\text{HF}}^{(\text{TX})}(t) = I_{\text{BB}}^{(\text{TX})}(t) \cdot \text{Re}\left\{e^{j 2\pi f_{\text{TS}} t} e^{j\varphi_{\text{TX}}}\right\}$$

Da die *USRP-N200* mittels *GPS-Referenz* von *1PPS* und 10 MHz extern referenziert werden ist der Einfluss des *Frequenz-Jitters* bzw. des *Phasenrauschens* ([29]) auf das Sendesignal zu betrachten. Ein weiterer Einfluss auf das Sendesignal ist das additiv überlagerte Rauschen ([21]) und somit gilt für das nicht-verstärkte Sendesignal die folgende Beschreibung:

$$u_{\text{HF}}^{(\text{TX})}(t) = I_{\text{BB}}^{(\text{TX})}(t) \cdot \text{Re}\left\{e^{j 2\pi f_{\text{TS}} t} e^{j 2\pi \Delta f_{\text{TX}}(t) t} e^{j\varphi_{\text{TX}}}\right\} + r_{\text{HF}}^{(\text{TX})}(t)$$

Im Anschluss wird das Signal in einen Hochleistungsverstärker gespeist, damit die nötige Leistung für die Detektion der gestreuten Signale im Empfänger möglich ist. Für das Modell wird ein idealer *Linear-Verstärker* angenommen, der die Amplitude des modulierten Signals direkt verstärkt und erhält:

$$u_{\text{HF,P}}^{(\text{TX})}(t) = V^{(\text{TX})} \cdot u_{\text{HF}}^{(\text{TX})}(t)$$

4. Radar Empfangssystem

4.1. Vorselektion/-verstärkung

Bevor die eigentliche Umsetzung des empfangenen HF-Signals ins Basisband geschieht, muss das Signal gefiltert werden. Somit werden Frequenzanteile vorhandener Störsignale eliminiert. Da das System alle Signale um die eigenen Sendefrequenzen herum empfangen soll wird für jeden Kanal ein analoges *Breitbandfilter* benutzt. Dieses Filter setzt sich aus einem *Hochpass* und einem *Tiefpass* zusammen. Die Vorverstärkung, die nötig ist das schwache Empfangssignal in den Dynamikbereich des *Analog-Digital-Wandlers* (ADC) ([20]) zu verschieben, ist ein Wert der nicht immer gleich bleibt. Dies kann z.B. von den folgenden Einflüssen abhängen:

- Typ, Ausrichtung und Kombination von Antennen
- atmosphärisches Rauschen

Jedoch wird Aufgrund der technischen Realisierung ein fester Verstärkungswert gewählt, der erfahrungsgemäß bei $V_{PA} \approx 40$ dB liegt. Dieser Verstärkungswert wird mit der Reihenschaltung eines *Low-Noise-Amplifier* (LNA) ([16]) und eines normalen Verstärker realisiert. Der verwendete ADC vom Typ *LTC-2284-A* hat eine Auflösung ([20]) von $M = 14$ bit und wird mit einer Gleichspannung von $U_{Ref} = 3.3$ V gespeist. Damit ergibt sich die Schrittweite der Spannung für das Modell eines idealen AD-Wandlers zu:

$$\begin{aligned}\Delta U &= \frac{U_{Ref}}{2^M} \\ &= 201.416 \mu V\end{aligned}$$

Dies ist gleichzeitig der kleinste Spannungswert der *idealerweise* gemessen wird. Die Struktur des Empfänger-*Frontend* ist in Abb.23 dargestellt.

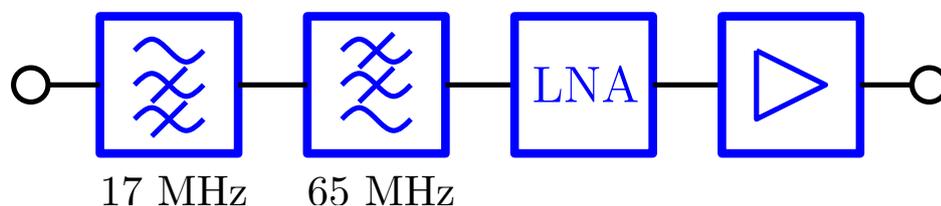


Abbildung 23: RX-Frontend

4.2. USRP-N200 als Empfänger

Der USRP-N200 wird mit einem *Basic-RX Daughterboard* ausgestattet. Es besteht weiterhin die Möglichkeit den USRP-N200 als:

- 1-Kanal Empfängersystem (A:A \vee A:B)
- 2-Kanal Empfängersystem (A:A \wedge A:B)

zu betreiben. Der prinzipielle Aufbau ist im wesentlichen etwas einfacher als der des Senders, da *nur* die digitale Signalverarbeitung im FPGA existiert. Dies bedeutet das die Bandbreite des *Empfänger-NCO's* im Bereich von $f_{\text{DDC}} \in [0, 50]$ MHz liegt. Die Empfängerstruktur des USRP-N200 ist in Abb.24 dargestellt.

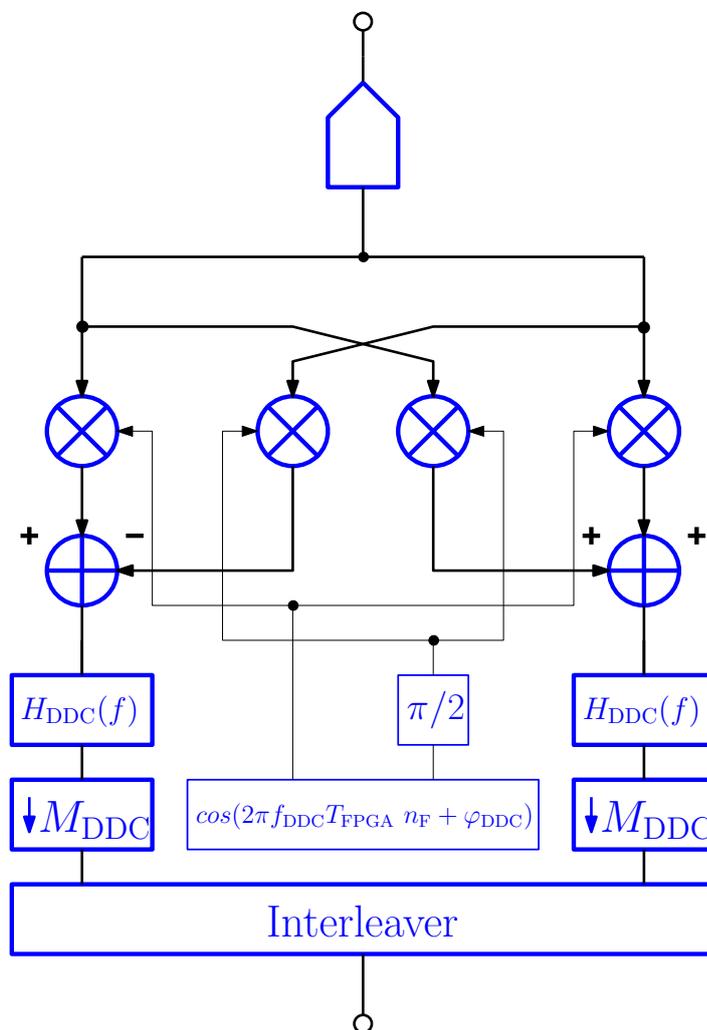


Abbildung 24: USRP-N200 Empfangssignalpfad

4.3. Single-Frequency Digital Downconversion

Nachdem das Empfangssignal durch den ADC abgetastet ist, ist dieses diskret darstellbar. Dabei wird das Empfangssignal je nach verwendeter Trägersignalfrequenz entweder *direkt abgetastet* oder *unterabgetastet* ([20]). Solange das, durch die auftretende Doppler-Frequenz, verschobene Spektrum des Basisbandsignals nicht durch die Abtastung dem *Aliaseffekt* ([20]) unterliegt bleibt die gewollte Information erhalten. Das Basisbandsignal wird bei der festen Abtastrate von $f_{\text{FPGA}} = 100 \text{ MHz}$ und der vorgegebenen Bandbreite *nicht* vom *Aliaseffekt* beeinflusst.

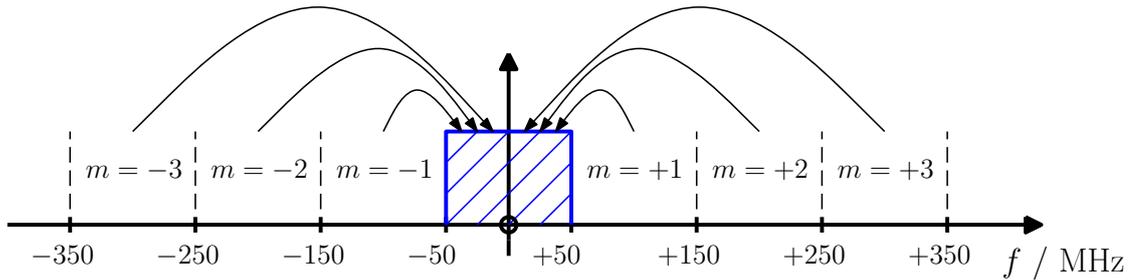


Abbildung 25: Allgemeines Schema der Unterabtastung

In Abb.25 wird dargestellt, wie die Trägerfrequenz des unterabgetasteten Empfangssignals berechnet wird und es gilt:

$$\frac{(2m_{\text{TS}} - 1)f_{\text{FPGA}}}{2} < f_{\text{TS}} < \frac{(2m_{\text{TS}} + 1)f_{\text{FPGA}}}{2}$$

$$m_{\text{TS}} = \left\lceil \frac{2f_{\text{TS}} - f_{\text{FPGA}}}{2f_{\text{FPGA}}} \right\rceil$$

$$f_{\text{TS,U}} = f_{\text{TS}} - m_{\text{TS}}f_{\text{FPGA}}$$

Diese Betrachtung erlaubt es das unterabgetastete Empfangssignal im diskreten Zeitbereich als:

$$u_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] = \hat{u}_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] \cdot \text{Re} \left\{ e^{j\phi_{\text{RX}}[n_{\text{F}}]} \right\} + r_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}]$$

darzustellen. Die Phasenfunktion $\phi_{\text{RX}}[n_{\text{F}}]$ dient der kürzeren Beschreibung und ist definiert über:

$$\phi_{\text{RX}}[n_{\text{F}}] = 2\pi f_{\text{TS,U}}T_{\text{FPGA}} n_{\text{F}} + 2\pi \Delta f_{\text{TX}}[n_{\text{F}}]T_{\text{FPGA}} n_{\text{F}} + \dots$$

$$\dots 2\pi f_{\text{D}}[\mathbf{r}, n_{\text{F}}]T_{\text{FPGA}} n_{\text{F}} + \varphi_{\text{RX}}$$

Der nächste Schritt in der Signalverarbeitungskette ist die digitale Mischung, die mit dem *CORDIC*-Algorithmus realisiert wird. Der Algorithmus kann im vorwärts- bzw. rückwärtsdrehenden *Rotationsmodus* betrieben werden. Das abgetastete Empfangssignal wird dabei in eine *Inphase*- und *Quadraturkomponente deinterleaved* ([21]).

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} I_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] \\ Q_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} +\cos(\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]) & +\sin(\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]) \\ -\sin(\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]) & +\cos(\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] \\ Q_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] \end{pmatrix} + \mathbf{r}_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] \\ &= \begin{pmatrix} +\cos(\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]) & +\sin(\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]) \\ -\sin(\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]) & +\cos(\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] \\ u_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] \end{pmatrix} + \mathbf{r}_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] \end{aligned}$$

Die Funktion $\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]$ ist die Repräsentation des *NCO*'s und der Empfänger wird mit *1PPS* und 10 MHz referenziert. Somit wird im Empfänger ebenfalls ein zeitlich variierender Frequenzfehler erzeugt und allgemein gilt:

$$\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] = 2\pi f_{\text{TS,U}} T_{\text{FPGA}} n_{\text{F}} + 2\pi \Delta f_{\text{RX}}[n_{\text{F}}] T_{\text{FPGA}} n_{\text{F}} + \varphi_{\text{DDC}}$$

Die Matrix-Gleichung kann durch die *komplexe Ebene* neu interpretiert werden ([33]) und die Signalfade der Inphase- und Quadraturkomponente sind mit der komplexen Schreibweise darstellbar:

$$\underline{u}_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] = \underline{u}_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] e^{-j\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]} + \underline{r}_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]$$

wobei für die neue Signalbeschreibung gilt:

$$\begin{aligned} \underline{u}_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] &= I_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] + j \cdot Q_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] \\ &= u_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] + j \cdot u_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] \end{aligned}$$

$$\underline{u}_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] = I_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] + j \cdot Q_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]$$

Das, durch den *CORDIC*-Algorithmus berechnete, gemischte Signal wird dann dargestellt durch:

$$\begin{aligned}
\underline{u}_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] &= u_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}] (1 + 1j) e^{-j\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]} + \underline{r}_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] \\
&= \frac{\hat{u}_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}]}{\sqrt{2}} \operatorname{Re}\left\{ e^{j\phi_{\text{RX}}[n_{\text{F}}]} \right\} e^{-j(\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] - \pi/4)} + \underline{r}_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] \\
&= \frac{\hat{u}_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}]}{2\sqrt{2}} \left(e^{j\phi_{\text{RX}}[n_{\text{F}}]} + e^{-j\phi_{\text{RX}}[n_{\text{F}}]} \right) e^{-j(\phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] - \pi/4)} + \underline{r}_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] \\
&= \frac{\hat{u}_{\text{HF}}^{(\text{RX})}[n_{\text{F}}]}{2\sqrt{2}} \left(e^{j(\phi_{\text{RX}}[n_{\text{F}}] - \phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] + \pi/4)} + \dots \right. \\
&\quad \left. \dots + e^{-j(\phi_{\text{RX}}[n_{\text{F}}] + \phi_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] - \pi/4)} \right) + \underline{r}_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] \\
&= \hat{u}_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}] \left(e^{j\left(2\pi(\Delta f_{\text{err}}^{(-)}[n_{\text{F}}] + f_{\text{D}}[\mathbf{r}, n_{\text{F}}])T_{\text{FPGA}} n_{\text{F}} + \Delta\varphi_{\text{DDC}}^{(-)}\right)} + \dots \right. \\
&\quad \left. \dots + e^{-j\left(2\pi(f_{\text{DF,U}} + \Delta f_{\text{err}}^{(+)}[n_{\text{F}}] + f_{\text{D}}[\mathbf{r}, n_{\text{F}}])T_{\text{FPGA}} n_{\text{F}} + \Delta\varphi_{\text{DDC}}^{(+)}\right)} \right) + \dots \\
&\quad \dots + \underline{r}_{\text{DDC}}[n_{\text{F}}]
\end{aligned}$$

Die Berechnung der Summe und Differenz der Phasenfunktionen liefert dabei die neu definierten Größen:

$$\Delta f_{\text{err}}^{(-)}[n_{\text{F}}] = \Delta f_{\text{TX}}[n_{\text{F}}] - \Delta f_{\text{RX}}[n_{\text{F}}]$$

$$\Delta f_{\text{err}}^{(+)}[n_{\text{F}}] = \Delta f_{\text{TX}}[n_{\text{F}}] + \Delta f_{\text{RX}}[n_{\text{F}}]$$

$$\Delta\varphi_{\text{DDC}}^{(-)} = \varphi_{\text{RX}} - \varphi_{\text{DDC}} + \pi/4$$

$$\Delta\varphi_{\text{DDC}}^{(+)} = \varphi_{\text{RX}} + \varphi_{\text{DDC}} - \pi/4$$

$$f_{\text{DF}} = 2f_{\text{TS,U}}$$

$$f_{\text{DF,U}} = f_{\text{DF}} - \left\lceil \frac{2f_{\text{DF}} - f_{\text{FPGA}}}{2f_{\text{FPGA}}} \right\rceil f_{\text{FPGA}}$$

Dies ist die Darstellung bevor die Abtastraten-Konvertierung realisiert wird. Die Konvertierung geschieht mit *Tiefpass*-Filterung und *Downsampling* ([20]) mit der geforderten, vollständigen Dezimierungskette der Signalverarbeitung im FPGA. Anhand der festgelegten Sendefrequenzen lässt sich zeigen, ob die doppelten Frequenzanteile weggefiltert werden, oder ob diese durch eine erneute Unterabtastung nach der Dezimierung erhalten bleiben. Die Dezimierung ist nicht das ausschlaggebende Kriterium für die Beseitigung der doppelten Frequenzanteile, sondern die Bandbreite des *Matched-Filter*. Für das Studium des Empfängerhaltens seien die folgenden maximalen Parameter der Signalverarbeitung gesetzt:

$$\begin{aligned}\Delta f_{\text{PB,Max}} &= 2 \text{ MHz} \\ f_{\text{D,Max}} &= 50 \text{ Hz} \\ M_{\text{CIC,Min}} &= 2\end{aligned}$$

Diese Wahl der Parameter erlaubt es eine allgemeingültige Aussage des Empfängerhaltens zu treffen. Die Werte des *Frequenz-Jitters* sind in der Betrachtung nicht enthalten, da die Frequenz-Variationen nicht in Relation zu der Bandbreite des Basisbandsignals stehen. Die Doppler-Frequenzen sind, bezogen auf die Bandbreite des Basisbandsignals, ebenfalls gering. Diese auftretenden Frequenzen sind die interessierende Messgröße.

Mit den festgelegten Sendefrequenzen ist es möglich die digitalen spektralen Eigenschaften ([20]) zu analysieren. Die Randwerte für die Frequenzintervalle der Basisbandsignale und der doppelten Frequenzanteile sind gegeben durch:

$$\begin{aligned}f_{\text{L,BB}} &= - \left(\frac{\Delta f_{\text{PB,Max}}}{2} + f_{\text{D,Max}} \right) \approx - \frac{\Delta f_{\text{PB,Max}}}{2} \\ f_{\text{R,BB}} &= + \left(\frac{\Delta f_{\text{PB,Max}}}{2} + f_{\text{D,Max}} \right) \approx + \frac{\Delta f_{\text{PB,Max}}}{2} \\ f_{\text{L,DF}} &= - \left(\frac{\Delta f_{\text{PB,Max}}}{2} + f_{\text{D,Max}} \right) + f_{\text{DF,U}} \approx - \frac{\Delta f_{\text{PB,Max}}}{2} + f_{\text{DF,U}} \\ f_{\text{R,DF}} &= + \left(\frac{\Delta f_{\text{PB,Max}}}{2} + f_{\text{D,Max}} \right) + f_{\text{DF,U}} \approx + \frac{\Delta f_{\text{PB,Max}}}{2} + f_{\text{DF,U}}\end{aligned}$$

Diese Grenzen gelten nur für den Fall, das die Frequenzintervalle innerhalb der vorgegebenen Bandbreite liegen und es gilt:

$$\begin{aligned} [f_{L,BB}, f_{R,BB}] \cup [f_{L,DF}, f_{R,DF}] &\subset [-50 \text{ MHz}, +50 \text{ MHz}] \\ [f_{L,BB}, f_{R,BB}] \cap [f_{L,DF}, f_{R,DF}] &= \emptyset \end{aligned}$$

In Tab.6 sind die berechneten Werte für die Intervallgrenzen gelistet:

f_{TS} / MHz	$f_{TS,U} / \text{MHz}$	f_{DF} / MHz	$f_{DF,U} / \text{MHz}$
+29.90	+29.90	+59.80	-40.20
+32.55	+32.55	+65.10	-34.90
+53.50	-46.50	-93.00	+7.00

f_{TS} / MHz	$f_{L,BB} / \text{MHz}$	$f_{R,BB} / \text{MHz}$	$f_{L,DF} / \text{MHz}$	$f_{R,DF} / \text{MHz}$
+29.90	-1.00	+1.00	-41.20	-39.20
+32.55	-1.00	+1.00	-35.90	-33.90
+53.50	-1.00	+1.00	+6.00	+8.00

Tabelle 6: Frequenzaufteilung bei Unterabtastung

Es ist möglich, in Anlehnung an die kontinuierliche Fouriertransformation, mit dem *Frequenz-Verschiebungssatz* ([2]):

$$e^{-j 2\pi f_0 t} \hat{u}_{\text{DDC}}(t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad \hat{U}_{\text{DDC}}(f + f_0)$$

$$f_0 > 0 \Rightarrow \hat{U}_{\text{DDC}}(f + f_0) \text{ , linke Halbebene}$$

$$f_0 < 0 \Rightarrow \hat{U}_{\text{DDC}}(f + f_0) \text{ , rechte Halbebene}$$

schematisch zu analysieren, wo genau die einzelnen Frequenzanteile im Spektrum auftauchen, dargestellt in Abb.26 oben. Die nächste Stufe der Signalverarbeitung ist die Dezimierung der Abtastfrequenz, die für die maximalen Randwerte einen Wert von $M_{\text{DDC}} = 8$ ergibt. Mit Beachtung der *Noble-Identitäten* ([20]) kann die Dezimierung so interpretiert werden, das alle 3 Filter der Dezimierungskette zuerst verschaltet sind und dann erst die Abtastrate reduziert wird. Das Spektrum nach der Dezimierung ist in Abb.26 unten dargestellt. Für eine schematische Darstellung sind einfache Rechteckfunktionen gezeichnet.

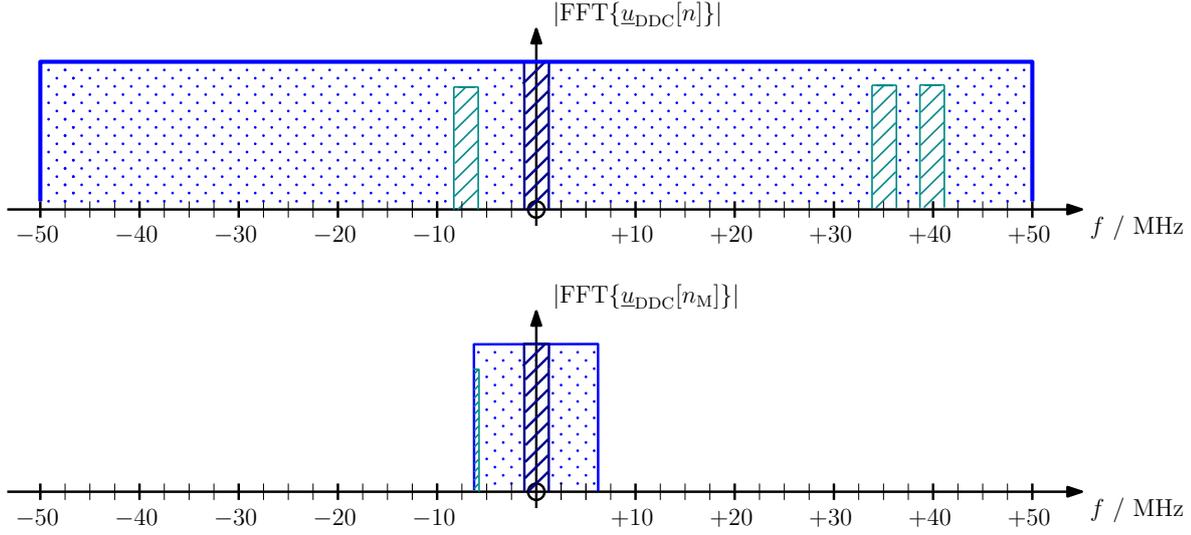


Abbildung 26: Digitalspektrum mit maximalen Randwerten

Das dezimierte Empfangssignal, das das vom *USRP-N200* ausgegebene Signal ist, wird beschrieben als:

$$\begin{aligned}
 \underline{u}_{\text{DDC}}[n] &= \hat{u}_{\text{DDC}}[n] \left(e^{j(2\pi(\Delta f_{\text{err}}^{(-)}[n] + f_{\text{D}}[\mathbf{r}, n])T_{\text{S}} n + \Delta\varphi_{\text{DDC}}^{(-)})} + \dots \right. \\
 &\quad \dots + e^{-j(2\pi(f_{\text{DF,U}} + \Delta f_{\text{err}}^{(+)}[n] + f_{\text{D}}[\mathbf{r}, n])T_{\text{S}} n + \Delta\varphi_{\text{DDC}}^{(+)})} \left. \right) + \dots \\
 &\quad \dots + \underline{r}_{\text{DDC}}[n] \\
 &= \underline{u}_0^{(\text{RX})}[n]
 \end{aligned}$$

Mit dieser genauen Analyse des digitalen Signalpfades lässt sich das Verhalten für eine *Multi-Frequency Digital-Downconversion* studieren. Mit dieser Technik ist der Empfang von mehreren bekannten, ausgesendeten Radarsignalen mit *einem digitalen Empfangskanal* möglich.

4.4. FIR-Matched-Filter und Range-Decimation

Das empfangene, komplexe Basisbandsignal wird seriell über die Ethernet-Schnittstelle an einen *PC* oder *Server* übertragen und dort in Echtzeit, unter erneuter Nutzung der *GNU-Radio* Funktionen, digital weiterverarbeitet. Die Implementierung des FIR-Matched-Filter wird genauso wie die des Sendefilters realisiert. Für das gefilterte Empfangssignal kann man schreiben:

$$\begin{aligned} \underline{u}_1^{(RX)}[n] &= \underline{u}_0^{(RX)}[n] * h_{M,KD}[n] \\ &= \hat{u}_1^{(RX)}[n] e^{j 2\pi f_D[\mathbf{r}, n] T_S n} e^{j 2\pi \Delta f_{\text{err}}[n] T_S n} e^{j \Delta \varphi_1^{(RX)}} + \underline{r}_1^{(RX)}[n] \end{aligned}$$

Nachdem das Signal gefiltert ist, liegen mehrere Abtastwerte pro Bit vor. Diese Abtastwerte tragen zur Erkennung der Impulsform bei beinhalten jedoch keine weitere Information. Durch die Reduzierung der Abtastrate wird das Datenaufkommen reduziert. Die Konvertierung einer höheren Abtastrate zu einer niedrigen Abtastrate wird *Decimation* genannt und da die periodischen Sequenzen auf eine *Range* umgerechnet werden können, erklärt sich der Begriff der *Range-Decimation*. Für diese Operation gibt es in *GNU-Radio* einen *Rational-Resampler* Block, der die Dezimierung in Form von *Tiefpass*-Filterung und *Down-Sampling* durchführt. Der neu erzeugte, komplexe Datenstrom wird dann mit der zugehörigen Abtastrate weiter verarbeitet. Das dezimierte Empfangssignal lässt sich in der folgenden Form darstellen:

$$\begin{aligned} \underline{u}_2^{(RX)}[n_M] &= \hat{u}_2^{(RX)}[n_M] e^{j 2\pi f_D[\mathbf{r}, n_M] T_M n_M} e^{j 2\pi \Delta f_{\text{err}}[n_M] T_M n_M} \dots \\ &\quad \dots \cdot e^{j \Delta \varphi_2^{(RX)}} + \underline{r}_2^{(RX)}[n_M] \\ &= I_{\text{BB}}^{(RX)}[n_M] + j \cdot Q_{\text{BB}}^{(RX)}[n_M] = \underline{u}_{\text{BB}}[n_M] \end{aligned}$$

4.5. Die Datenspeicherung

Die Software für die Speicherung der Daten wurde von einer Arbeitsgruppe des *Millstone Hill Observatory* programmiert. Die wesentlichen Merkmale dieser Software sind:

- Dateiformat in HDF5
- abspeichern von mehreren Kanälen möglich
- eine Meta-Datei (kein Datei-Overhead mehr vorhanden)
- einstellbare Anzahl der Dateien pro Directory
- 1D-Arrays als komplexer Datenstrom vorhanden
- Dateikompression und Check-Summe möglich

Ein sehr wichtiger Funktionsübergabewert in der Software ist die *Anzahl der Abtastwerte pro Datei*, die eine natürliche Zahl sein muss. Da aber gebrochen-rationale Werte der Abtastrate existieren, ist eine einfache ganzzahlige Konstellation der Parameter nicht immer gegeben. An den Parametern der gewählten Hardware-Komponenten ergibt sich die folgende Rechnung:

$$\begin{aligned}
 N_{\text{File,Min}} &= f_{\text{S,Mem}} \cdot T_{\text{File,Min}} = \frac{f_{\text{S,Bit}} \cdot T_{\text{File,Min}}}{N_{\text{Decode}}} \\
 &= \frac{f_{\text{FPGA}} \cdot T_{\text{File,Min}}}{4 \cdot M_{\text{CIC}} \cdot M_{\text{Bit}} \cdot N_{\text{Decode}}} = \frac{25 \text{ MHz} \cdot T_{\text{File,Min}}}{M_{\text{CIC}} \cdot M_{\text{Bit}} \cdot N_{\text{Decode}}} \\
 &= \frac{2^6 \cdot 5^8 \text{ Hz} \cdot T_{\text{File,Min}}}{\prod_{i=1}^I p_i^{\#p_i}} \iff T_{\text{File,Min}} = \frac{\prod_{i=1}^I p_i^{\#p_i}}{2^{\#2} \cdot 5^{\#5}} \text{ s} \\
 &= \frac{2^6 \cdot 5^8}{2^{\#2} \cdot 5^{\#5}}
 \end{aligned}$$

Der Faktor $N_{\text{Decode}} \in \{1, 2\}$ beschreibt den Einfluss der *Decodierung* der genutzten Sequenzen bei *Impulskompression*. Dort werden z.B. die *Golay-Codes* korreliert und diese Ergebnisse dann aufaddiert. Dies bewirkt wiederum eine Reduzierung der Abtastwerte in der Zeitachse der RTI-Darstellung. Damit die Dateien nicht mit zu wenigen Abtastwerten belegt sind wird ein Formfaktor eingeführt, der die Anzahl der Abtastwerte in einer Datei erhöht. Die Software weist Limitierungen auf, die in der Betrachtung nicht fehlen dürfen.

$$\begin{aligned}
 N_{\text{File}} &= N_{\text{File,Min}} \cdot N_{\text{Offset}} \\
 &= f_{\text{S,Mem}} \cdot T_{\text{File,Min}} \cdot N_{\text{Offset}} \\
 &= f_{\text{S,Mem}} \cdot T_{\text{File}} \qquad N_{\text{File}} \in [N_{\text{File,Min}}, 10^{11}] \subset \mathbb{N}
 \end{aligned}$$

4.6. Multiple Empfänger

Die bisherigen Betrachtungen für einen einzigen Empfangskanal lassen sich auf mehrere Empfangskanäle übertragen. Ein einziger *USRP-N200* kann maximal 2 Empfangskanäle gleichzeitig zur Verfügung stellen. Die Software-Schnittstelle zwischen *USRP-N200* und *Server* bzw. *PC*, bietet der *USRP-Source*-Block aus *GNU-Radio*. Dieser Block ist in der Lage mehrere *USRP-N200* mit ihrer separaten IP-Adresse ([26]) anzusprechen. Jedoch haben Experimente gezeigt:

- die *USRP Source* stellt immer 100 MBs^{-1} zur Verfügung (viele *USRP*'s bedeuten weniger Netzwerkbandbreite pro Kanal)
- jeder *USRP-N200* braucht eine eigene *USRP-Source*

Die Software wird so gestaltet, das eine kontrollierte Steueranweisung möglich ist, die eine *gerade* und *ungerade* Anzahl an Empfangskanälen mit *voller Bandbreite* in Echtzeit zur Verfügung stellt. Bei normaler Nutzung des *GNU-Radio Companion* (GRC) ist eine solche allgemeine Realisierung nicht möglich. Daher wurden die folgenden Vereinbarungen getroffen:

- Python *Funktionsmodule* statt der generierten *Klassenmodule* vom GRC
- ein Programm für 2 Empfangskanäle und einem Empfangskanal

Das Aufrufen der Module wird mit Hilfe von *Multiprocessing* in Python realisiert, was aber nicht zwingend gemacht werden muss da Abhängigkeiten zur Rechenleistung bestehen. Es wird folgende Struktur benutzt:

```

1 .
2 .
3 .
4 p = multiprocessing.Process(target = <Modulname.Funktionsname>,
5                             args = (<Funktionsparameter_1> ,
6                                     <Funktionsparameter_2> ,
7                                     .
8                                     .
9                                     .
10                                <Funktionsparameter_N> ))
11
12 p.daemon = True
13 jobs.append(p)
14 p.start()
15 .
16 .
17 .

```

Durch diese Realisierung lassen sich die Ressourcen der verwendeten Rechentechnik an die gewollte Radarkonfiguration anpassen. Die in Software realisierten Empfangskanäle sind in Abb.27 als Blockschaltbild dargestellt.

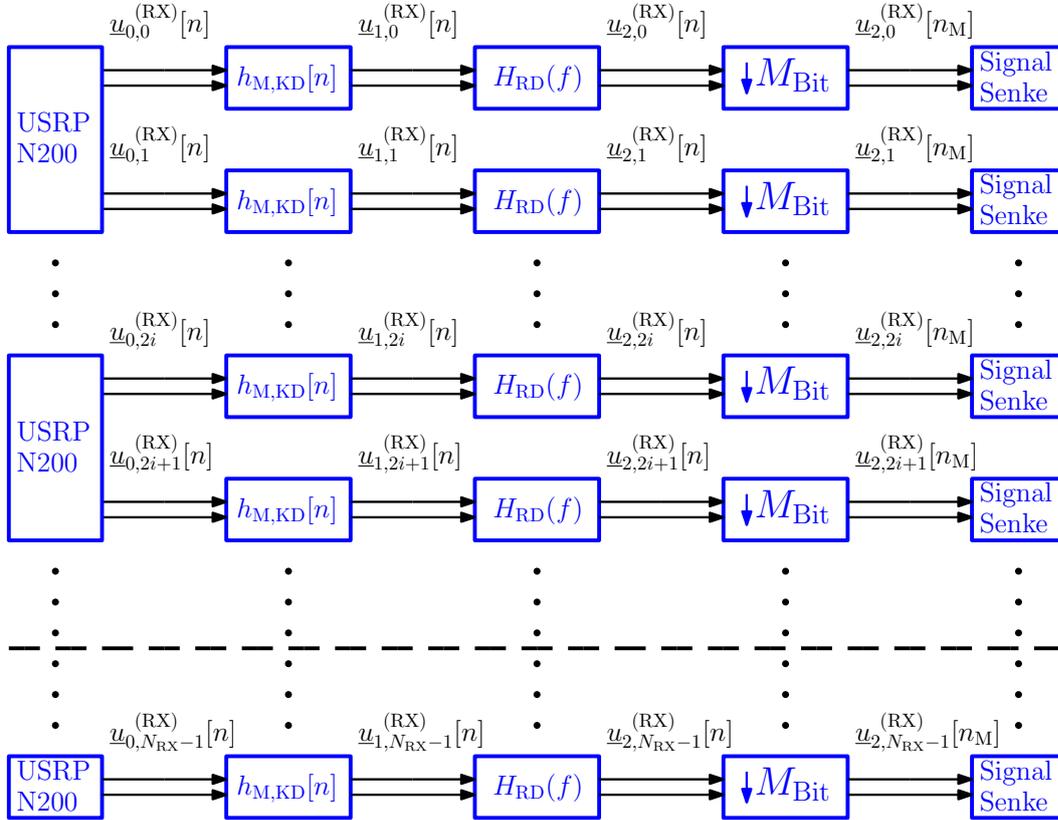


Abbildung 27: Blockstruktur der Empfangskanäle

Ein weiteres Element der Software ist die Synchronisation aller Empfangskanäle (*Juha Vierinen*). Dazu ist eine Zeitsteuerung nötig, die alle *USRP-N200* zur gleichen Zeit (*Unix-Timestamp*) starten lässt. Dabei wird sich auf das *1PPS* Referenzsignal der genutzten *GPS*-Hardware unter Vorgabe einer Startzeit bezogen:

```

1 .
2 .
3 .
4 T = time.time()
5 while (T - math.floor(T) < 0.2) or (T - math.floor(T) > 0.3) :
6     T = time.time()
7     time.sleep(0.01)
8 print "Latching at " + str(T)
9
10 RX_USRP_N200.set_time_unknown_pps(uhd.time_spec(math.ceil(T) + 1.0))
11

```

```

12 if T_Start is None :
13     T_Start = math.ceil(time.time()) + 5
14 T_Start = sampler_util.find_next(T_Start, T_Period)
15
16 RX_USRP_N200.set_start_time(uhd.time_spec(T_Start))
17 .
18 .
19 .

```

Da GPS-Hardware in der Regel sehr kostspielig ist, eignet sich für die Referenzierung von maximal 8 *USRP-N200* eine *Octo-Clock* von *Ettus-Research* (siehe Abb.28) oder ähnlich funktionierende Hardware.

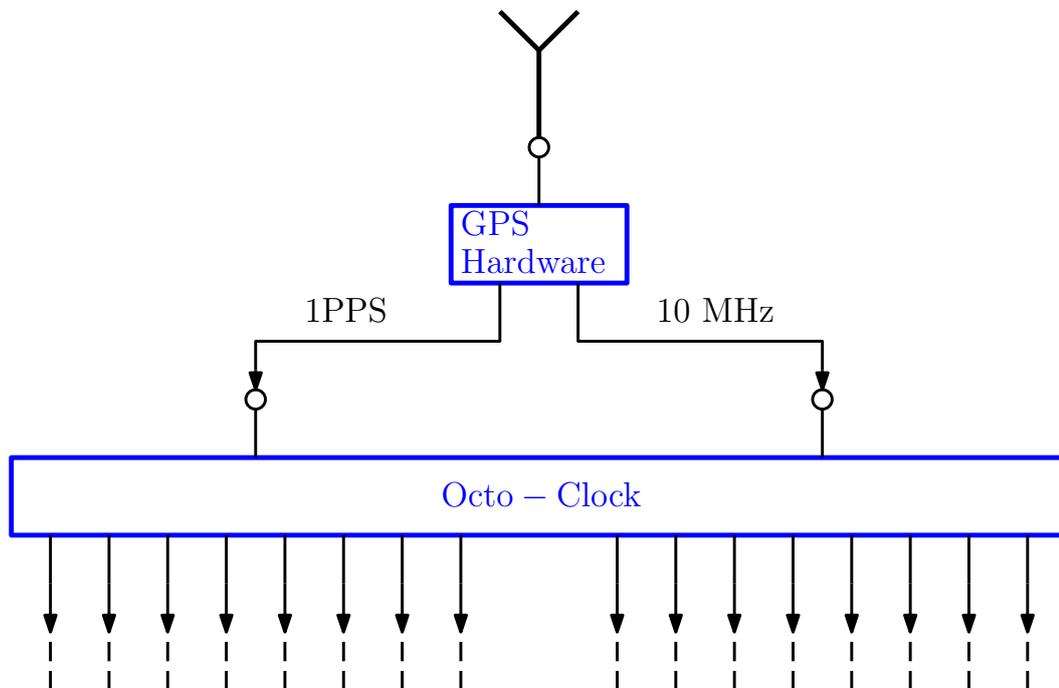


Abbildung 28: Blockstruktur GPS-Referenzierung

Für eine ordentliche Messung mit einer multiplen Empfängerstruktur seien die folgenden Kriterien festgelegt:

- *gleicher* Startzeitpunkt für *alle* Empfangskanäle
- *keine* Rangedrift (kohärenter Impulszug)
- *CORDIC-Alignment* (für Interferometrie)

Diese Randbedingungen gilt es zu überprüfen.

5. Radar Signal Processing

5.1. Range Time Intensity

Die RTI-Darstellung folgt aus der ganzzahligen Anzahl N_{Mess} der Abtastwerte einer Zeitreihe. Diese Messreihe wird als Vektor für jeden Empfangskanal beschrieben:

$$\underline{\mathbf{u}}_{\text{BB}}[n_{\text{RX}}] = \sum_{n_{\text{M}}=0}^{N_{\text{Mess}}-1} \underline{u}_{\text{BB}}[n_{\text{M}}, n_{\text{RX}}] \mathbf{e}[n_{\text{M}}] = \begin{pmatrix} \underline{u}_{\text{BB}}[0, n_{\text{RX}}] \\ \vdots \\ \underline{u}_{\text{BB}}[N_{\text{Mess}} - 1, n_{\text{RX}}] \end{pmatrix}$$

$$\underline{\mathbf{u}}_{\text{BB}}[n_{\text{RX}}] \in \mathbb{C}^{N_{\text{Mess}}}$$

$$n_{\text{RX}} \in \{0, N_{\text{RX}} - 1\}$$

Mit der Möglichkeit der Umrechnung auf die *Range* kann die Anzahl der Abtastwerte einer IPP mit der Anzahl der Abtastwerte der *totalen Range* gleichgesetzt werden:

$$N_{\text{R}} = N_{\text{Bit}} \frac{L_{\text{Bit}}}{M_{\text{Bit}}}$$

Mit dem *Isomorphismus* zwischen Vektorräumen ([2]) wird über die Dimension der betrachteten Vektorräume die folgende Aussage abgeleitet:

$$\begin{aligned} \mathbb{C}^{N_{\text{Mess}}} &= \mathbb{C}^{N_{\text{R}}} \cdot N_{\text{T}} \\ &\cong \mathbb{C}^{N_{\text{R}}} \otimes \mathbb{C}^{N_{\text{T}}} \\ &= \mathbb{C}^{N_{\text{R}}} \times N_{\text{T}} \end{aligned}$$

Es handelt sich hierbei um die Umkehroperation der *Vektorisierung* einer Matrix ([23]) und es gilt:

$$\underline{\mathbf{u}}_{\text{BB}}[n_{\text{RX}}] = \text{vec}(\underline{\mathbf{RTI}}[n_{\text{RX}}])$$

Die kanalabhängige Matrix entspricht der *RTI-Datenmatrix* die für weiteres *Radar-Signal-Processing* von Interesse ist. Diese Matrix ist darstellbar als:

$$\begin{aligned}
 \underline{\mathbf{RTI}}[n_{\text{RX}}] &= \sum_{n_{\text{R}}=0}^{N_{\text{R}}-1} \sum_{n_{\text{T}}=0}^{N_{\text{T}}-1} \underline{rti}[n_{\text{R}}, n_{\text{T}}, n_{\text{RX}}] \left(\mathbf{e}[n_{\text{R}}] \otimes \mathbf{e}[n_{\text{T}}] \right) \\
 &= \begin{pmatrix} \underline{rti}[0, 0, n_{\text{RX}}] & \dots & \dots & \underline{rti}[0, N_{\text{T}} - 1, n_{\text{RX}}] \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \underline{rti}[N_{\text{R}} - 1, 0, n_{\text{RX}}] & \dots & \dots & \underline{rti}[N_{\text{R}} - 1, N_{\text{T}} - 1, n_{\text{RX}}] \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} \underline{u}_{\text{BB}}[0, n_{\text{RX}}] & \dots & \dots & \underline{u}_{\text{BB}}[N_{\text{R}}(N_{\text{T}} - 1), n_{\text{RX}}] \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \underline{u}_{\text{BB}}[N_{\text{R}} - 1, n_{\text{RX}}] & \dots & \dots & \underline{u}_{\text{BB}}[N_{\text{R}}N_{\text{T}} - 1, n_{\text{RX}}] \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

Der Bezug zu den physikalischen Messgrößen der *totalen Range* und der *Zeit* kann mit folgenden Beziehungen hergestellt werden:

$$R_{\text{Total}}[n_{\text{R}}] = n_{\text{R}} T_{\text{M}} = n_{\text{L}} \frac{L_{\text{Bit}}}{M_{\text{Bit}}} T_{\text{M}} = n_{\text{L}} T_{\text{S,Bit}}$$

$$T_{\text{Mess}}[n_{\text{T}}] = n_{\text{T}} T_{\text{IPP}}$$

Eine allgemeine Beschreibung ist gegeben mit:

$$\underline{rti}(R_{\text{Total}}, T_{\text{Mess}}, n_{\text{RX}}) = I_{\text{RTI}}(R_{\text{Total}}, T_{\text{Mess}}, n_{\text{RX}}) + j \cdot Q_{\text{RTI}}(R_{\text{Total}}, T_{\text{Mess}}, n_{\text{RX}})$$

5.2. Power Spectral Density

Eine weitere Darstellungsform, die die spektralen Eigenschaften in Abhängigkeit der Range darstellt ist die *Power-Spectral-Density* (PSD) ([20]). Hier wird ein Kanal in Richtung der Zeitachse autokorreliert, und damit gilt:

$$\begin{aligned} \underline{psd}[n_R, k_T, n_{RX} | n_{RX}] &= \underline{psd}^*[n_R, k_T, n_{RX}] \cdot \underline{psd}[n_R, k_T, n_{RX}] \\ &= \text{FFT}^*[n_T]\{\underline{rti}[n_R, n_T, n_{RX}]\} \cdot \text{FFT}[n_T]\{\underline{rti}[n_R, n_T, n_{RX}]\} \\ &= |\text{FFT}[n_T]\{\underline{rti}[n_R, n_T, n_{RX}]\}|^2 \end{aligned}$$

Diese Funktion besitzt nur einen Betragsgang und die *Doppler-Frequenz* des detektierten Echos für jeden Empfangskanal ist messbar. Unter Beachtung der implementierten Signalverarbeitung nach der *inversen Vektorisierung* gilt das folgende Abtasttheorem:

$$f_D[\mathbf{r}, n_M] \leq f_{\text{Nyq}} = \frac{f_{\text{PRF}}}{2}$$

Die Eigenschaften der totalen Range bleiben erhalten und für die Einteilung der *Frequenz-Achse* gilt:

$$f_{\text{Mess}}[k_T] = k_T \frac{f_{\text{PRF}}}{N_{\text{Time}}}$$

Weitere Techniken des *Radar-Signal-Processings*, die die Auflösungseigenschaften beeinflussen, sind z.B.:

- vollständige Range-Decimation ($L_{\text{Bit}} = M_{\text{Bit}}$)
- Decodierung ([1],[9])
- kohärente Integration ([16])
- inkohärente Integration ([16])

Teil III.

Zusammenfassung

6. Ergebnisse

6.1. Messaufbau und Parameter

In diesem Abschnitt sollen alle erarbeiteten Fakten und Prinzipien aus dem Hauptteil dieser Arbeit überprüft werden. Hierzu wird ein Testaufbau realisiert, welcher es ermöglicht alle notwendigen Eigenschaften des konzipierten Radarsystems zu messen. Dazu wird der folgende Messaufbau verwendet:

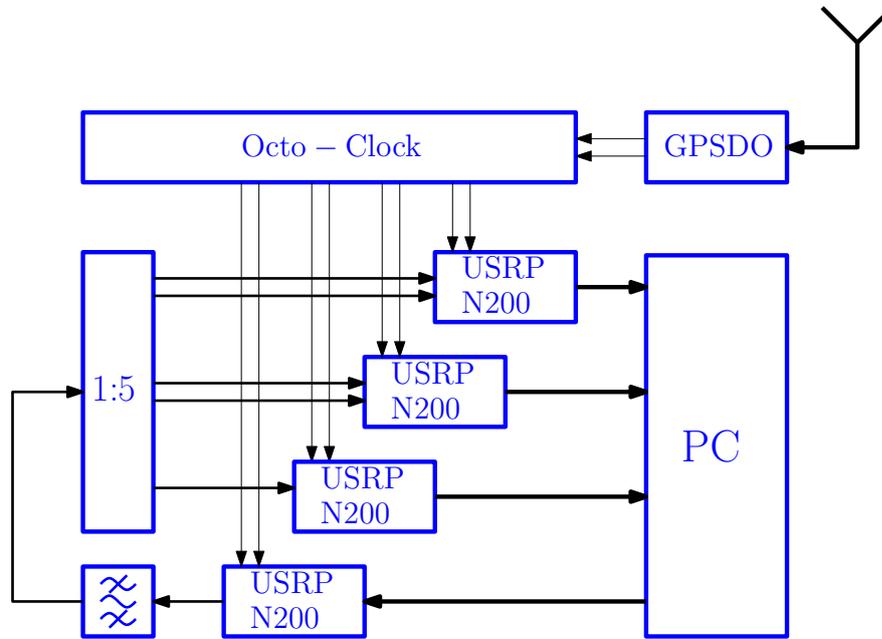


Abbildung 29: Radarsystem Testaufbau

Um einen einheitlichen Vergleich zu gewährleisten sind die folgenden Parameter für die Experimente festgelegt und berechnet:

$$\tilde{T}_{S, \text{Bit}} = 15.0 \mu\text{s}$$

$$f_{\text{TS}} = 32.55 \text{ MHz}$$

$$U_A = 50 \text{ mV}$$

$$P_{\text{Duty}} = 0.01$$

$$L_{\text{Bit}} = 10$$

$$M_{\text{Bit}} = 2$$

$$N_{\text{RX}} = 5$$

$$L_{\text{CIC}} = \left\lceil \frac{25 \text{ MHz} \tilde{T}_{S, \text{Bit}}}{L_{\text{Bit}}} \right\rceil = 38$$

$$T_{S, \text{Bit}} = \frac{L_{\text{Bit}} L_{\text{CIC}}}{25 \text{ MHz}} = 15.2 \mu\text{s}$$

6.2. Continuous-Wave

Die ersten Ergebnisse sollen die grundlegenden Eigenschaften des Systems aufzeigen. Die linke Grafik in Abb.30 zeigt die definierte Ausgabe eines analogen und gefilterten *CW-Sendesignals* mit einem USRP-N200. Diese Zeitreihe wurde mittels FFT-Algorithmus analysiert und ist in der rechten Grafik von Abb.30 zu sehen. Die Einhaltung der analogen Amplitudenpegel und der spektralen Eigenschaften des Sendesignals sind gewährleistet.

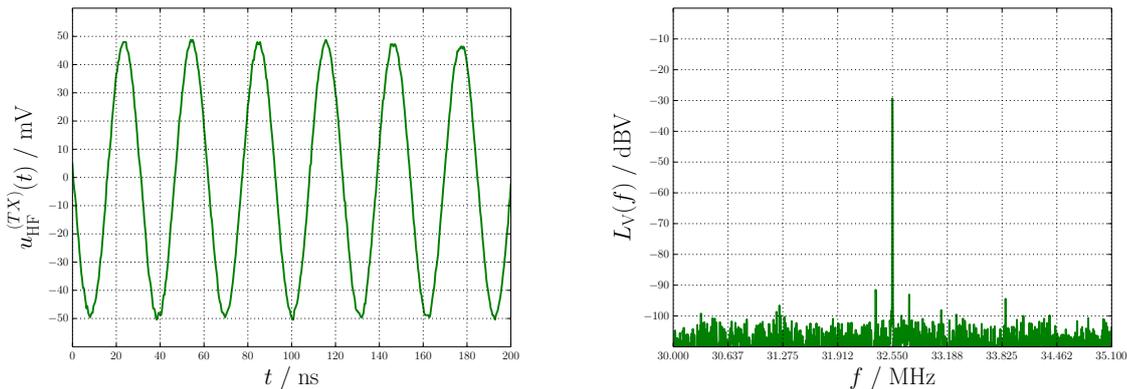


Abbildung 30: CW Sendesignal

Eine weitere Eigenschaft ist die Verifizierung der Messung von *Doppler-Frequenzen*. Hierzu wird der Trägerfrequenz des Sendesignals eine *Frequenzverschiebung* auferlegt, die der im Empfänger zu messenden *Doppler-Frequenz* entspricht. Mit verschiedenen Experimenten sollen die möglichen Fälle geprüft werden und die gewählten Parameter sind in Tab.7 gelistet.

Experiment	f_{TS} / MHz	f_{D} / MHz	f_{TX} / MHz
positive Doppler – Frequenz	32.550 000	10.0	32.550 010 0
keine Doppler – Frequenz	32.550 000	0.0	32.550 000 0
negative Doppler – Frequenz	32.550 000	-23.5	32.499 976 5

Tabelle 7: CW Experiment-Parameter

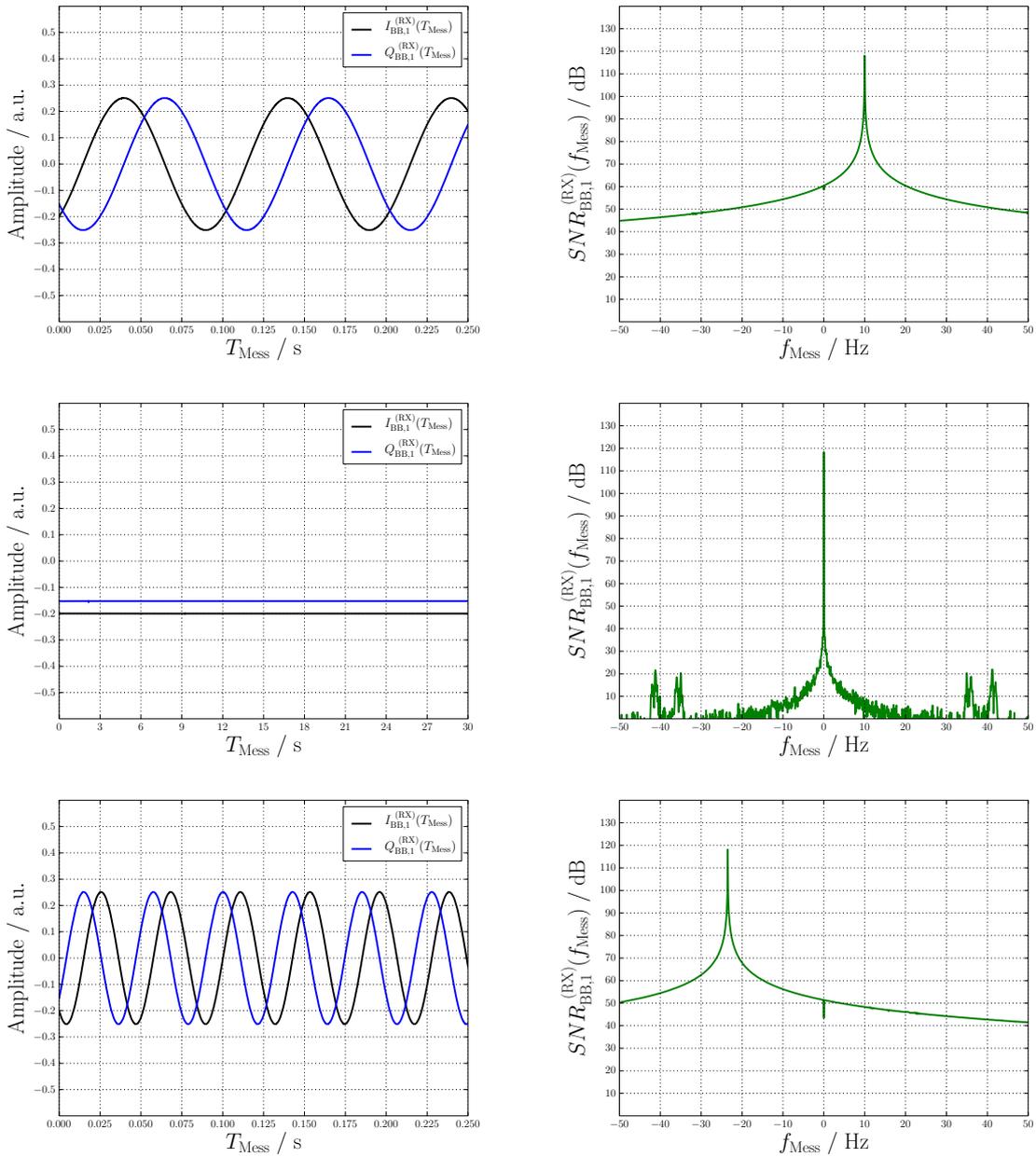


Abbildung 31: Messung von Doppler-Frequenzen

In Abb.31 sind die Ergebnisse der durchgeführten Experimente dargestellt. Die beiden oberen Grafiken veranschaulichen die Messung der vorgegebenen positiven Doppler-Frequenz im Zeit- und Frequenzbereich. Eine Eigenschaft ist, dass für positive Doppler-Frequenzen die Inphasekomponente der Quadraturkomponente voraus eilt. Für das Experiment ohne Doppler-Frequenz liegt ein konstanter Verlauf des komplexen Basisbandsignals über der Zeit vor, der in Abb.31 (mitte, links) dargestellt ist. Das Spektrum zu dieser Zeitreihe, das in Abb.31 (mitte, rechts) dargestellt ist, zeigt hier einen deutlichen Peak bei $f_{\text{Mess}} = 0 \text{ Hz}$ und die typische Bildung eines *Skirts* (Spreizung des Spektrums in unmittelbarer Nähe des Peaks), bedingt durch das Phasenrauschen ([29]). Für die vorgegebene negative Doppler-Frequenz ist ebenfalls die Richtigkeit des Experiments bestätigt.

6.3. Mono-Impuls

Für den allgemeinen Betrieb als *Impuls-Doppler-Radar* ist eine zeitlich genaue Aussendung von periodischen Impulsen, bezogen auf die im digitalen Zeitbereich genutzten Abtastfrequenzen, gefordert. Der zeitliche Verlauf des analogen Sendesignals eines *Mono-Impuls* ist in Abb.32 dargestellt. Dabei zeigt die linke Darstellung einen Ausschnitt der periodischen Aussendung der generierten Sendesignale mit Zeitbezug zur IPP. Die rechte Grafik zeigt den Verlauf des *Mono-Impuls* mit dem *Pulse-Shaping*, verursacht durch den *Wurzel-Gauss-Filter* in der digitalen Signalverarbeitungskette des Basisbandsignals.

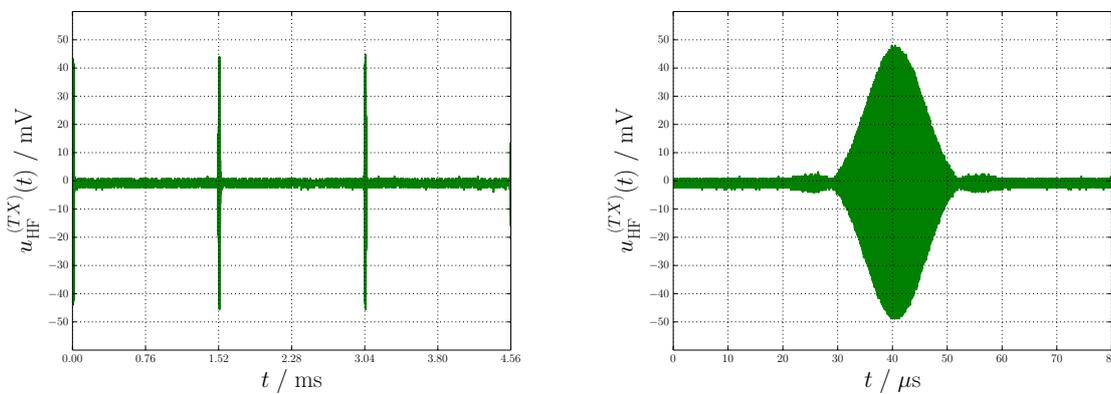
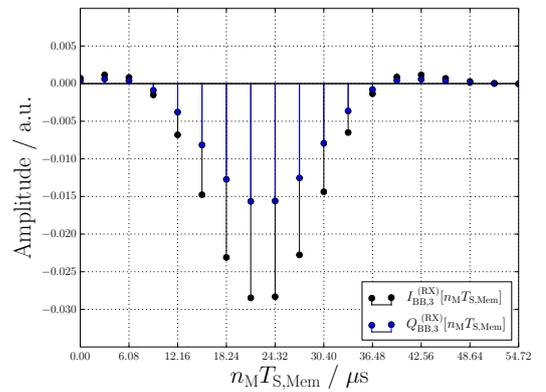
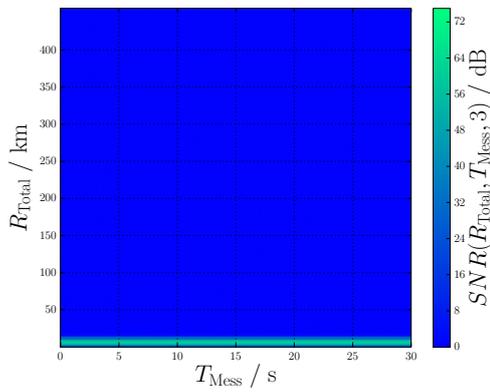
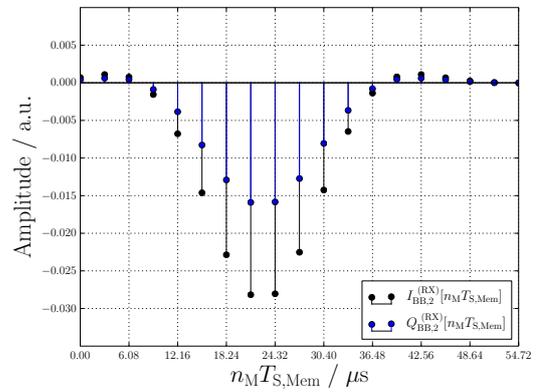
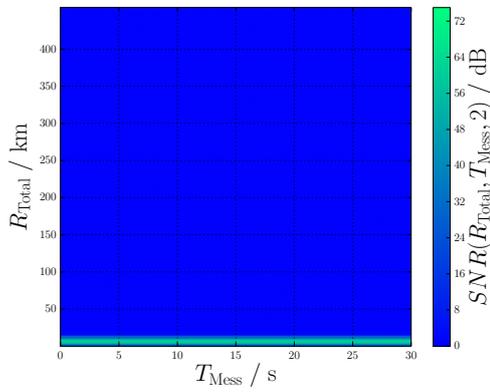
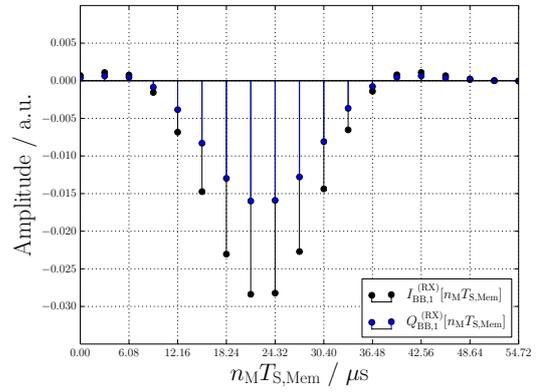
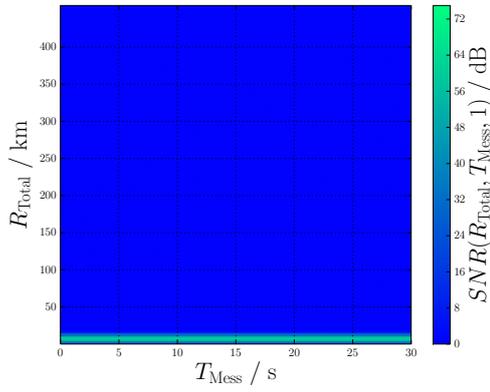
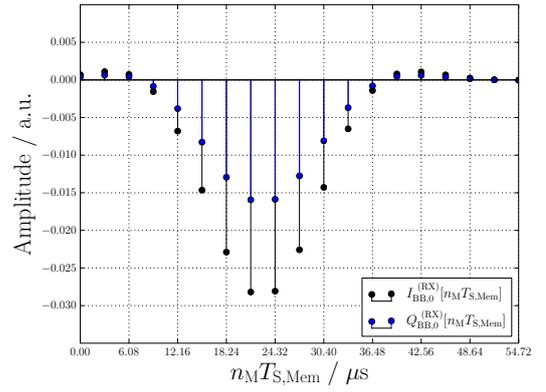
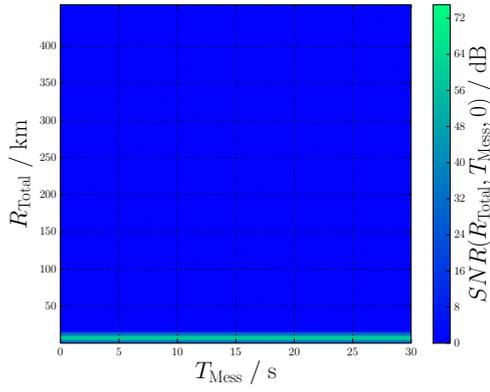


Abbildung 32: Mono-Impuls Sendesignal

Anhand dieser Beispielsequenzen soll die Kohärenz für 5 Empfangskanäle geprüft werden. Eine erste Bedingung für ein *kohärentes* Sende- und Empfangssystem (abgestimmte Oszillatoren [30]) ist die Nutzung von Referenzsignalen (1PPS und 10 MHz), gleichen Ursprungs (in diesem Fall GPS). Die zweite Bedingung ist durch das Setzen gleicher Parameter auf Seiten des Senders und Empfängers für die digitale Signalverarbeitung erfüllt. Dies gewährleistet eine *kohärente* RTI-Darstellung, in der keine Verschiebungen der ausgesendeten Test-Impulse in der Range (Range-Drift) auftreten dürfen. Die Ergebnisse des Experiments sind in Abb.33 (linke Seite) dargestellt. Eine weitere Eigenschaft die geprüft werden muss ist die Abstimmung der digitalen Empfänger-Oszillatoren (CORDIC-Alignment) untereinander über einen festgelegten Startzeitpunkt. Dies hat zur Folge das alle Kanäle die gleichen Referenz-Phasen aufweisen und somit die Kanal-Phasendifferenzen der Kanäle untereinander verschwinden. Für die Visualisierung dieser Eigenschaft ist der zeitgleiche empfangene Test-Impuls sowohl in der *Inphase*- als auch *Quadraturkomponente* in Abb.33 (rechte Seite) für jeden Kanal dargestellt.



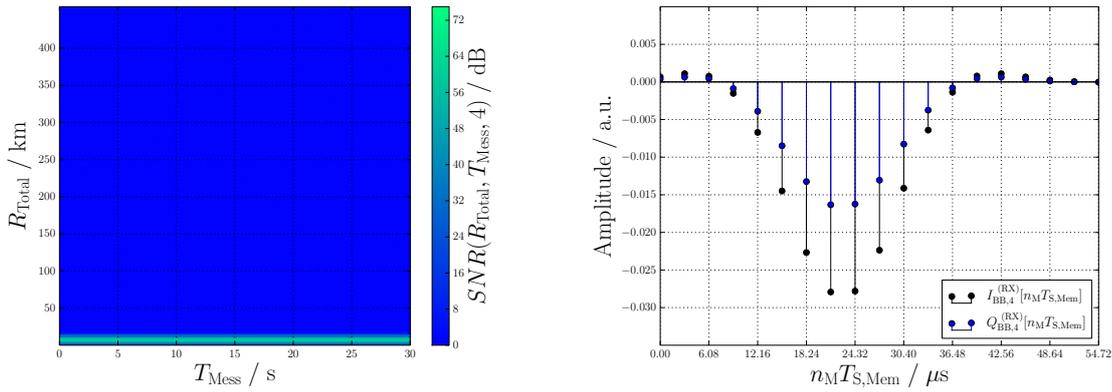


Abbildung 33: Kohärenz und CORDIC-Alignment für 5 Kanäle

In Abb.34 sind die Kanal-Phasendifferenzen mit dem Bezugskanal 0 dargestellt. Diese Phasendifferenzen weisen sehr leichte Abweichungen zur *Nullphase* auf. Die Begründung liegt in der *Konfektionierung* der HF-Speiseleitungen ([30]), da es nicht möglich ist alle Kabel auf die exakt gleiche Länge zu bekommen. Eine Bestätigung dieser Tatsache ist, dass die gleichen Ergebnisse bei Wiederholung des Experiments ohne Veränderung des Messaufbaus (auch Nutzung der gleichen Kabel) erzielt werden. Durch die *Reproduzierbarkeit* der Phasenbeiträge ist es möglich diese zu kalibrieren.

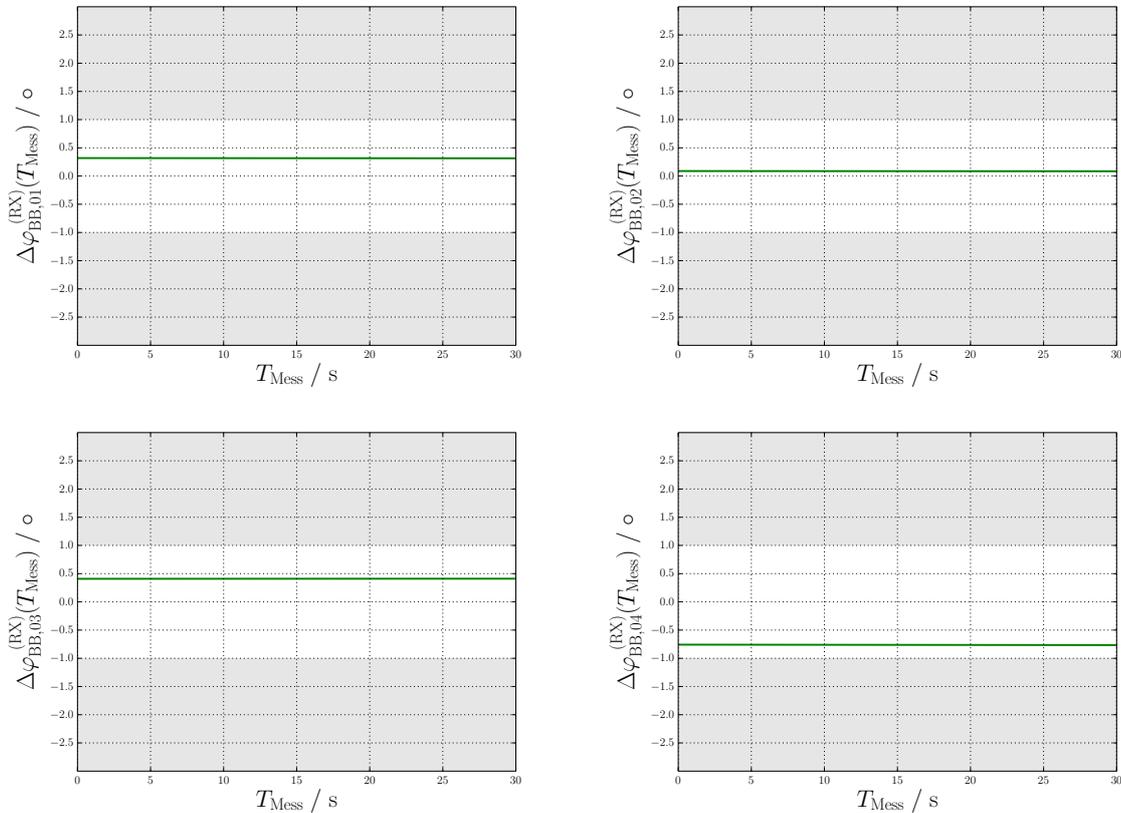


Abbildung 34: Kanal-Phasendifferenzen

6.4. Sequenzen zur Impuls-Kompression

In Abb.35 (oben, links) ist beispielhaft die digital generierte Basisband-Sendesequenz eines *Barker-Codes* mit der Codelänge $N_{\text{Code}} = 7$ dargestellt und die Grafik in Abb.35 (oben, rechts) zeigt das daraus generierte analoge Sendesignal. Für das ausgegebene Sendesignal ist der vorgegebene Amplitudenpegel ebenfalls eingehalten und somit ist die Ankopplung zu anderen Hardware-Peripherien möglich.

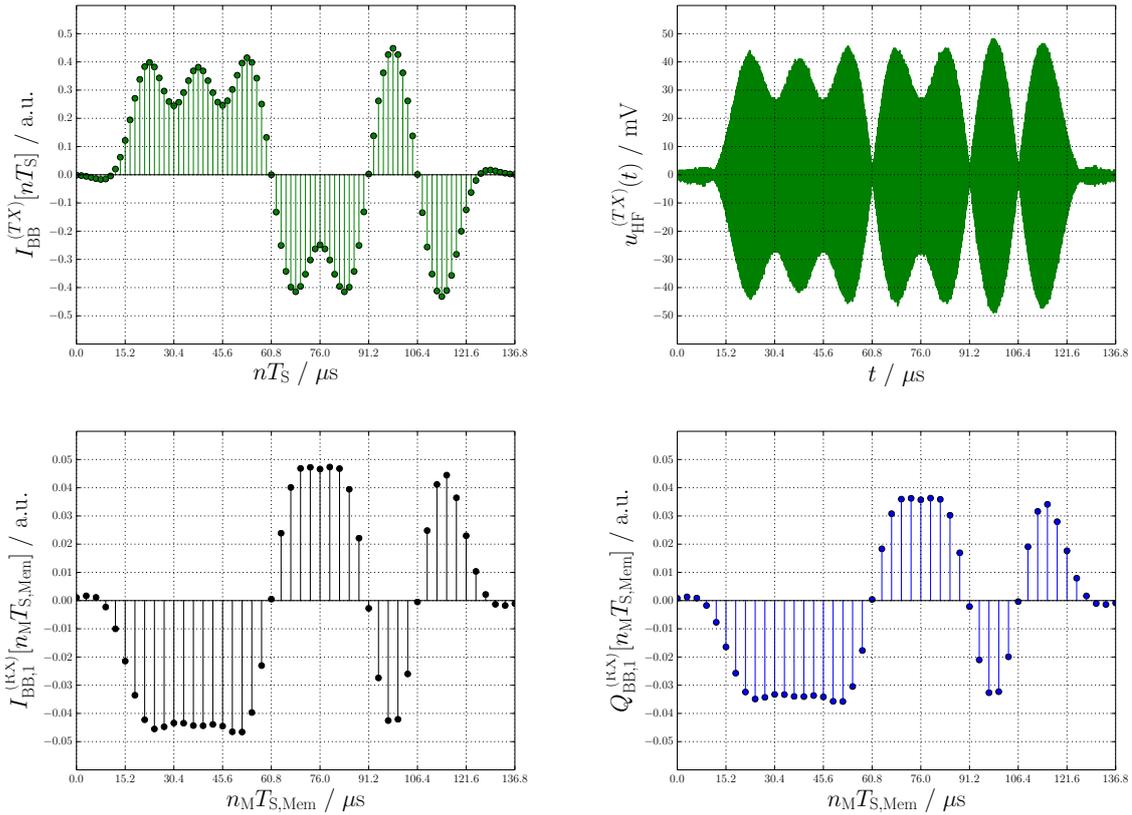


Abbildung 35: Verifizierung des Matched-Filter und des Range-Decimator

Die unteren Grafiken in Abb.35 zeigen das empfangene komplexe Basisbandsignal, wo deutlich die gewünschte Impulsformung nach der *Matched-Filterung* zu erkennen ist, sowie die Dezimierung der Abtastwerte um den Faktor $M_{\text{Bit}} = 2$. Eine zeitliche Verschiebung resultiert aus der Tatsache, dass sowohl Sender als auch Empfänger zur gleichen Zeit starten, womit sich auf beiden Komponenten die gleiche, referenzierte Abtastfrequenz einstellt. Die Laufzeit, die das ausgesendete Signal bis zum Empfänger benötigt ist entscheidend und verursacht eine Verschiebung des erzeugten Signals gegenüber der referenzierten Abtastrate. Dies hat zur Folge, dass im ungünstigsten Fall das analoge empfangene Signal bei der Wahl von $M_{\text{Bit}} = L_{\text{Bit}}$ in seinen Nullstellen abgetastet wird und somit vom Empfänger nicht detektiert wird.

Die auftretenden Abtastwerte in der Nullstellen sind der Digitalisierung geschuldet und können mit Einhaltung des folgenden Kriteriums umgangen werden:

$$L_{\text{Bit}} = 2M_{\text{Bit}}$$

Eine weitere Klasse von Sequenzen für die *Impuls-Kompression* sind die *Golay-Code* Sequenz-Paare, die auch als *Komplementärsequenzen* bezeichnet werden. Diese sind am Beispiel eines Sequenz-Paars der Codewort-Länge $N_{\text{Code}} = 8$ in Abb.36 dargestellt.

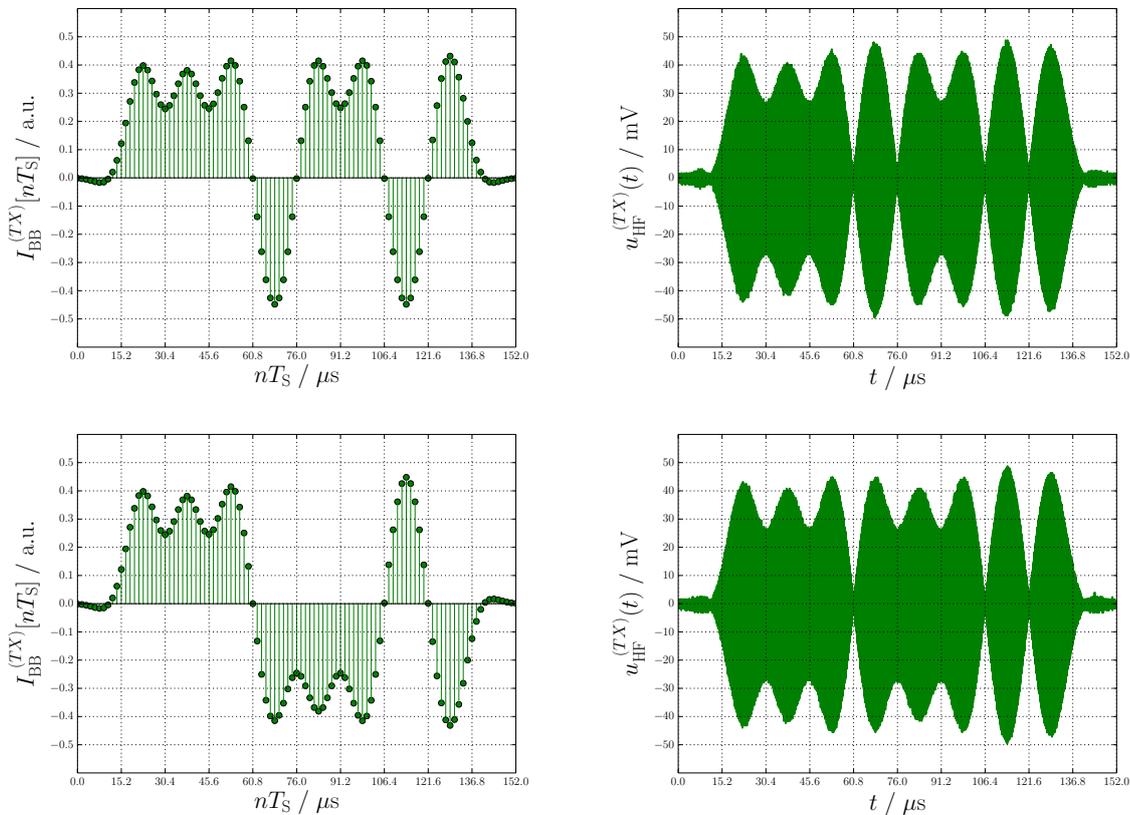


Abbildung 36: Golay-Code Sendesequenzen

Die Darstellungen in Abb.36 zeigen nur die Sendesignale, da die anderen Eigenschaften des *Radar-Systems* verifiziert wurden. In Abb.36 (linke Spalte) sind die digital generierten Sequenz-Paare dargestellt und die Darstellungen rechts daneben zeigen die dazugehörigen analogen Sendesignale. Auf die eigentlichen Eigenschaften der *Impuls-Kompression* soll im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter eingegangen werden.

6.5. Meteor-Echo

Der in dieser Arbeit entwickelte, multiple digitale Empfänger auf Basis der *USRP-N200* wurde passiv mit dem 5-Kanal *Multistatic Multifrequency Agile Radar for Investigations of the Atmosphere* (MMARIA) parallel betrieben. Der Oberbegriff des entwickelten *Radar-System* lautet *Software Defined Radar for Atmospheric Research* (SanDRA). Der Messaufbau ist in Abb.37 dargestellt. Bei dem *MMARIA*-System handelt es sich derzeit um ein *bistatisches* Radar, das von *Juliusruh* aus *Barker-Code* Impulssignale sendet und die *vorwärts gestreuten* Echos von z.B. erzeugten Plasma-Spuren durch den Eintritt von Meteoren in die Erdatmosphäre ([27]), in *Kühlungsborn* mit 32.55 MHz empfängt. Die exakte Synchronisierung beider Systeme ist über die gleiche *GPS-Referenz* gewährleistet. Der Vergleich der genutzten Parameter der Signalverarbeitung in den Empfangspfaden beider Systeme, macht einen parallelen kohärenten Betrieb beider Systeme möglich. Ein in dieser Konfiguration, am 19.12.2014 um 08 : 32 : 43 gemessenes und langanhaltendes *Meteor-Echo* sei für alle genutzten Kanäle in verschiedenen Signaldiagrammen (Abb.38, Abb.39, Abb.40, Abb.41, Abb.42) dargestellt.

Am Beispiel der Signaldarstellungen von Kanal 0 in Abb.38 sollen die Bedeutungen der Grafiken erläutert werden. Der Ausschnitt aus der RTI-Darstellung eines detektierten Echos ist in Abb.38 (oben, links) dargestellt. Die Grafik daneben zeigt einen Ausschnitt für eine bestimmte Zeit aus der RTI-Darstellung. Dort erkennt man den im Betrag zu erwartenden Verlauf nach der Decodierung ([1]) der Impuls-Sequenzen. Die Darstellung in Abb.38 (mitte, links) zeigt einen Ausschnitt für eine feste Range über der Zeit mit einer linearen Darstellung des Betrags der Amplituden des komplexen Basisband-Signals. Die Grafik in Abb.38 (unten, links) zeigt den zeitlichen Verlauf der Inphase- und Quadraturkomponente eines Ausschnitts aus der Range. Es ist deutlich die Oszillation mit einer negativen Doppler-Frequenz erkennen, da die Quadratur- der Inphasekomponente voraus eilt. Die Abb.38 (unten, rechts) zeigt das aus Abb.38 (unten, links) gebildete Spektrum aus diesem Range-Ausschnitt, und dort ist eine nach links verschobene Doppler-Frequenz zu erkennen.

Der Vergleich der Inphase- sowie der Quadraturkomponenten der Kanäle untereinander (unten, links in Abb.38, Abb.40, Abb.40, Abb.41, Abb.42) zeigt starke Abweichungen der Phasenlagen. Die Begründung dieser unterschiedlichen Phasenlagen liegt in der Anordnung des Antennenfelds. Da die Antennen auf verschiedenen, räumlichen Positionen verteilt sind (in diesem Fall als sogenannte *Jones*-Konfiguration, siehe Abb.37), entstehen unterschiedliche Zeitpunkte in denen das gestreute Echo in die Antennen gespeist wird. Die Laufzeitdifferenz zwischen den einzelnen Antennen bildet sich als Phasendifferenz zwischen den einzelnen Kanälen ab. Genau diese Phasendifferenzen sind für die Positionsbestimmung des gestreuten Echos von Bedeutung. Mit Hilfe wei-

terer verschiedener *Signalverarbeitungstechniken* und *physikalischer Zusammenhänge* ist es möglich weitere, relevante *geophysikalische Parameter* abzuleiten.

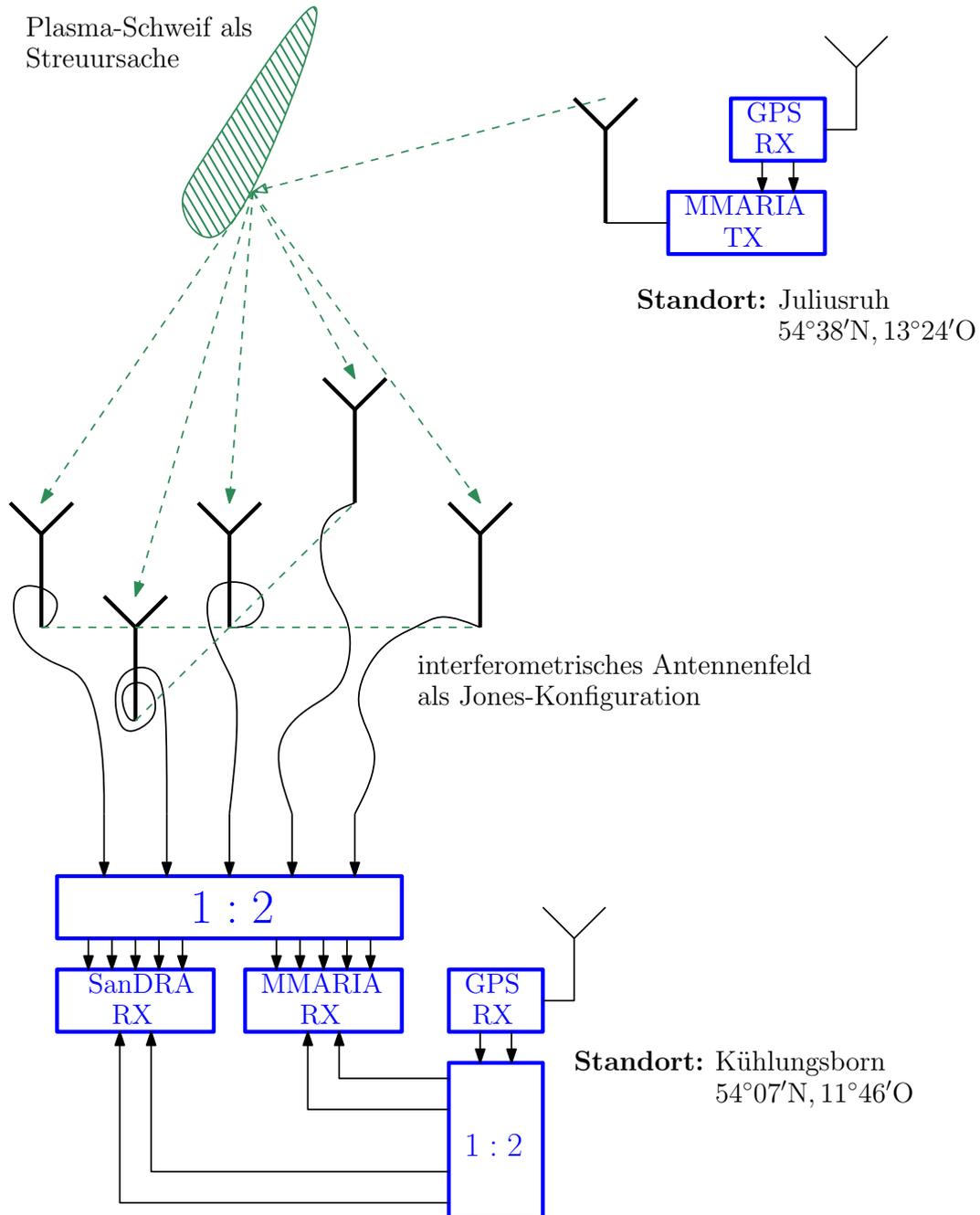


Abbildung 37: Experimentaufbau für realen Empfängertest

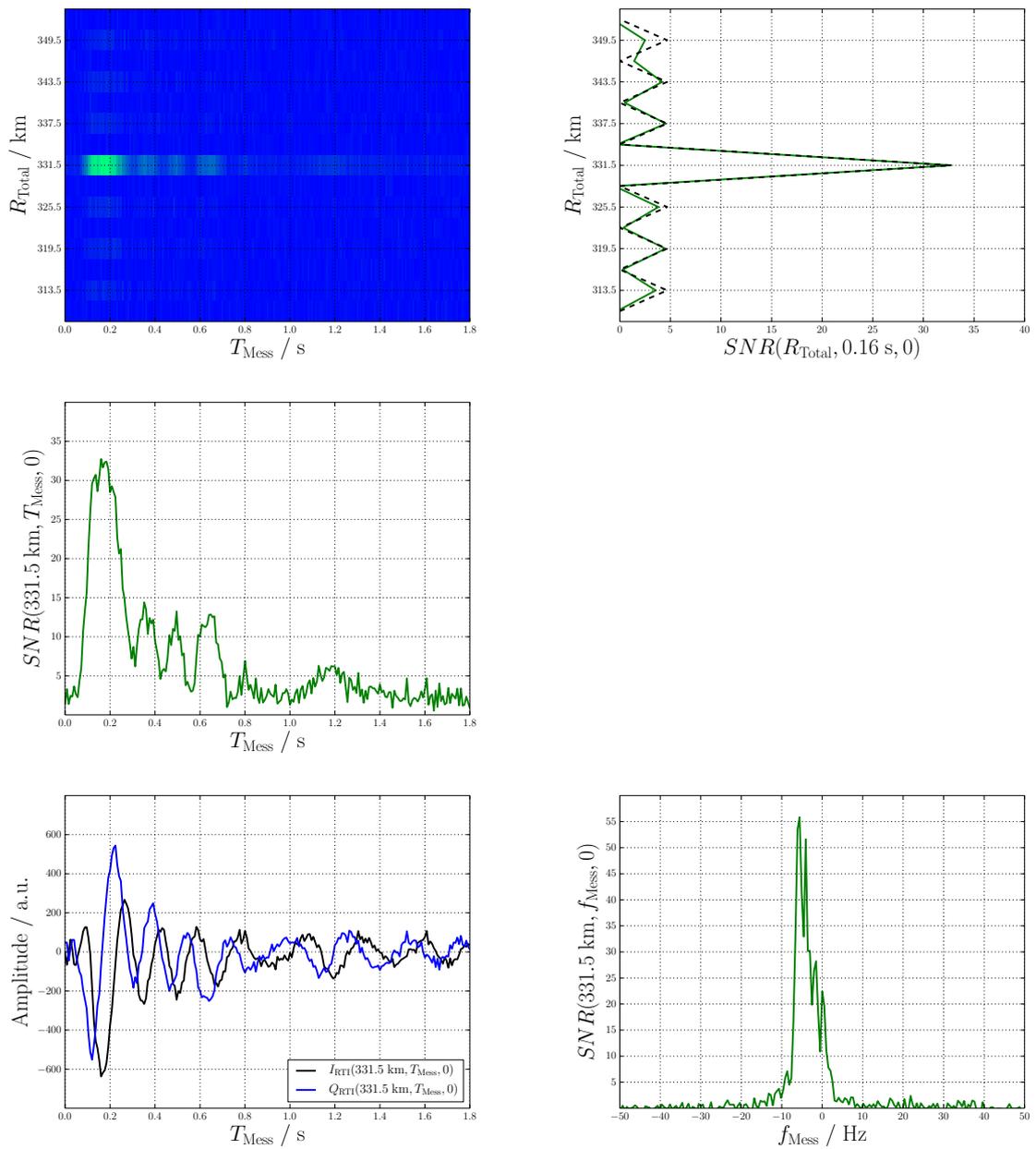


Abbildung 38: Meteor-Echo in verschiedenen Darstellungen (Kanal 0)

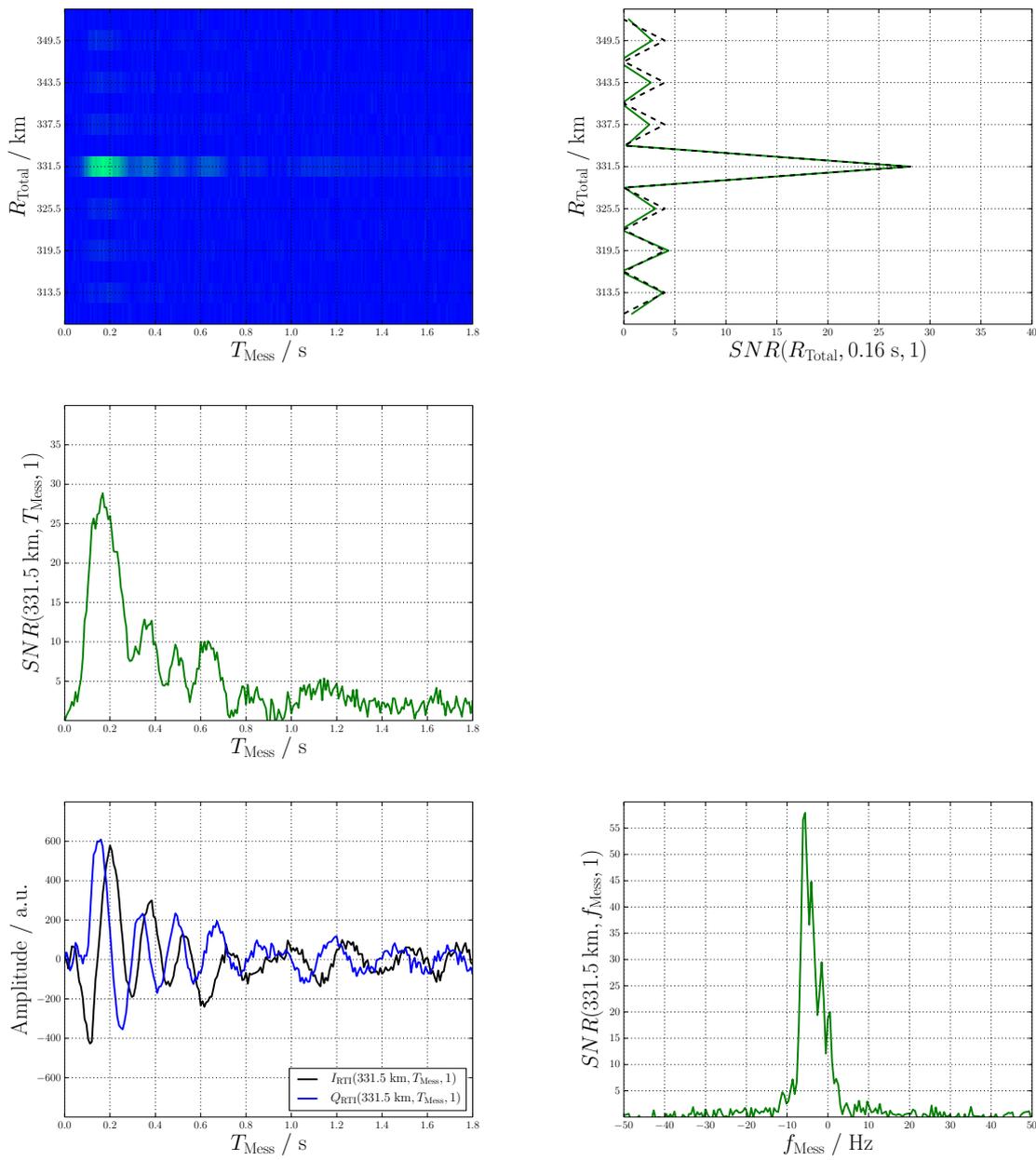


Abbildung 39: Meteor-Echo in verschiedenen Darstellungen (Kanal 1)

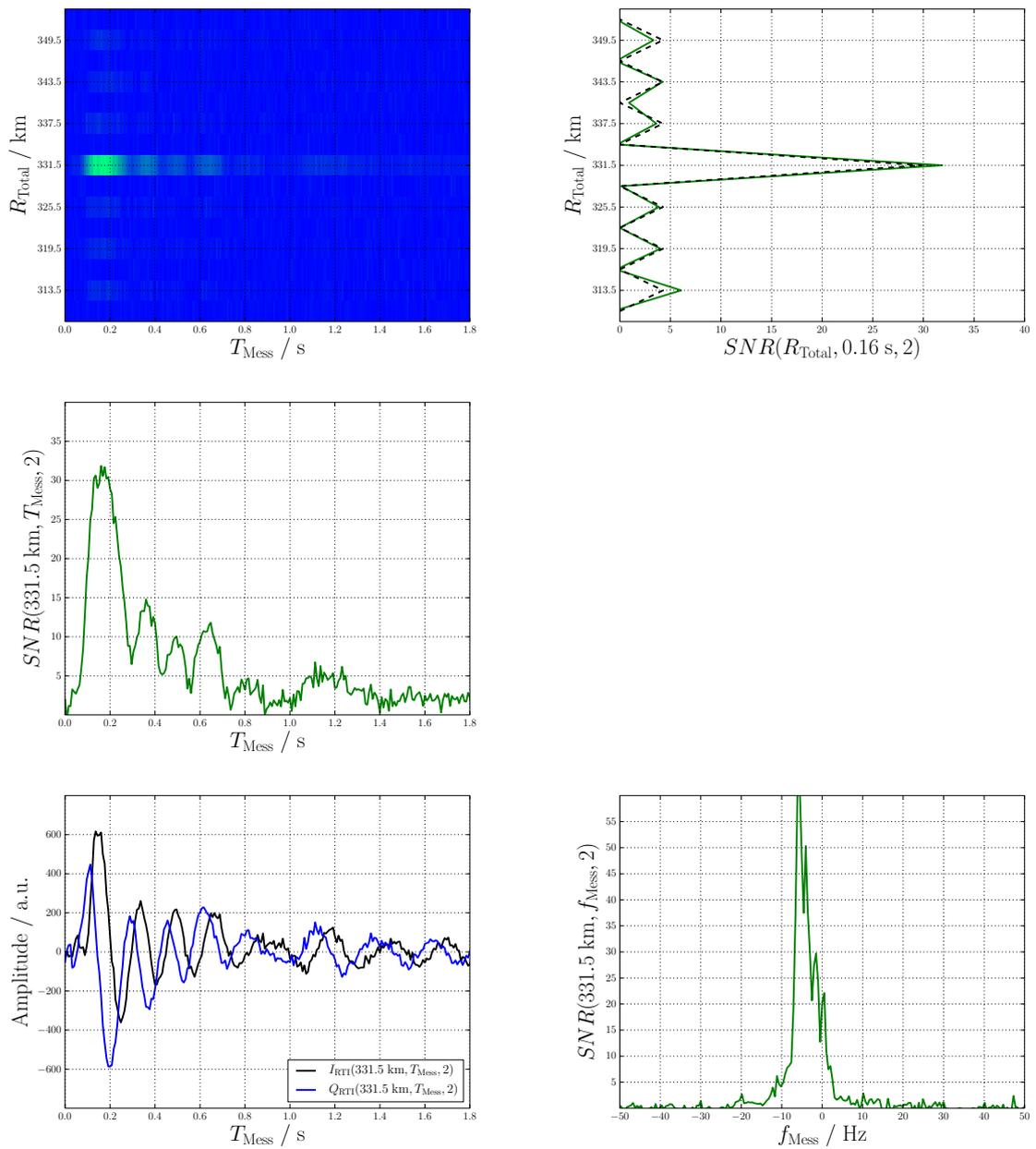


Abbildung 40: Meteor-Echo in verschiedenen Darstellungen (Kanal 2)

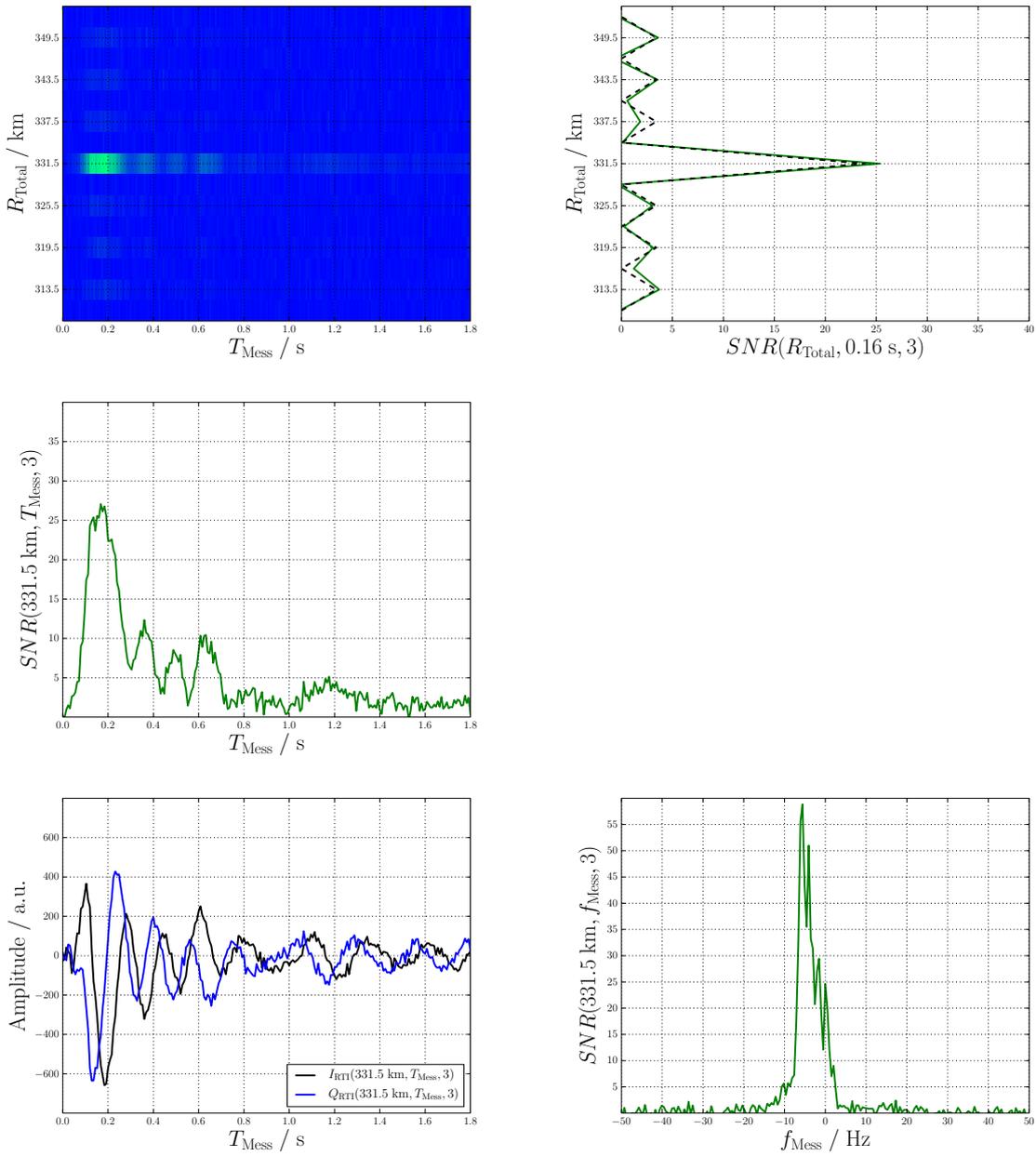


Abbildung 41: Meteor-Echo in verschiedenen Darstellungen (Kanal 3)

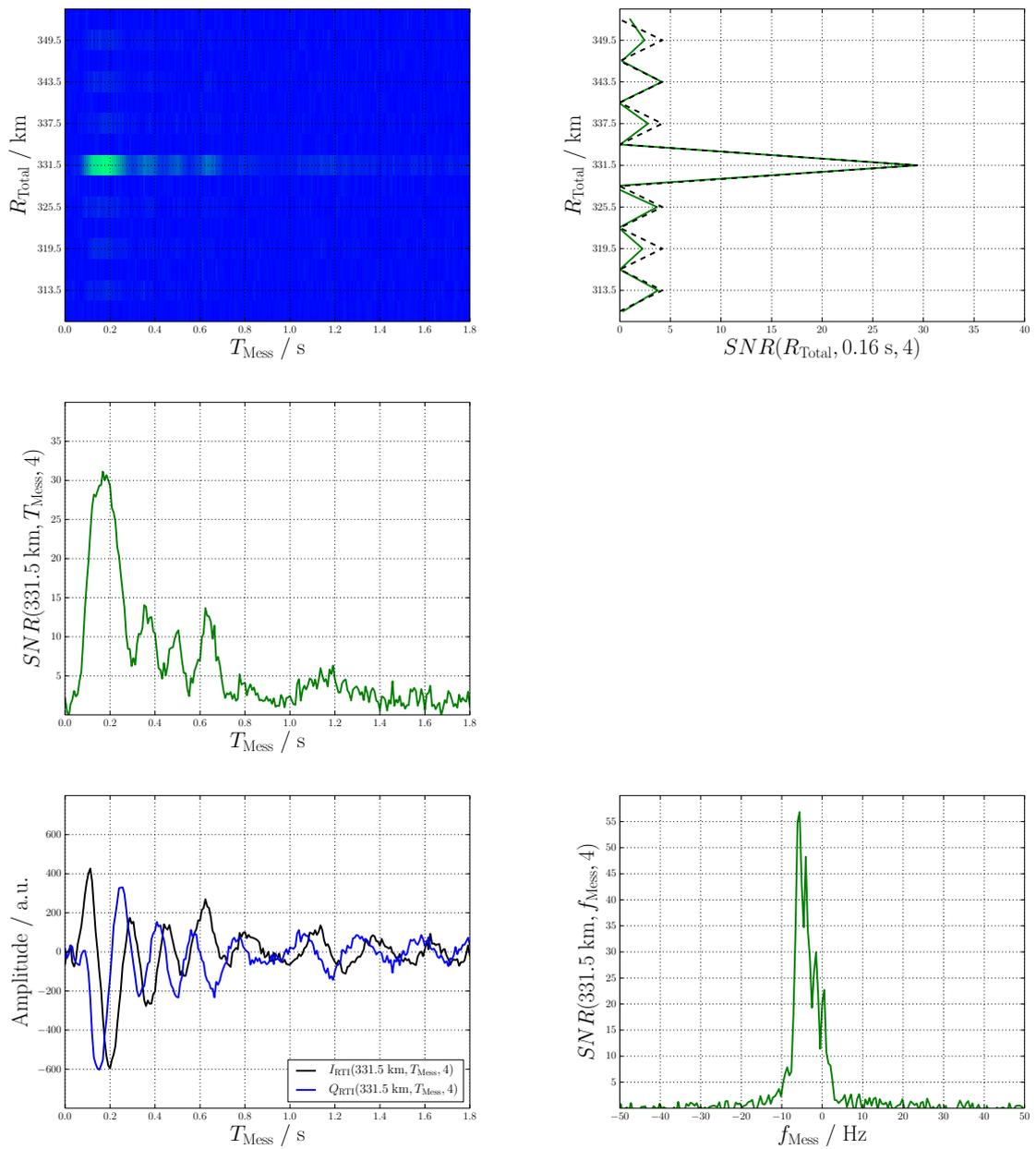


Abbildung 42: Meteor-Echo in verschiedenen Darstellungen (Kanal 4)

7. Ausblick

Mit den erzielten Ergebnissen ist es möglich aus dem *prototypischen* Charakter des aus dieser Arbeit hervorgegangenen *Radar-Systems* ein komplettes eigenständiges *Radar Mess-System* aufzubauen. Dazu zählt der Entwurf und die Optimierung weiterer *Hardware-Komponenten* und ein schlankes, portables Design für *mobile* und *statische* Einsatzmöglichkeiten.

Durch die Generierung des Sendesignals mit einer sehr hohen *Linearität* der digitalen Verarbeitungsstufen, ist ein weiterer Ansatz das Design eines *Hochleistungsverstärkers*, der auch in der Lage ist *lineare Impuls-Sequenzen* auszugeben. Ein möglicher Ansatz ist die Methode der sogenannten *Envelope Elimination and Reconstruction* (EEaR).

Für eine benutzerfreundlichere Kontrolle der Software/Hardware wäre die Lösung ein Interface in Form eines *Graphical User Interface* (GUI), welches sowohl für *normale Nutzer* als auch *administrative Parameter* eine Plattform bietet.

Die Realisierung eines *Radars* mit der höchstmöglichen Abtastrate für das komplexe Basisbandsignal bedeutet, das die generierten Impulse die geringst mögliche Bitbreite erreichen. Im Zusammenhang mit den Konzepten eines *Noise Radars* wäre diese Bereitstellung der maximal möglichen Parameter eine enorme Verbesserung der *Range-Resolution*. Solche Überlegungen erfordern darüber hinaus ein performantes *Rechner-System* in Form eines *Multi-Core Servers*, leistungsfähige *Hard-Disk-Drives* (HDD's) und ausreichend Arbeitsspeicher, um die Daten schnellstmöglich in Echtzeit zu prozessieren und dann schnell genug zu speichern.

Im Rahmen des Studiums der detaillierten *Single-Frequency Down-Conversion* auf dem *FPGA* könnte der derzeitige Signalverarbeitungspfad ebenfalls dazu genutzt werden, Radarsignale unterschiedlicher Sendefrequenzen zu empfangen. Durch einen solchen Ansatz lässt sich ein *bistatisches Radar-Netzwerk* realisieren.

Literatur-/Quellenverzeichnis

- [1] Barker, R.H. *Group Synchronization of Binary Digital Systems*. Academic Press.
- [2] Bronstein, I.N. und Semendjajew, K.A. und Musiol, G. und Mühlig, H. *Taschenbuch der Mathematik*. Harri Deutsch Verlag.
- [3] Chau, J.L. *Aperture Synthesis Radar Imaging in Coherent Scatter Radars*. https://www.eiscat3d.se/drupal/sites/default/files/EISCAT_Radar_School_2012/12_Chau_Imaging.pdf.
- [4] Donadio, Matthew P. *CIC Filter Introduction*. <http://home.mit.bme.hu/~kollar/papers/cic.pdf>.
- [5] Etling, Dieter. *Theoretische Meteorologie*. Springer.
- [6] Ettus Research. *USRP Software Defined Radio*. <https://github.com/EttusResearch>.
- [7] Fisher, Tony. *LC Filter Design*. <http://www-users.cs.york.ac.uk/~fisher/lcfilter/>.
- [8] GNU-Radio. *Welcome to GNU-Radio*. <http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/wiki>.
- [9] Golay, M.J.E. *Complementary Series*. IRE Trans.
- [10] Greiner, Walter. *Klassische Mechanik I*. Verlag Harri Deutsch.
- [11] Institut für Atmosphärenphysik. <https://www.iap-kborn.de/home/>.
- [12] Kark, Klaus. *Antennen und Strahlungsfelder*. Vieweg.
- [13] Kelley, Michael C. *The Earth's Ionosphere: Plasma Physics and Electrodynamics*. Academic Press.
- [14] Landau, L.D. und Lifschitz, E.M. *Lehrbuch der Theoretischen Physik: Hydrodynamik*.
- [15] Linear Technology. *LT Spice*. <http://www.linear.com/designtools/software/>.
- [16] Mahafza, Bassem R. und Elsherbeni, Atef Z. *Matlab: Simulations for Radar Systems Design*. Chapman and Hall/CRC.
- [17] Matheonic Technology Inc. *Chebyshev Approximation*. <http://www.matheonics.com/Tutorials/Chebyshev.html>.
- [18] MIT Haystack Observatory. *Open Source Projects*. <http://www.haystack.mit.edu/atm/open/index.html>.
- [19] NumPy. *Documentation*. <http://www.numpy.org/>.
- [20] Proakis, John G. and Manolakis, Dimitris K. *Digital Signal Processing*. Pearson.
- [21] Proakis, John G. and Salehi, Masoud. *Digital Communications*. McGraw-Hill.

- [22] Python. *Documentation*. <https://www.python.org/doc/>.
- [23] Rinne, Horst. *Taschenbuch der Statistik*. Harri Deutsch Verlag.
- [24] Rudolph, Dietmar. *Inter-Symbol-Interferenz & Nyquist-Bedingung*. http://www.diru-beze.de/funksysteme/skripte/DiFuSy_S06/DiFuSy_ISI_SS06.pdf.
- [25] Saal, Rudolf. *Handbuch zum Filterentwurf*. Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft AEG-Telefunken.
- [26] Schnabel, Patrick. *Netzwerktechnik-Fibel*.
- [27] Schubbe, Julia. *Investigation of meteor decay times at different frequencies above Juliusruh*. Bachelor-Thesis, Universität Rostock, 2013.
- [28] SciPy. *Documentation*. <http://www.scipy.org/>.
- [29] Skolnik, Merrill. *Radar Handbook*. McGraw-Hill.
- [30] Steinbuch, K. und Rupprecht, W. *Nachrichtentechnik: Nachrichtenübertragung*. Springer, .
- [31] Steinbuch, K. und Rupprecht, W. *Nachrichtentechnik: Schaltungstechnik*. Springer, .
- [32] Stöcker, Horst. *Taschenbuch der Physik*. Verlag Harri Deutsch.
- [33] Timmann, Steffen. *Repetitorium der Funktionentheorie*. Binomi.
- [34] Volder, Jack E. *The CORDIC Trigonometric Computing Technique*. IRE Trans.
- [35] Wolff, Christian. *Grundlagen der Radartechnik*. <http://www.radartutorial.eu/>.
- [36] Woodman, R.F. *Incoherent and Coherent Scatter Radars*. <http://cedarweb.hao.ucar.edu/workshop/tutorials/2004/woodman04.pdf>.

