

Störungsunempfindliche Informationsübertragung in dynamischer Produktionsumgebung

Von der Graduate School of Excellence advanced Manufacturing Engineering
(GSaME) der Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines Doktor-Ingenieurs
(Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von

Dipl.-Ing. Michelangelo Masini

aus Rom, Italien

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. Manfred Berroth

Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. Bernd Bertsche

Vorsitz: Prof. Dr.-Ing. habil. Bernhard Mitschang

Tag der mündlichen Prüfung: 10.02.2014

Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik der Universität Stuttgart

2014

Inhaltsverzeichnis

INHALTSVERZEICHNIS	3
ABBILDUNGSVERZEICHNIS.....	7
TABELLENVERZEICHNIS.....	11
ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS	12
FORMELZEICHENVERZEICHNIS.....	16
ABSTRACT	21
1 EINLEITUNG.....	23
1.1 Motivation	24
1.2 Herausforderung.....	25
1.3 Bestehende Produkte und Vergleichbare Arbeiten	26
1.4 Übersicht.....	27
2 UNTERSUCHUNG DER FERTIGUNGSUMGEBUNG	29
2.1 Anwendungsfall	29
2.2 Kategorien und Erhebung der Anforderungen	30
2.2.1 Anforderungen aus der wandlungsfähigen Fabrik.....	30
2.2.2 Anforderungen nach ISO/IEC 9126	31
2.2.3 Anforderungen von Feldbussen.....	31
2.2.4 Anforderungen aus der Fertigungsumgebung.....	32
2.3 Untersuchung der Zuverlässigkeit.....	32
2.4 Anforderungsbewertung.....	33

3	ENTWURF EINER DRAHTLOSEN FELDBUS-BRÜCKE.....	35
3.1	Vorgehen von den Anforderungen zum Konzept.....	35
3.2	Untersuchung der Funktechnologien	36
3.2.1	WLAN.....	38
3.2.2	Zigbee.....	39
3.2.3	Bluetooth.....	40
3.2.4	UWB	41
3.3	Koexistenz und Echtzeitaspekte von Funksystemen in der Fertigungsumgebung	43
3.4	Wahl der Übertragungsart.....	46
3.5	Stand der Technik und Forschung.....	48
3.5.1	Drahtlose serielle Brücken	49
3.5.2	UWB-Sender	50
3.5.3	UWB-Empfänger	51
3.5.4	UWB-Sendeempfänger	52
3.6	Konzept für eine transparente drahtlose Brücke für Profibus	53
4	GRUNDLAGEN DER ULTRABREITBANDÜBERTRAGUNGSTECHNIK.....	54
4.1	Regulierung und Standard für UWB.....	55
4.2	Impulsbasierte Ultrabreitbandtechnik	58
4.3	Modulationen bei impulsbasiertem UWB	61
4.4	Feldbus Profibus	65
5	REALISIERUNG EINER DRAHTLOSEN ÜBERTRAGUNGSTRECKE MIT IMPULSBASIRTER ULTRABREITBANDTECHNIK.....	67
5.1	Architektur	67
5.2	Kanalmodellierung	70
5.2.1	Pfadverluste.....	71
5.2.2	Mehrwegeausbreitung:.....	73
5.2.3	Wahl und Parametrisierung des Kanalmodells	74

5.3	Entwicklung eines Bandpassfilters	75
5.4	Hüllkurvendetektor	77
5.5	Kodierer und Impulsgenerator	81
5.6	Aufbau und Messung der UWB-Übertragung	83
5.6.1	Simulation	84
5.6.2	Messung der Impulserzeugung	86
5.6.3	Messung der UWB-Übertragung	92
5.7	Bewertung	97
6	EVALUATIONSPLATTFORM FÜR SOFTWAREDEFINIERTES IR-UWB	99
6.1	Architektur	100
6.2	Einbindung der Übertragung in den Feldbus PROFIBUS	101
6.2.1	Profibus-Schnittstellenplatine	102
6.2.2	Profibus-Slave	102
6.2.3	Konfigurator	110
6.3	Simulation und Messung der Feldbus-Einbindung	110
6.4	Digitale Impulssynthese	116
6.4.1	Analoge Maßnahmen zur Impulsoptimierung	116
6.4.2	Analytische Berechnung	117
6.4.3	Digital gefilterter elementarer Impuls	119
6.4.4	Numerische Herleitung des Impulses	119
6.4.5	Einfluss der Begrenzungen	120
6.4.6	Optimierung	123
6.5	Digitaler Modulator und Impulsgenerator	124
6.6	Entwicklung einer Vivaldi-Antenne	125
6.7	Messung der UWB-Übertragung	128
7	ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK	139
	LITERATURVERZEICHNIS	142

LEBENS LAUF - WISSENSCHAFTLICHE AUSBILDUNG	155
ANHANG A: UWB-BANDPASSFILTER.....	158
ANHANG B: PROFIBUSADAPTERPLATINE.....	159
ANHANG C: TESTAUFZEICHNUNG DER PROFIBUS VERIFIKATION.....	163
ANHANG D: ANTENNE.....	170

Abbildungsverzeichnis

<i>Abbildung 1: Anforderungen aus den verschiedenen Bereichen</i>	30
<i>Abbildung 2: Abhängigkeit der Anforderungen von den Technologieparametern</i>	37
<i>Abbildung 3: Gemessenes Spektrum zur Visualisierung der Belegung des ISM-Bandes über der Zeit [43]</i>	43
<i>Abbildung 4: Frequenzmasken der ISM Bänder im Verhältnis zur Frequenzmaske des UWB</i>	45
<i>Abbildung 5: Technologiechart für Übertragungstechnologien mit Datenrate über Reichweite</i>	46
<i>Abbildung 6: Drahtlose Feldbusbrücke mit UWB</i>	53
<i>Abbildung 7: UWB unter der Rauschgrenze der schmalbandigen Standards</i>	54
<i>Abbildung 8: Masken der verschiedenen Regulierungsbehörden zur Freigabe der UWB-Frequenzen</i>	56
<i>Abbildung 9: Übersicht der Arbeitsgruppen unter IEEE 802.15</i>	57
<i>Abbildung 10: Elementare Impulsformen (Wavelet)</i>	59
<i>Abbildung 11: Konstellationsdiagramm für antipodale und orthogonale Impulse</i>	63
<i>Abbildung 12: Profibus-Rahmen für ein Byte im asynchronen seriellen Datenstrom</i>	65
<i>Abbildung 13: Architektur im Profibus</i>	66
<i>Abbildung 14: Telegramm im Profibus</i>	66
<i>Abbildung 15: Senderarchitektur</i>	68
<i>Abbildung 16: Empfängerarchitektur</i>	68
<i>Abbildung 17: Bandpasskoppelleitungsfiler</i>	76
<i>Abbildung 18: Simulierte und gemessene Übertragungscharakteristik des Bandpassfilters mit S21-Parameter</i>	76
<i>Abbildung 19: Ersatzschaltbild für den Bandpassfilter mit J-Inverter</i>	77
<i>Abbildung 20: Prinzipschaltung für einen Hüllkurvendetektor</i>	78
<i>Abbildung 21: Schaltung des Hüllkurvendetektors Version A</i>	78
<i>Abbildung 22: Layout des Hüllkurvendetektors Version A</i>	80
<i>Abbildung 23: Schaltung des Hüllkurvendetektors Version B</i>	80
<i>Abbildung 24: Layout des Hüllkurvendetektor Version B</i>	80

<i>Abbildung 25: Architektur der Kodierung im FPGA</i>	81
<i>Abbildung 26: Vereinfachtes Blockschaltbild der dreistufigen Vorverzerrung der Datenausgabe aus den schnellen seriellen Schnittstellen MGT des FPGAs</i>	82
<i>Abbildung 27: Beispiel eines vorverzerrten Signals aus den MGTs [97]</i>	82
<i>Abbildung 28: Architektur der Simulation</i>	84
<i>Abbildung 29: Simulation des Hüllkurvendetektors Version A und B</i>	85
<i>Abbildung 30: Spektrum des Sendeimpulses und der detektierten Impulse</i>	86
<i>Abbildung 31: Testaufbau für die Impulserzeugung</i>	87
<i>Abbildung 32: Berechnetes Spektrum des hochgemischten Rechteckimpulses ohne Bandpassfilter</i>	87
<i>Abbildung 33: Berechnetes Spektrum Impulses mit Betrachtung des Bandpassfilters</i>	88
<i>Abbildung 34: Messung Rechteckimpuls aus dem Impulsgenerator</i>	89
<i>Abbildung 35: Rechteckimpuls hochgemischt auf 7,25 GHz</i>	90
<i>Abbildung 36: Messung des Rechteckimpulses hochgemischt auf 7,25 GHz und gefiltert mit dem Bandpassfilter aus Kapitel 5.3</i>	91
<i>Abbildung 37: Messaufbau des Senders mit Bandpass</i>	92
<i>Abbildung 38: Messung der Impulse nach dem Bandpass im Zeitbereich</i>	92
<i>Abbildung 39: Messaufbau mit angepassten Leistungen und zusätzlichem Verstärker</i>	93
<i>Abbildung 40: Messung des Spektrums nach Leistungsanpassung und Verstärkung</i>	93
<i>Abbildung 41: Messung der Impulse nach Leistungsanpassung und Verstärkung</i>	94
<i>Abbildung 42: Messaufbau des Empfängers mit rauscharmem Verstärker</i>	95
<i>Abbildung 43: Messung des Spektrums im Empfänger nach dem rauscharmen Verstärker</i>	95
<i>Abbildung 44: Messung des empfangenen Zeitsignals nach dem LNA</i>	96
<i>Abbildung 45: Messaufbau Empfänger mit Hüllkurvendetektor</i>	97
<i>Abbildung 46: Feldebussender mit softwaredefiniertem IR-UWB</i>	100
<i>Abbildung 47: Feldebusempfänger mit softwaredefiniertem IR-UWB</i>	100
<i>Abbildung 48: Architektur im FPGA</i>	101
<i>Abbildung 49: a) Vorderseite, b) Rückseite der Profibuschnittstellenplatine</i>	102
<i>Abbildung 50: Bearbeitungsstufen und Datenebenen im Profibus-Slave</i>	103
<i>Abbildung 51: Schnittstelle des Profibus-Slaves</i>	103

<i>Abbildung 52: Ablauf für das Schreiben und Lesen über die Benutzerschnittstelle des Slaves</i>	104
<i>Abbildung 53: Parallelisierung der seriell empfangenen Daten über den Profibus</i>	105
<i>Abbildung 54: Struktur des Datenempfängers</i>	105
<i>Abbildung 55: Serialisierung der zu sendenden Daten für den Profibus</i>	106
<i>Abbildung 56: Struktur des Datensenders in der UART-Stufe</i>	106
<i>Abbildung 57: Schnittstelle zum Konfigurator</i>	107
<i>Abbildung 58: Zustandsautomat der Anwendungsstufe</i>	108
<i>Abbildung 59: Zustandsautomat „Empfangen“ mit den acht möglichen Telegrammdiensten</i>	108
<i>Abbildung 60: Verarbeitung des Datenaustauschtelegamms</i>	109
<i>Abbildung 61: Test der UART Stufe</i>	111
<i>Abbildung 62: Testumgebung für den Test des gesamten Transceivers</i>	111
<i>Abbildung 63: Blockschaltbild und Ablauf des universellen Testers</i>	112
<i>Abbildung 64: Test der UART Stufe</i>	114
<i>Abbildung 65: Impulserzeugung mit der Modulation eines Si-Impulses mit $f_c = 7,25$ GHz (normierte Amplitude)</i>	117
<i>Abbildung 66: Spektrum des erzeugten Impulses</i>	118
<i>Abbildung 67: Impulsentwurf mit der <i>cfirpm</i>-Funktion</i>	120
<i>Abbildung 68: Impulsentwurf mit der <i>fircls</i>-Funktion</i>	121
<i>Abbildung 69: Abhängigkeit der Amplitudendifferenz zwischen Leistungshauptband und -nebenband von der Auflösung des Impulses</i>	122
<i>Abbildung 70: Spektrum beim Quantisieren des UWB-Impulses</i>	123
<i>Abbildung 71: Entwurfsprozess für einen UWB-Impuls</i>	124
<i>Abbildung 72: Zweidimensional Richtcharakteristik der Vivaldantenne bei 7,5 GHz</i>	126
<i>Abbildung 73: Dreidimensionale Richtcharakteristik bei 7,5 GHz</i>	127
<i>Abbildung 74: Messung des Eingangsreflexionsfaktor S_{11} der Antennen</i>	128
<i>Abbildung 75: Messaufbau mit dem softwaredefiniertem Impulsgenerator</i>	129
<i>Abbildung 76: Architektur des softwaredefinierten Impulsgenerators</i>	130
<i>Abbildung 77: Skizze der Messumgebung</i>	131
<i>Abbildung 78: Erzeugter Impuls mit einer Abtastrate von 1340 MS/s</i>	131

<i>Abbildung 79: Erzeugter Impuls mit einer Abtastrate von 700 MS/s</i>	132
<i>Abbildung 80: Sendeimpuls im Zeitbereich</i>	133
<i>Abbildung 81: Spektrum eines hochgemischten Impulses mit einer Bandbreite von 100 MHz</i>	134
<i>Abbildung 82: Spektrum eines hochgemischten Impulses mit einer Bandbreite von 200 MHz</i>	134
<i>Abbildung 83: Spektrum eines hochgemischten Impulses mit guter Ausnutzung der UWB Maske</i>	135
<i>Abbildung 84: Empfangener Impuls nach Antenne und LNA</i>	136
<i>Abbildung 85: Sechsstufiger logarithmischer Verstärker für den Hüllkurvendetektor, [115]</i>	136
<i>Abbildung 86: Serielle Daten vor (grün) und nach (blau) der Übertragung mit 22 Bit/s</i>	137
<i>Abbildung 87: Serielle Daten vor (grün) und nach (blau) der Übertragung mit 200 kbit/s</i>	138
<i>Abbildung 88: Testbild Lenna aus der Bilder-Datenbank des Signal & Processing Institute</i>	138
<i>Abbildung 89: Layout der Profibus Adapterplatine.</i>	161
<i>Abbildung 90: Beschaltung des Treibers auf der Profibus Adapterplatine</i>	162
<i>Abbildung 91: Testaufbau mit Mastersimulator</i>	163
<i>Abbildung 92: Oberseite der Antenne</i>	170
<i>Abbildung 93: Unterseite der Antenne</i>	171
<i>Abbildung 94: Vivaldi-Antenne halbtransparent</i>	171
<i>Abbildung 95: Gefertigte Vivaldiantenne auf Arlon</i>	172

Tabellenverzeichnis

<i>Tabelle 1: Bedeutung der Anforderungen und Ansätze zu ihrer Erfüllung</i>	<i>34</i>
<i>Tabelle 2: Kommerzielle modulare WLAN-Lösungen.....</i>	<i>38</i>
<i>Tabelle 3: Kommerzielle modulare ZigBee-Lösungen.....</i>	<i>40</i>
<i>Tabelle 4: Kommerzielle modulare Bluetooth Lösungen</i>	<i>41</i>
<i>Tabelle 5: Datendichte verschiedener Funktechnologien</i>	<i>46</i>
<i>Tabelle 6: Entscheidungsmatrix der Funktechnologien</i>	<i>47</i>
<i>Tabelle 7: Stand der Technik drahtloser Datenbrücken.....</i>	<i>49</i>
<i>Tabelle 8: Übersicht und Stand der Technik der UWB-Sender.....</i>	<i>50</i>
<i>Tabelle 9: Übersicht und Stand der Technik UWB-Empfänger</i>	<i>51</i>
<i>Tabelle 10: Übersicht und Stand der Technik der UWB-Sendeempfänger</i>	<i>52</i>
<i>Tabelle 11: Eigenschaften der elementaren Impulse.....</i>	<i>61</i>
<i>Tabelle 12: Vergleich der Modulationsarten für IR-UWB</i>	<i>64</i>
<i>Tabelle 13: Parametertabelle für das Aufstellen eines UWB-Kanalmodells.....</i>	<i>74</i>
<i>Tabelle 14: Pinbelegung des Wannensteckers zum FPGA auf der Profibus Adapterplatine</i>	<i>160</i>

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
ACI	Adjacent Channel Interference (Nachbarkanalnebensprechen)
ADC	Analog-to-Digital Converter (Analog-Digital-Umsetzer)
ADS	Advanced Design System von Agilent
BER	Bit Error Rate (Bitfehlerhäufigkeit)
BNA	Bundesnetzagentur (BNetzA)
BPAM	Binary Pulse Amplitude Modulation (binäre Impulsamplitudenmodulation)
BPSK	Binary Phase Shift Keying (binäre Phasenmodulation)
codec	coder-decoder (Kodierer-Dekodierer)
CSS	Chirp Spread Spectrum (Zirpenfrequenzspreizung-Modulationstechnik)
DA	Destination Address (Zieladresse, Telegramm PROFIBUS)
DAC	Digital-to-Analog Converter (Digital-Analog-Umsetzer)
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications (Digitale, verbesserte schnurlose Telekommunikation)
D-FF	D-Flip-Flop
DS-CDMA	Direct-Sequence Code Division Multiple Access (Direktsequenz-Codemultiplexverfahren)
DSAP	Destination Service Access Point (Ziel-Dienstzugangspunkt, Telegramm PROFIBUS)
DSP	Digital Signal Processor (Digitaler Signalprozessor)
DU	Data Unit (Dateneinheit, Telegramm PROFIBUS)
ED	End-delimiter (Endbegrenzer, Telegramm PROFIBUS)
EDR	Enhanced Data Rate (Funktion bei Bluetooth für erhöhte Datenraten)
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power (äquivalente isotrope Sendeleistung)
EN	Europäische Norm
ESK	Fraunhofer-Einrichtung für Systeme der Kommunikationstechnik
ETSI	European Telecommunications Standards Institute (Europäisches Institut für Telekommunikationsnormen)
EU	Europäische Union

Abkürzung	Bedeutung
FC	Function Code (Funktionscode, Telegramm PROFIBUS)
FCC	Federal Communications Commission (Bundesbehörde der USA u.a. zur Regelung der Kommunikationswege Rundfunk, Satellit und Kabel, sowie Funknormen und Verträglichkeit)
FCS	Frame Check Sequence (Prüfsumme, Telegramm PROFIBUS)
FIFO	First In First Out (Speicher nach dem Prinzip der Warteschlange)
FIR	Finite Impulse Response (endliche Impulsantwort)
FoM	Figure of Merit (Bewertungsmaß)
FPGA	Field Programmable Gate Array (programmierbare Logikgatteranordnung)
FURPS	Functionality, Usability, Reliability, Performance and Supportability (Qualitätsmerkmale von Software)
GPS	Global Positioning System (globales Navigationssatellitensystem zur Positionsbestimmung und Zeitmessung)
GSaME	Graduate School of Excellence advanced Manufacturing Engineering
HDMI	High Definition Multimedia Interface (Schnittstelle zur Übertragung digitaler Bild- und Tondaten in hoher Auflösung)
HDR	High Data Rate (Eingruppierung im IEEE 802.15.4 Standard für Anwendungen mit hohen Datenraten)
IEC	International Electrotechnical Commission (Internationale Elektrotechnische Kommission)
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers (Berufsverband von Ingenieuren aus den Bereichen Elektrotechnik und Informationstechnik)
IHP	Innovations for High Performance Microelectronics (Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik)
IMEC	Interuniversity Microelectronics Centre (Forschungszentrum für Nano- und Mikroelektronik in Belgien)
ISI	Inter Symbol Interference (Intersymbolinterferenz)
ISM	Industrial, Scientific and Medical (Bezeichnung für Frequenzbänder mit Allgemeinzuteilung)
ISO	International Organization for Standardization (Internationale Organisation für Normung)
IR-UWB	Impulse Radio Ultra Wide Band (impulsbasierte Ultra-Breitband-Technologie)

Abkürzung	Bedeutung
KERI	Korea Electrotechnology Research Institute (Koreanisches Forschungsinstitut)
LAN	Local Area Network (lokales Netzwerk)
LE	Length (Längenangabe, Telegramm PROFIBUS)
LDR	Low Data Rate (Eingruppierung im IEEE 802.15.4 Standard für Anwendungen mit niedrigen Datenraten)
LNA	Low Noise Amplifier (rauscharmer Verstärker)
LOS	Line-of-sight (Sichtverbindung)
LR-WPAN	Low-Rate-WPAN (Eingruppierung im IEEE 802.15 Standard für Anwendungen mit niedrigen Datenraten)
LVDS	Low Voltage Differential Signaling (Schnittstellen-Standard für Hochgeschwindigkeits-Datenübertragung)
MAC	Media Access Control (Medienzugriffssteuerung) → OSI
MGT	RocketIO™ Multi-Gigabit Transceiver (Schnelle serielle Schnittstelle eines Xilinx-FPGAs)
MIT	Massachusetts Institute of Technology (Technische Hochschule und Universität in Cambridge, Massachusetts)
M-PAM	M-ary Pulse Amplitude Modulation (M-stufige Impulsamplitudenmodulation)
NLOS	Non-line-of-sight (Nicht-Sichtverbindung)
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (Orthogonales Frequenzmultiplexverfahren)
OFDM-UWB	OFDM-basiertes UWB
OOK	On-Off-Keying (Amplitudenumtastung)
OSI	Open Systems Interconnection (Schichtenmodell für Kommunikationsprotokolle in Rechnernetzen)
PC	Personal Computer (Einzelplatzrechner)
PDA	Personal Digital Assistant (persönlicher digitaler Assistent, kompakter, tragbarer Computer)
PHY	Physical Layer (Bitübertragungsschicht) → OSI model
PPM	Pulse-Position Modulation (Impulspositionsmodulation)
PROFIBUS	Process Field Bus (Standard für die Feldbus-Kommunikation in der Automatisierungstechnik)
PSD	Power spectral density (Spektrale Leistungsdichte)
RAM	Random-Access-Memory (Direktzugriffsspeicher)
ROM	Read-Only Memory (Festwertspeicher)

Abkürzung	Bedeutung
RS-485	Schnittstellen-Standard für digitale leitungsgebundene, differentielle, serielle Datenübertragung
SA	Source Address (Quellenadresse, Telegramm PROFIBUS)
SD3	Start Delimiter 3 (Anfangsbegrenzer 3, Telegramm PROFIBUS)
SDR	Software Defined Radio (software-definierbare Funkkommunikation)
SMA	Sub-Miniature-A (Hochfrequenz-Steckverbinder)
SNR	Signal to Noise Ratio (Signal-Rausch-Verhältnis)
SSAP	Source Service Access Point (Quell-Dienstzugangspunkt, Telegramm PROFIBUS)
TR	Transmitted Reference (Modulation mit Referenzsymbol)
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter (universeller asynchroner Sendeempfänger)
US	United States (Vereinigte Staaten)
UWB	Ultra Wide Band (Ultra-Breitband-Technologie)
VDE	Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V.
VDI	Verein Deutscher Ingenieure e.V.
VGA	Variable Gain Amplifier (gesteuerter Verstärker)
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language (Hardwarebeschreibungssprache)
WBAN	Wireless Body Area Network
WiFi	Firmenkonsortium für die Zertifizierung von Funkschnittstellen basierend auf dem IEEE-802.11-Standard (WLAN), auch Synonym für WLAN
WLAN	Wireless Local Area Network (drahtloses lokales Netzwerk basierend auf dem IEEE-802.11-Standard)
WPAN	Wireless Personal Area Network
ZVEI	Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e.V.

Formelzeichenverzeichnis

Variable	Einheit	Bedeutung
A	1	Amplitude
A_{eff}	1	Effektivwert des Nutzsignals
A_p	1	Durchlassbanddämpfung
$A_{p,\text{Mess}}$	1	gemessene Durchlassbanddämpfung
A_{peak}	1	Spitzenwert des Nutzsignals
A_s	1	Sperrbanddämpfung
B	Hz	Bandbreite
BW	Hz	Bandbreite
$B_{0,1}$		Datenbit
$B_{-10\text{dB}}$	Hz	-10 dB Bandbreite
b_n		Bitfolge
BER	1	Bit Error Rate (Bitfehlerhäufigkeit)
C	s ⁻¹	Kanalkapazität
C_{env}	F	Kapazität des Hüllkurvendetektors
C_i	F	Kapazität mit dem Index i
d	m	Distanz
d_0	m	Referenzdistanz $d_0 = 1$ m
D_i		Diode mit dem Index i
E_{ch}	J	Energie im Zielkanal
E_{FoM}	J	Energie pro übertragenes Bit
E_{tot}	J	Gesamtenergie
f	Hz	Frequenz
f_c	Hz	Mittenfrequenz
f_{clk}	Hz	Frequenz des Taktgebers
f_{cw}	Hz	Frequenz des Taktgebers
f_l	Hz	untere Bandkante
f_{LO}	Hz	Frequenz des Lokaloszillators
f_{p1}, f_{p2}	Hz	Durchlassbandkante
f_{s1}, f_{s2}	Hz	Sperrbandkante
f_{Sample}	Hz	Abtastrate

Variable	Einheit	Bedeutung
f_{Sg}	Hz	Signalgrenzfrequenz
f_T	Hz	Trägerfrequenz
f_l	Hz	untere Bandkante
f_u	Hz	obere Bandkante
$g(t)$	1	Impulsfunktion
g_0	1	Amplitude
$h(t)$	1	Impulsantwort
i	1	Index
j	1	Index
k	1	Index
K_0	1	Normalisierungskonstante
l	1	Index
m	1	Modulationsgrad
n	1	Index
n	1	Pfadverlustexponent
N	W	Rauschleistung
N	1	Auflösung
NF	1	Rauschzahl
N_F	1	Zahl der Filterkoeffizienten
P	W	Leistung
P_{ch}	W	Signalleistung im Übertragungskanal
P_{EIRP}	W/MHz	Äquivalente isotrope Sendeleistungsdichte
$p_i(t)$		Impulsfunktion
$p_j(t)$		Impulsfunktion
P_{out}	W	Ausgangsleistung
P_{RX}	W	empfangene Leistung
P_{TX}	W	gesendete Leistung
P_{TXamp}	W	Leistung aus dem Sendeverstärker
PL	W	Pfadverlust
PL_0	W	Pfadverlust beim Abstand d_0
PSD	dBm/MHz	spektrale Leistungsdichte
PSD_{UWB}	dBm/MHz	maximale spektrale Leistungsdichte für UWB

Variable	Einheit	Bedeutung
R_b	s^{-1}	Bitrate
R_i	Ω	elektrischer Widerstand mit dem Index i
$rect(t)$		Rechteckfunktion
S	W	Nutzsignalleistung
$s(t)$		Impulsreihe
S_{BNA}		Leistungsdichtespektrum, Maske der Bundesnetzagentur
$S_{i,hex}$		Datenwort mit dem Index i in hexadezimaler Darstellung
$si(t)$		Si-Funktion
SNR	dB	Signal-Rausch-Verhältnis
t	s	unabhängige Zeitvariable
Δt	s	äquivalente Impulsdauer
T	s	Zeitdauer
T_D	s	zeitlicher Abstand des Referenzsymbols
T_n	s	zeitlicher Abstand bei der PPM
T_{rect}	s	Dauer Rechteckimpuls
T_{Sym}	s	Symboldauer
$\underline{U}_{in}(\omega)$	V	komplexe Eingangsspannungsfunktion
$\underline{U}_{out}(\omega)$	V	komplexe Ausgangsspannungsfunktion
v	1	Verstärkung

Griechische Buchstaben

Variable	Einheit	Bedeutung
α	1	Roll-Off-Factor
β	1	Pfadanteile
Γ		Zwischenclusterabfallkonstante
$\delta(t)$		Diracfunktion
η_{ch}	1	Impulsbandbreiteneffizienz
η_{out}	1	Nachbarkanalverlust
η_{TXant}	1	Sendeantenneneffizienz
κ	db/Oktave	Frequenzverlustexponent
λ_i	s^{-1}	Ankunftsrate der Kanäle i
Λ	s^{-1}	Ankunftsrate

Variable	Einheit	Bedeutung
π		Kreiszahl Pi 3,14159265358979323846...
σ_n		Symbolwert des Symbols an der Stelle n
τ	s	Verzögerung
τ_{RC}	s	RC-Zeitkonstante
φ	rad	Phasenvariable
θ	rad	Phasenvariable
ω	rad·s ⁻¹	Kreisfrequenz
ω_{LO}	rad·s ⁻¹	Kreisfrequenz des Lokaloszillators

Abstract

This work proposes a solution for wireless field bus communication with ultra-wide band (UWB) technology in manufacturing environments. A wireless field bus offers an important improvement to the smart factory due to increasing requirements for connectivity, adaptability and flexibility. Reliable data transmission for control and production data acquisition in a plant is a crucial issue. In particular, field devices are connected by wire so far but to increase the flexibility a wireless transmission is essential. This work points out the potential of a wireless field bus and shows how it supports the seamless transit from the virtual to the real factory. At first the requirements of a wireless field bus in the manufacturing environment are analyzed. Different possibilities of a wireless connection are compared and the conclusion is that UWB is the appropriate technology and meets the requirements to be a reliable communication system. The implementation strategy illustrates the advantages of wireless field bus communication with UWB and suggests how to realize a dynamic reconfigurable control and sensor network.

In the first step the requirements and constraints of manufacturing environment was analyzed and a wireless field bus bridge is designed. After comparing different possible wireless communication technologies the transmission in the ultra-wide band is chosen.

The transmitter and the receiver are designed modular, so in the second step the single modules can be simulated, assembled and measured separately. A manufacturing environment specific channel is created to get more accurate simulation results. Furthermore a band pass filter plus an envelope detector are designed. The coder and pulse generator are realized in a FPGA. An interface to the common field bus Profibus is created to integrate this wireless bridge in a manufacturing environment

The measurements of this setup shows that the signal can be transmitted, but there is major difficulty with discrete components and the modular structure that way that the signal is observable but the data is not detectable with the envelop detector.

In order to determine the best type of IR-UWB modulation a software defined radio system with direct sequence synthesizers is convenient. For this purpose on the transmitter side a digital-analog-converter (DAC) with 25 GS/s controlled by FPGA feeds directly the UWB antenna. On the receiver side the received signal is amplified by a low noise amplifier (LNA) and converted to a digital signal by an analog-digital converter with as well 25 GS/s. The digital signal is further processed with a FPGA. This enables the adaptation of transmission parameters during operation. Thereby the transmission parameter, channels, antennas and RF components can be investigated. A specific antenna on the Vivaldi-principle is developed improving the transmittance.

With the first test bench it is not possible to reach the intended data rate, so it was necessary to start with a lower data rate. Measurements shows that the transmission works also in rough environment with no line of sight. To make sure a low bit error rate a test file is transmitted and the difference checked.

To get a better transmission rate and better energy efficiency an integrated solution can be pursued.

1 Einleitung

Schon seit den Anfängen der Industrialisierung ist es ein wesentliches Ziel von Unternehmen, in ihrer Fertigung Prozesse und Abläufe zu optimieren. Mit der Zeit haben fertigende Unternehmen als Systeme einen sehr hohen Grad an Komplexität erreicht, mit vielen ebenfalls komplexen Untersystemen. Deren Effizienz gilt es zu verbessern, um das Gesamtsystem Unternehmen zu optimieren. Bereits das „Stuttgarter Unternehmensmodell“ von Prof. Westkämper, Prof. Zahn [1] betont, wie wichtig auf dem Weg der Optimierung eine holistische Betrachtung sei. Darüber hinaus postuliert dieses Modell eine stetige gewollte, aber auch nicht gewollte Änderung des komplexen Systems Unternehmen. Die Autoren des Modells arbeiten die für das Überleben und die Erhaltung der Konkurrenzfähigkeit in einer turbulenten Umwelt entscheidenden Faktoren „Wandlungsfähigkeit“ und „Flexibilität“ heraus. Wandlungsfähigkeit bedeutet die Fähigkeit der Strukturen, sich auf nicht vorhersehbaren Bedingungen anzupassen und zu rekonfigurieren. Dazu ist die Flexibilität notwendig, die das Änderungspotential des Systems beschreibt. Das Gesamtsystem Unternehmen ist jedoch nur so anpassungsfähig, wie die einzelnen Untersysteme es zulassen. Dazu müssen die Subsysteme selbst anpassungsfähig, kombinierbar und mit definierten Schnittstellen modular aufgebaut sein, um die Rekonfigurierbarkeit des Systems zu ermöglichen.

Um quantitativ auf nicht vorhersehbare Bedingungen reagieren zu können, müssen Strukturen skalierbar sein. Das bedeutet, dass auf schwankende Nachfrage hin die Produktion erweitert und wieder reduziert werden kann. Um dies bewerkstelligen zu können, müssen auch die Maschinen und Aufbauten skalierbar sein. Skalierbarkeit lässt sich – wie die Rekonfigurierbarkeit – erreichen, indem man das System in kleine Module aufspaltet, die definierte Schnittstellen besitzen und zur Erweiterung angebaut werden können.

Im Hinblick auf die Wandlungsfähigkeit ergibt sich die Zielsetzung, die Maschinen und Aufbauten in kleine, wiederverwendbare und schnell zu integrierende Module zu unterteilen. Um die Schnittstellen dieser Module vereinfachen zu können, müssen sie weitgehend von Kabelverbindungen befreit werden. Dies ist vor allem mit einer

drahtlosen Verbindung möglich. Eine solche in der Fertigungsumgebung zu realisieren, heißt jedoch, viele Anforderungen zu beachten.

Schon 1864 sagte Maxwell voraus, dass sich Informationen mit elektromagnetischen Wellen übertragen lassen. Mittlerweile hat sich die drahtlose Datenübertragung in zahlreichen Anwendungen durchgesetzt. Dafür haben sich etliche Standards etabliert. Für den Bereich der Fertigungsumgebung gibt es zwar erste Ansätze zur drahtlosen Datenübertragung, doch konnte sie sich noch nicht durchsetzen. Denn die in der Fertigung entscheidende Zuverlässigkeit der Informationen und der Zeiten lässt sich nach Meinung der meisten Experten mit einer drahtlosen Verbindung bislang nicht garantieren.

Die vorliegende Arbeit beschreibt ein Modell, eine zuverlässige drahtlose Datenübertragung in der Fertigungsumgebung zu realisieren. Sie eröffnet für die Fabrik der Zukunft sogar die Möglichkeit, die Verbindung der Sensoren auf der Werkzeugebene flexibel und dynamisch der Laufzeit anzupassen. Damit ermöglicht sie die Wandlungsfähigkeit in der Produktion eines Unternehmens bis zur untersten Ebene der Maschinen.

Diese Arbeit entstand im Bereich der Informations- und Kommunikationstechnik der Graduate School of advanced Manufacturing Engineering (GSaME).

1.1 Motivation

Ein beachtlicher Anteil von 45,6 % der Unternehmen aus dem Bereich Maschinenbau schätzt seinen Bedarf an drahtloser industrieller Kommunikation als zunehmend ein (2008) [2]. Und das, obwohl doch noch bei vielen die Bedenken überwiegen, eine drahtlose Datenübertragung sei weniger zuverlässig als eine drahtgebundene. Gründe für den erwarteten Bedarf gibt es einige. Eine drahtlose Datenübertragung erhöht die Flexibilität und Mobilität von Sensoren sehr stark, vor allem, wenn diese eine autonome Versorgung haben. Auch bei der Installation, der Inbetriebnahme, der Fehlersuche und der Wartung entfallen komplizierte Verdrahtungen der Sensoren und sonstigen verbundenen Elementen. Damit einher geht eine Reduzierung des nicht wertschöpfenden Zeitverbrauchs, was gleichbedeutend ist mit einer Erhöhung der Gesamteffizienz des Unternehmens. Da

die drahtlosen Verbindungen nur noch von der Konfiguration abhängen, kann eine dynamisch zur Laufzeit konfigurierbare Kontrollstruktur realisiert werden.

Der Trend geht eindeutig zur stärkeren Verknüpfung von einzelnen Modulen. Module sind hier als abgeschlossene Untersysteme zu verstehen und können vom Sensor bis hin zur kompletten Werkzeugmaschine ein als Einheit austauschbares Element in der Fertigung bedeuten. Bei immer mehr Bauteilen ist eine Kontrolle von Parametern erwünscht. Von besonderem Vorteil ist eine drahtlose Verbindung, wenn die Module an schwer zu verdrahtenden Orten verbaut werden. Beispielsweise werden bereits Sensoren in Reifen eingesetzt, um den Reifendruck ständig überprüfen zu können. Auch in sich drehenden Werkzeugen kann man physikalische Größen wie Temperatur, Beschleunigung oder Verschleiß mit drahtlosen Sensoren erfassen.

Ideal wäre eine drahtlose Verbindung, die aber nicht als solche auffällt und für die Teilnehmer komplett transparent ist. Die Teilnehmer brauchen keine Kenntnis über die drahtlose Verbindung, sondern benutzen die drahtlose Verbindung als wäre es eine fest verdrahtete. Die Software und die Schnittstellen der Teilnehmer müssen daher nicht erneuert oder aktualisiert werden.

Gesucht ist eine transparente drahtlose Brücke, die zwei Feldbusabschnitte über eine Strecke drahtlos miteinander verbindet. Mit Hilfe einer transparenten drahtlosen Brücke können Sensoren während der Laufzeit der Maschinen umgesetzt und neu verbunden werden, ohne die betroffenen Maschinen außer Betrieb nehmen zu müssen.

2008 wurde in Deutschland das Band für die Funkübertragung mit UWB freigegeben. Dies bietet möglicherweise die Basis für eine zuverlässige drahtlose Verbindung in der Fertigungsumgebung, wie sie bisher noch nicht realisierbar war.

1.2 Herausforderung

In der Fertigungsumgebung gelten besonders strenge Anforderungen an Zuverlässigkeit, was die Richtigkeit und Echtzeit der Informationen anbelangt. Es ist unerlässlich, diese Anforderungen zu erfüllen, da Fehler in der Übertragung von Daten auf dem Feldbus eines Unternehmens zu Schäden an Mensch, Maschine und

Produkt führen können. Zudem ist die Umgebung für die Funkübertragung oftmals stark gestört durch aktive Störquellen. Der vielfache Einsatz von Metall bringt zahlreiche starke Reflektionsflächen und andere passive Störer wie metallische Schutzgitter mit sich.

Bisher gibt es keine fertige Lösung für ausreichend zuverlässige und echtzeitfähige drahtlose Verbindungen in der Fertigungsumgebung. Die bestehenden Lösungen verwenden die bisher freigegebenen schmalen ISM-Funkbänder (ISM: Industrial, Scientific and Medical Band), die durch schmalbandige Störer beeinträchtigt werden können oder sogar schon durch die Koexistenzproblematik beschränkt werden.

Sollte nun eine neue Technologie vorhanden sein, mit der möglicherweise eine bessere Funkübertragung realisierbar wird, muss sie genau untersucht und mit den bestehenden verglichen werden. Da mit der Ultrabreitbandtechnik (UWB) noch keine Lösung für die Feldbusübertragung bekannt ist, muss die gesamte Übertragungsstrecke in der Fertigungsumgebung von der Schnittstelle zum Feldbus bis über die Antenne hin zum Übertragungskanal untersucht und schrittweise aufgebaut werden.

Zielsetzung dieses Projekts ist es, einen Weg zu zeigen, wie man für die Fertigungsumgebung eine zuverlässige Datenübertragung im Feldbus mit der neuen Technologie UWB realisieren kann.

1.3 Bestehende Produkte und Vergleichbare Arbeiten

Einige Hersteller bieten für die industrielle Umgebung bereits drahtlose Lösungen an. Sie sind auch zuversichtlich, dass sich Fehler durch geeignete Maßnahmen reduzieren lassen [3], etwa indem man das als falsch detektierte Datenpaket erneut anfordert. So hat das Unternehmen Phönix Contact GmbH eine serielle drahtlose Datenübertragung für die Kommunikation von Feldbussen mit Bluetooth aufgebaut [4]. Bluetooth wurde von dem Unternehmen gewählt, da es gegen Störungen über eine automatische Ausweichroutine verfügt und somit auf verschiedene Unterbänder ausweichen kann. Allerdings ist das System auf sieben Teilnehmer begrenzt, und sobald das ganze ISM-Band gestört wird, etwa durch WLAN, kann auch die Ausweichroutine von Bluetooth nichts gegen die Störung ausrichten. Alle großen Produzenten von Automatisierungstechnik bieten zwar an, Daten auch

drahtlos zu übertragen. Dabei wird jedoch immer nur ein Funkstandard eingesetzt, der im ISM-Band überträgt. Insofern lange Zeit nur die ISM-Bänder zur freien Verfügung standen, haben sich alle gängigen Funk-Standards darin angesiedelt. Solange man auf das ISM-Band angewiesen ist, kann man Störungen nicht ausschließen. Eine wichtige Untersuchung zur funkgestützten Kommunikation in der Automatisierungstechnik hat Rauchhaupt durchgeführt [5].

In der Studie von Alberts [6] wurden sehr detailliert die möglichen Funktechnologien für die IEEE 802.15 Standards zusammengetragen. Darin werden die Möglichkeiten der Implementierung des Standards simuliert und Parameter wie Übertragungsdistanz, Bitfehlerwahrscheinlichkeit und Datenrate in Zusammenhang gebracht.

Die Untersuchung von Eisenacher [7] beschäftigt sich mit der Optimierung der Impulse für UWB, wie es auch hier in Kapitel 6.4 geschieht. Das Ziel darin ist es das Spektrum der zu übertragenden Impulsen optimal an die freigegebene Maske anzupassen und damit eine maximal erlaubte Sendeleistung zu erreichen.

In der Arbeit von Timmermann [8] wird eine Systemanalyse einer Ultrabreitband-Übertragung durchgeführt. Es wird auch besonders auf die gegenseitigen Einflüsse der einzelnen Komponenten geachtet und versucht, daraus Optimierungspotential zu erarbeiten.

Frau Dr. Schwieger [9] hat vor allem die Energieeffizienz von verschiedenen Funknetzwerken mit geringer Datenrate im Fokus und gelangt dadurch zu einem sehr umfassenden Vergleich, für den sie ein auf einem Zustandsdiagramm basierendes Analysemodell entwickelte. In ihrem Vergleich hebt sie das Potenzial von Impulsbasierter Ultrabreitbandübertragung (IR-UWB) hervor.

1.4 Übersicht

Die Fertigungsumgebung stellt besondere Anforderungen an eine drahtlose Verbindung, die für eine sinnvolle Wahl der Übertragungstechnologie zu berücksichtigen sind. In Kapitel 2 wird zunächst die Fertigungsumgebung, in der die drahtlose Kommunikation stattfinden soll, betrachtet und werden die Anforderungen herausgearbeitet. Aufgrund dieser Anforderungen werden in

Kapitel 3 zuerst verschiedene Funktechnologien untersucht. Im Unterkapitel 3.4 wird anhand der gewonnenen Erkenntnisse die passende Funktechnologie ausgewählt. Das Unterkapitel 3.5 stellt dann für diese Technologie bereits bestehende Lösungen vor.

In Kapitel 4 geht es um die notwendigen Grundlagen für die Ultrabreitbandtechnik und den Feldbus.

In Kapitel 5 wird der erste Aufbau mit Ultrabreitband verfolgt. Das Unterkapitel 5.1 beschreibt zuerst die Architektur und dann die einzelnen Module. Im Unterkapitel 5.2 wird die Kanalmodellierung durchgeführt, im Unterkapitel 5.3 wird der Bandpassfilter für das benötigte Band entwickelt und durch Simulation und Messung verifiziert. Im Unterkapitel 5.4 werden zwei Hüllkurvendektoren entwickelt und simuliert. Das Unterkapitel 5.5 befasst sich mit dem digitalen Anteil für den ersten Aufbau, der aus dem Kodierer und dem Impulsgenerator besteht. Abschließend wird der Gesamtaufbau im Unterkapitel 5.6 beschrieben und gemessen und im Unterkapitel 5.7 bewertet.

In Kapitel 6 wird der bestehende Aufbau so weit modifiziert, dass er softwaredefinierte Impulse senden kann. Diese Impulse werden vor und nach der Übertragung simuliert und gemessen. Dazu stellt das Unterkapitel 6.1 die Architektur vor. Im Unterkapitel 6.2 wird die Schnittstelle zum Feldbus entwickelt. Sie besteht aus dem Anteil im FPGA als VHDL-Modul und einer Schnittstellenplatine. Die Einbindung wird im Unterkapitel 6.3 mit Simulation und Messung verifiziert. Das Unterkapitel 6.4 beschreibt, wie die Impulse digital erzeugt werden, um sie dann mit dem digitalen Impulsgenerator und Modulator im Unterkapitel 6.5 zu verwenden. Im Unterkapitel 6.6 wird eine Vivaldi-Antenne für die Übertragung entwickelt, simuliert und gemessen. Der Gesamtaufbau wird im Unterkapitel 6.7 gemessen und verifiziert.

Das Kapitel 7 dient der Zusammenfassung und gibt auch einen Ausblick auf mögliche Weiterentwicklungen.

2 Untersuchung der Fertigungsumgebung

Die Herausforderung besteht nun darin, eine drahtlose Datenübertragung in der Fertigungsumgebung zu realisieren, die den dafür geltenden strengen Anforderungen entspricht und den dortigen Bedingungen standhält. Doch welche Bedingungen herrschen in der Fertigungsumgebung und welche Anforderungen müssen erfüllt werden?

Zu Beginn wird der Anwendungsfall konkretisiert, um anhand dessen eine Kategorisierung und Erhebung der Anforderungen vorzunehmen.

2.1 Anwendungsfall

Die drahtlose Datenübertragung soll den drahtgebundenen Feldbus ergänzen und als protokollunabhängige drahtlose „Brücke“ dienen. So kann ein Sensor innerhalb einer Bearbeitungsstation auf der Fertigungsebene in die Feldbusarchitektur drahtlos eingebunden werden. Die dazu überbrückbare Distanz soll die typische Distanz der Kurzstreckenfunktechnik, der sogenannten WPAN (Wireless Personal Area Network) sein. Die Alternativen der Kommunikation außerhalb einer Bearbeitungsstation, zwischen Bearbeitungsstationen, einer Mischstruktur oder die Anwendung der Lokalisierung werden hier nicht betrachtet. Auch die Anwendung der drahtlosen Übertragung zwischen Geräten am Körper (Wireless Body Area Network WBAN) wird hier nicht berücksichtigt.

Der zweite einbezogene Anwendungsfall ist die Kommunikation mit mobilen Visualisierungsgeräten, die, von einem Prüfer mitgeführt, dazu dienen, Daten direkt an der Bearbeitungsstation abzurufen und zu bewerten.

Es ist nicht relevant, für welchen Typ Feldbus diese drahtlose Ergänzung realisiert wird. Daher kann im späteren Verlauf für eine Implementierung ohne Beschränkung der Allgemeinheit der Profibusstandard angenommen werden. Damit einhergehend wird auch eine maximale Datenrate von 12 Mb/s angenommen. Die zu überwindende Entfernung soll bis zu 10 Meter betragen.

2.2 Kategorien und Erhebung der Anforderungen

Die Herkunft der Anforderungen an den drahtlosen Feldbus lässt sich in vier verschiedene Bereiche unterteilen, siehe Abbildung 1. Es handelt sich um die Bereiche, mit denen die drahtlose Übertragung Schnittstellen hat. Daher erhält man Anforderungen durch den Einsatz für eine wandlungsfähige Fabrik, allgemeine Anforderungen an ein System durch ISO/IEC 9126 [10], dem sogenannten FURPS (Qualitätsmerkmale von Software: Functionality, Usability, Reliability, Performance and Supportability), bestehende Anforderungen an einen Feldbus, die erhalten bleiben müssen, sowie die Anforderungen, die durch den Einsatz in einer Fertigungsumgebung bedingt sind.

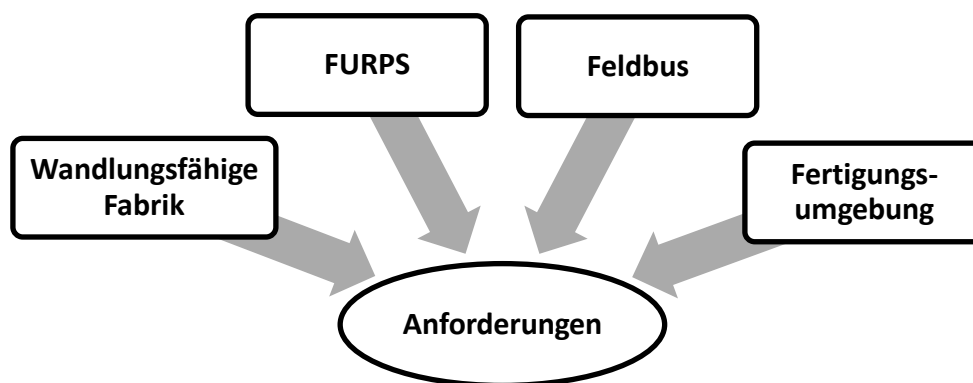


Abbildung 1: Anforderungen aus den verschiedenen Bereichen

2.2.1 Anforderungen aus der wandlungsfähigen Fabrik

Wandlungsfähigkeit in einer Fabrik bedeutet Wandlungsfähigkeit in den Prozessen, in der Struktur und in den Arbeitsabläufen. Die Eigenschaften eines integrierten Produktionssystems sind Konfigurierbarkeit, Wandlungsfähigkeit, Flexibilität und sofortiger Betriebsbereitschaft, der sogenannten Plug&Play-Fähigkeit [1]. Bei Hardwarestrukturen wie Werkzeugmaschinen oder Produktionsstraßen ist es besonders schwierig, sie wandlungsfähig zu machen. Professor Westkämper und Professor Zahn sehen den Schlüssel für die Zukunft und die zukünftige Aufgabe der Ingenieure im Konfigurieren und Anpassen der Prozesse und Strukturen. Ein essentieller Schritt zur wandlungsfähigen Fabrik ist der Einsatz eines

wandlungsfähigen Informationssystems. Ein weiterer wichtiger Schritt ist die Modularisierung und Standardisierung von Ausrüstung. Für eine vereinfachte Realisierung dieser Schritte können Informationen teilweise drahtlos übertragen werden.

In einer Fertigungsumgebung sind der Aufbau und das Anpassen des Regelungsnetzwerks eine zeitintensive Aufgabe. Um ein System anzupassen, müssen oft viele drahtbehaftete Verbindungen neu verlegt werden. Die dafür benötigte Zeit ist keine wertschöpfende Zeit für das Unternehmen, da das System währenddessen stillsteht. Diese Anpassung drahtlos zu realisieren, bedeutet nicht nur, dass man Zeit spart durch das Anpassen der Verbindungen über eine Software, sondern auch, dass dies zu Laufzeiten geschehen kann. Außerdem ist die Fehlersuche bei einer falsch verlegten Leitung im Kabelkanal oft erschwert durch die Vielzahl an Verbindungen mit einer der Softwarekonfiguration lässt sich die Verbindung direkt einstellen.

2.2.2 Anforderungen nach ISO/IEC 9126

Die Anforderungen nach FURPS sind nach ISO/IEC 9126 [10] definiert und finden eigentlich im Qualitätsmanagement von Software Anwendung, doch kann man sie auch sehr gut auf technische Systeme anwenden. Die Anforderungen sind Funktionalität, Benutzbarkeit, Zuverlässigkeit, Effizienz und Wartbarkeit. Als Grundanforderungen gelten sie auch für eine drahtlose Datenübertragung. Für die Realisierung der Bitübertragungsebene kann man sich jedoch auf Funktionalität, Zuverlässigkeit und Effizienz beschränken, da Benutzbarkeit und Wartbarkeit auf den höheren Ebenen umgesetzt werden.

2.2.3 Anforderungen von Feldbussen

Ein entscheidender Faktor dafür, ob ein drahtloser Feldbus realisierbar ist, besteht darin, dass die Eigenschaften bzw. Vorteile eines Feldbusses nicht eingeschränkt oder beschnitten werden. Die sich daraus ergebende wichtigste Anforderung ist die Erhaltung der Echtzeitfähigkeit. Außerdem soll es nicht notwendig sein, ein neues Feldbusprotokoll zu entwickeln. Dies bedeutet, dass sich der drahtlose Feldbus in bisherige Feldbus-Standards integrieren und für die Teilnehmer des bestehenden Feldbusses transparent erscheinen muss.

2.2.4 Anforderungen aus der Fertigungsumgebung

Da die drahtlose Kommunikation in der Fertigungsumgebung realisiert werden soll, ist die Zuverlässigkeit der Datenübertragung ein absolut entscheidender Faktor, vor allem dann, wenn Sensor- und Steuerdaten übertragen werden. Die Zuverlässigkeit der Datenübertragung steht als Anforderung an erster Stelle. Sie wird von passiven und aktiven Störquellen eingeschränkt. Passive Störquellen sind in der Fertigungsumgebung besonders Reflektionen an Metallflächen und die Dämpfung durch metallische Schutzzäune. Die passiven Störungen lassen sich als Kanalmodell abbilden. Aktive Störquellen sind gegeben durch die beabsichtige Strahlung anderer Funkteilnehmer wie Mobiltelefone, drahtloses Netzwerk (WLAN) und drahtlose Sensoren sowie durch die nicht beabsichtige Abstrahlung von Geräten und Herstellungsprozessen – etwa Schaltvorgänge bei Motoren oder andere stromintensive Lasten, Mikrowellenöfen, Elektroschweißvorgänge und hochfrequente Schaltungen. Die Störung durch Schweißvorgänge kann ab bestimmten Frequenzen vernachlässigt werden, wie eine Studie von ZVEI (Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e.V.) zeigt [11]. Zuverlässigkeit in der Übertragung bedeutet hier, dass die Funkübertragung robust gegenüber passiven und aktiven Störquellen sein muss.

2.3 Untersuchung der Zuverlässigkeit

Nach VDI 4001 [12, 13] ist der Begriff Zuverlässigkeit ein zusammenfassender Ausdruck für die Funktionszuverlässigkeit, Verfügbarkeit, Sicherheit, Instandhaltbarkeit. Dabei bedeutet Funktionszuverlässigkeit die Fähigkeit einer Betrachtungseinheit, eine geforderte Funktion unter gegebenen Bedingungen für ein gegebenes Zeitintervall zu erfüllen [14].

Da die Gesamtzuverlässigkeit von mechatronischen Systemen entscheidend für den wirtschaftlichen Erfolg von Unternehmen ist und Feldbusse Elemente im mechatronischen System einer Fertigungsanlage sind, muss auch bei drahtlosen Feldbussen die Zuverlässigkeit gewährleistet werden.

Eine genaue Untersuchung der Zuverlässigkeit mechatronischer Systeme wurde von Professor Bertsche durchgeführt [15]. Darin sind auch Definitionen von

Zuverlässigkeit zusammengetragen und Methoden entwickelt, um die Zuverlässigkeit schon in den frühen Entwicklungsphasen zu verbessern.

Im Hinblick auf eine größere Zuverlässigkeit ist zunächst eine Risikoabschätzung vorzunehmen, um potenzielle Fehlerquellen zu erkennen, die die Zuverlässigkeit mindern. Das primäre Risiko bei der drahtlosen Datenübertragung besteht darin, dass die Daten nicht oder unvollständig ankommen. Die Fehlerauftrittswahrscheinlichkeit ist abhängig einerseits von vielen externen Faktoren wie Umgebung oder Störer und andererseits von internen Eigenschaften der Sender und Empfänger wie Sendeleistung oder Empfindlichkeit oder Software. Ein guter Messwert dafür ist die Bitfehlerrate. Die Betrachtung der Übertragungszeit kann hier vernachlässigt werden, da eine relevante Verzögerung durch einen Übertragungsfehler entsteht und dadurch auch von der Bitfehlerrate abhängig ist.

Bei einer drahtlosen Verbindung können Fehler oder Ausfälle nicht komplett ausgeschlossen werden. Man kann nur den Fehler erkennen und möglicherweise durch verschiedene Fehlerkorrekturmechanismen beheben.

Eine Restfehlerwahrscheinlichkeit bleibt immer bestehen. Bei einer drahtlosen Verbindung in der Automatisierungstechnik darf sie höchstens $BER = 10^{-6}$ sein [5].

2.4 Anforderungsbewertung

Zusammenfassend sind in der Tabelle 1 die hier wichtigen Anforderungen und deren jeweilige Bedeutung aufgeführt. Daraus abgeleitet sind die Ansätze, die gewählt werden, um diese Anforderungen zu erfüllen.

Wie im vorherigen Unterkapitel erläutert, kann die Anforderung Zuverlässigkeit der Übertragung auf die Richtigkeit der übertragenen Daten abgebildet werden. Als Ansatz, um dieser Anforderung nachzukommen, wird eine gegen Störung robuste Verbindung gewählt. Die Wandlungsfähigkeit bedeutet hier, dass die Strukturen, also die Verbindungen anpassbar bleiben sollen. Dies ist mit Verbindungen realisierbar, die erst zur Laufzeit konfiguriert werden können. Die Flexibilität bedeutet ein gewisses Änderungspotential des Systems und wird durch mobile und modulare Komponenten realisiert. Mobilität wiederum bedeutet Beweglichkeit oder

Bewegungsfreiheit. Der Ansatz dafür ist eine drahtlose Übertragung mit energieeffizienten Modulen. Die Anforderung der Echtzeitfähigkeit ist erfüllbar, wenn bei vorhandener guter Zuverlässigkeit auch ein echtzeitfähiges Protokoll verwendet wird. Die Energieeffizienz bei einer Datenübertragung kann als aufgewandte Energie pro übertragener Information gemessen werden. Dies ist abhängig vom Übertragungsstandard, den es zu wählen gilt.

Tabelle 1: Bedeutung der Anforderungen und Ansätze zu ihrer Erfüllung

Anforderung	Bedeutung	Ansatz
Zuverlässigkeit der Übertragung	Sicherstellung der Richtigkeit der übertragenen Daten	Robuste Verbindung
Wandlungsfähigkeit	Anpassung und Rekonfiguration der Strukturen auf nicht vorhersehbare Bedingungen	Zur Laufzeit definierbare Struktur
Flexibilität	Änderungspotential des Systems	Mobile und modulare Komponenten
Mobilität	Beweglichkeit, Bewegungsfreiheit	Drahtlose Übertragung, Energieeffizienz
Echtzeitfähigkeit	Garantiertes, fest definiertes Zeitintervall	Verwendung eines echtzeitfähigen Protokolls.
Energieeffizienz	Aufgewandte Energie pro übertragener Information	Passender Übertragungsstandard

3 Entwurf einer drahtlosen Feldbus-Brücke

In diesem Kapitel wird, ausgehend von den genannten Anforderungen, eine Gesamtarchitektur entwickelt. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf der Auswahl und Untersuchung der Funktechnologie für die drahtlose Übertragung.

3.1 Vorgehen von den Anforderungen zum Konzept

Die Anforderungen wurden in Kapitel 2 erarbeitet und sind in der Übersicht in Tabelle 1 aufgelistet.

Bedingt durch die Anforderung der Flexibilität und der daraus resultierenden Anforderung Mobilität fällt die Wahl der Übertragung auf eine Funktechnologie. Die Zuverlässigkeit ist dabei stark von der Technologie abhängig.

Bei dieser Lösung ist es nicht Ziel, den herkömmlichen Feldbus ganz durch einen drahtlosen zu ersetzen, sondern es soll für besonders schwer überwindbare Strecken eine drahtlose Brücke geschaffen werden, die unabhängig vom Feldbustyp ist. Ein typisches Beispiel dafür ist die Einbindung von Sensoren auf rotierenden Teilen. Genauso aber können Module flexibel mit nur wenig oder gar keinem Verkabelungsaufwand eingesetzt werden.

Zudem soll diese drahtlose Brücke für die Teilnehmer im Feldbus transparent funktionieren. Die Teilnehmer benötigen keine Kenntnis von der Feldbustopologie und müssen nicht wissen, ob sie drahtlos in den Feldbus eingebunden sind. Des Weiteren ist die drahtlose Brücke prinzipiell unabhängig vom Typ des Feldbusses. Um die Brücke jedoch über den Feldbus selbst zu konfigurieren, bietet es sich an, sich auf einen Feldbus festzulegen. Wegen der starken Verbreitung wird ohne Beschränkung für andere Feldbustypen bei dieser Lösung Profibus gewählt.

Da hier ein komplett neues System von Grund auf entwickelt wird, soll das Gesamtsystem modular sein. Damit können die einzelnen Module separat entworfen, entwickelt und optimiert werden, ohne dass immer das Gesamtsystem berücksichtigt werden muss.

3.2 Untersuchung der Funktechnologien

Die drahtlose Datenübertragung hat eine lange Tradition und bietet daher viele mögliche Funktechnologien, um Daten drahtlos zu übertragen. Alle lokalen Funktechnologien kommen dafür infrage, da schon bei der Untersuchung des Anwendungsfalls in Unterkapitel 2.1 die Funkdistanz auf bis zu zehn Meter festgelegt wurde. Das bedeutet im Umkehrschluss, dass man schon hier alle Mobilfunktechnologien, terrestrische Funktechnologien und alle, die für weitere Entfernungen konzipiert sind, ausschließen kann. Um die geeignete Technologie für die drahtlose Datenübertragung in der Fertigungsumgebung zu finden, werden deren Eigenschaften mit den Anforderungen abgeglichen. Die Technologie, die den benannten Anforderungen am besten genügt, wird für den Aufbau gewählt. Bestehende Untersuchungen zu Funktechnologien werden herangezogen, um die Entscheidung zu treffen, welche Technologien weiter untersucht werden, weil sie für die Realisierung der drahtlosen Brücke infrage kommen.

Die zwei zentralen Anforderungen sind, wie in Kapitel 2 herausgearbeitet, Flexibilität und Zuverlässigkeit. Im Zusammenhang der Datenübertragung bei Feldbussen sind bei der Anforderung Flexibilität eines Feldbusteilnehmers, z.B. eines drahtlosen Sensors, die Aspekte der Mobilität und der Modularisierbarkeit bedeutsam. Die Modularisierbarkeit wird hier allerdings ausgeklammert, da sie abhängig von den Protokollebenen der Datenübertragung ist. Die Mobilität oder Beweglichkeit ist direkt von folgenden abgeleiteten Kriterien und Eigenschaften abhängig: von der Reichweite, sowohl mit als auch ohne Sichtverbindung (NLOS No Line Of Sight), der Betriebsdauer und vom Gewicht des Energiespeichers. Die Betriebsdauer und das Gewicht des Energiespeichers sind abhängig von der Energieeffizienz, welche wiederum hauptsächlich je nach Sendeleistung variiert. Die Energieeffizienz ist auch abhängig von der Art und Weise, wie das Protokoll die Übertragung sieht: So kann man eine bessere Energieeffizienz erreichen, wenn man nur dann sendet, wenn es Daten zu übertragen gibt. Auch die Reichweite ist in erster Linie von der Sendeleistung abhängig.

Die Zuverlässigkeit der Datenübertragung hat viel mit der Störfestigkeit zu tun. Hinzu kommen noch die Fähigkeit, ohne Sichtverbindung kommunizieren zu

können, und die Echtzeitfähigkeit, die für die Automatisierung von Maschinen notwendig ist. Die Reichweite ist bei direkter Sichtverbindung nur von der Sendeleistung abhängig, die Reichweite ohne Sichtverbindung profitiert zudem von der Bandbreite. Die Störfestigkeit ist bedingt durch die Sendeleistung und damit durch das Signal-zu-Rausch-Verhältnis und die Bandbreite. Die Echtzeitfähigkeit hängt sowohl von der Störfestigkeit als auch vom verwendeten Protokoll ab. Die Abhängigkeiten der Parameter sind in Abbildung 2 dargestellt.

In die nähere Wahl kommen daher Wireless LAN, ZigBee, Bluetooth und UWB, die im Folgenden näher untersucht werden. ANT/ANT+ ist eine proprietäre Übertragungstechnologie im ISM Band, die nicht in Betracht gezogen wird, da es ZigBee und Bluetooth stark ähnelt und für eine ganz andere Anwendung optimiert ist, dem Sportmonitoring.

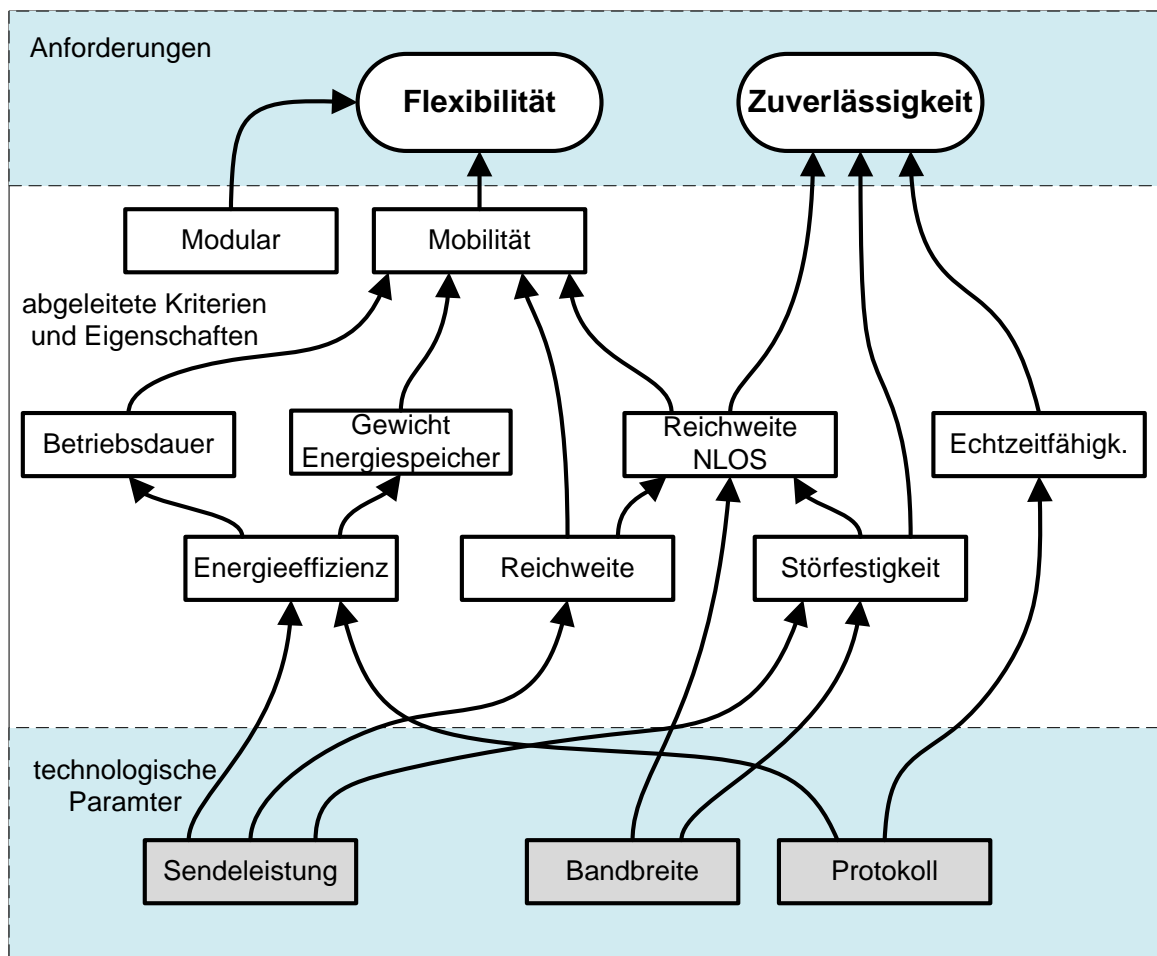


Abbildung 2: Abhängigkeit der Anforderungen von den Technologieparametern

3.2.1 WLAN

Die drahtlose Datenübertragung für Netzwerkverbindungen nach dem Standard IEEE 802.11 [16], WLAN (wireless local area network), beruht auf einem weit verbreiteten Funkstandard. WiFi ist ein Firmenkonsortium für die Zertifizierung von Funkschnittstellen basierend auf dem IEEE-802.11-Standard (WLAN) wird aber auch als Synonym für WLAN verwendet. WLAN verwendet verschiedene Kanäle in den ISM Frequenzbereichen bei 2,4 GHz und 5 GHz. Die Sendeleistung ist in Deutschland bei Verwendung des ISM-Bandes bei 2,4 GHz auf 100 mW begrenzt [17], bei 5 GHz auf 1 Watt [18].

Für WLAN gibt es eine große Auswahl an standardisierten Modulen auf dem Markt, die direkt verwendet werden können [19] [20] [21] [22]. Trotz der weiten Verbreitung und der damit einhergehenden Massenherstellung liegt der Preis eines solchen Moduls bei mindestens 30,- Euro [23].

WLAN muss sich das ISM-Band mit vielen anderen Anwendungen teilen, weshalb die Gefahr, gestört zu werden, mit der Zahl anderer Funkanwendungen in der Umgebung steigt. Typische Anwendungen, die das ISM-Band nutzen, sind neben WLAN Mikrowellenherde, DECT schnurlose Telefone (US), Babyphones, Anlagen der

Tabelle 2: Kommerzielle modulare WLAN-Lösungen

	HDG104 [19]	RCM4400W [20]	WLM400 [21]	PremierWave [22]
Hersteller	H&D Wireless	Rabbit	Laird	Lantronix
Standard	802.11 b/g	802.11 b	802.11 b/g	802.11 a/b/g/n
Band	ISM 2,4 GHz	ISM 2,4 GHz	ISM 2,4 GHz	ISM 2,4 GHz und 5 GHz
Datenrate	54.000 kbps	11.000 kbps	12.000/54.000 kbps	65.000 kbps
Leistungs- aufnahme	0,725 W	1,48 W/ 2,64 W	0,82 W	1,9 W
Sendeleistung	17 dBm	16 dBm	17 dBm	17/15/ 12 dBm

Hausautomatisierung und viele mehr. Die Tabelle 2 gibt eine Übersicht von zurzeit auf dem Markt erhältlichen typischen WLAN-Modulen.

Ein klarer Vorteil für WLAN ist das verwendete Protokoll. Es ist sehr bekannt, und jedes computerbasierte Gerät kann damit umgehen. Den Parametern in der Tabelle 2 kann man entnehmen, dass die meisten Module ein bis zwei Watt benötigen, was vor allem für autonome Sensoren ein Ausschlusskriterium ist. Ein weiterer Nachteil ergibt sich dadurch, dass WLAN nicht von sich aus echtzeitfähig ist.

3.2.2 ZigBEE

ZigBee ist ein Übertragungsstandard, der basierend auf dem IEEE 802.15.4 Standard [24] entwickelt wurde. Laut der Spezifikation [25] wurde ZigBee als drahtlose, bidirektionale, besonders günstige und energieeffiziente Datenübertragung für ein weites Spektrum von Anwendungen konzipiert, von der industriellen Automatisierungstechnik über die Medizintechnik bis hin zur Hausautomatisierung und zur Konsumelektronik. Für die Bitübertragungsschicht nach dem OSI-Modell [26] sind die Frequenzen bei 868 MHz für Europa, 915 MHz für die USA und Australien und 2,4 GHz global freigegeben. Das ISM-Band bei 2,4 GHz hat sich, wie die aktuelle Marktsituation offenbart [23] [27], durchgesetzt. Die Entfernung, die ZigBee überbrücken soll, beträgt zehn bis 100 Meter.

In der Tabelle 3 sind aktuell erhältliche Module aufgeführt. Im Vergleich zu den WLAN-Modulen kann man direkt erkennen, dass die Leistungsaufnahme um Faktor zehn geringer ist. Die erwerbbaaren Module sind einfach zu verwenden und haben meist vordefinierte einfache Schnittstellen zu Mikrokontrollern oder sind sogar schon in einem Mikrokontroller als sogenanntes „System on Chip“ integriert. Trotz der beabsichtigten niedrigen Kosten betragen sie mindestens 25 Euro [23] [27] und sind somit nicht deutlich niedriger als die von WLAN-Modulen. Die geringe Sendeleistung von ZigBee wirkt sich allerdings auch auf die Störfestigkeit aus, vor allem im ISM-Band bei 2,4 GHz, da sich dort viele andere drahtlose Übertragungssysteme aufhalten. Auf die Problematik der Koexistenz wird in Kapitel 3.3 eingegangen. Ein weiterer Nachteil ist bei ZigBee die geringe Sicherheit vor dem Abhören der Daten. Es gibt sogar bereits ein Modul mit Open Source

Software auf einem Mikrokontroller von Atmel (ZigBee raven), welches das Entschlüsseln der ZigBee Schlüssel fest implementiert [28].

Tabelle 3: Kommerzielle modulare ZigBee-Lösungen

	ATZB-24-A2/B0 [29]	XBP24 [30]	CC2530 [31]	XB24-Z7CIT-004 XBEE [32]
Hersteller	Atmel	MaxStream	Texas Instruments	Digi Inc.
Standard	802.15.4	802.15.4	802.15.4	802.15.4/Mesh
Band	ISM 2,4 GHz	ISM 2,4 GHz	ISM 2,4 GHz	ISM 2,4 GHz
Datenrate	250 kbps	250 kbps	250 kbps	250/1000 kbps
Leistungsaufnahme	0,066 W	0,71 W	0,1 W	0,165 W
Sendeleistung	3 dBm	20 dBm	4,5 dBm	0 dBm

3.2.3 Bluetooth

Die Bluetooth Funktechnologie basiert auf dem Standard IEEE 802.15.1 [33] und wurde für kurze Distanzen entwickelt. Ihre Vorteile sind laut Spezifikation [34] Störfestigkeit, gute Energieeffizienz und niedrige Kosten. Die Datenübertragung bei Bluetooth kann sowohl synchron als auch asynchron angewendet werden und bis zu 721 kbps betragen, mit der zusätzlichen Option für erhöhte Datenraten (Enhanced Data Rate EDR) bis zu 2,1 Mbps. In der neuen Version 4 gibt es auch noch eine Hochgeschwindigkeitsoption, mit der eine Datenrate von 24 Mbps erreicht werden kann, allerdings mit dem IEEE 802.11 Standard. Bluetooth verwendet das ISM-Band bei 2,4 GHz. Eine Zeit lang hatte der Bluetooth-Verband für die Bitübertragungsschicht UWB vorgesehen. Die meisten Anwendungen dieser Bluetooth-Technologie verbinden Computer oder Mobilfunkgeräte mit deren Peripherie. In der Spezifikation werden drei Leistungsklassen unterschieden, was die maximale Sendeleistung angeht: 0 dBm (1 mW), 4 dBm (2,5 mW) und 20 dBm

(100 mW). Auch Bluetooth muss durch die Verwendung des ISM-Bandes mit anderen Funktechnologien konkurrieren. Um die Störfestigkeit im ISM-Band zu erhöhen, besitzt Bluetooth die Fähigkeit, mit einem Frequenzsprungverfahren innerhalb der 79 verschiedenen Kanäle im ISM-Band Störern auszuweichen. In Tabelle 4 ist eine kleine Auswahl an aktuell erhältlichen Modulen mit Bluetooth aufgeführt.

Tabelle 4: Kommerzielle modulare Bluetooth Lösungen

	AMB2300 [35]	ENW89818C2JF [36]	ARF7456A [37]	CC2540 [38]
Hersteller	Amber	Panasonic	Adeunis	Texas Instruments
Standard	802.15.1	802.15.1	802.15.1	802.15.1
Band	ISM 2,4 GHz	ISM 2,4 GHz	ISM 2,4 GHz	ISM 2,4 GHz
Datenrate	922 kbps	2178 kbps	723/3000 kbps	1000 kbps
Leistungs- aufnahme	215 mW	132 mW	200 mW/1 W	95 mW (SoC)
Sendeleistung	0 dBm	4/10,5 dBm	20 dBm	4 dBm

3.2.4 UWB

Der Begriff Ultrabreitband (UWB) bezieht sich auf die verwendete Bandbreite von mindestens 500 MHz bzw. 20% der Mittenfrequenz. Die Verwendung von UWB für Funkübertragungen in Reichweite einer Person (WPAN Wireless Personal Area Network), also im Abstand von weniger als 10 Metern, mit hohen Datenraten bis über 1 Gbps, ist im IEEE Standard 802.15.13a spezifiziert. Die Anwendung für dieses UWB mit hoher Datenrate findet sich hauptsächlich im Multimediabereich, z.B. die Videoübertragung vom Abspielgerät zum Monitor oder Beamer. Parallel dazu gibt es die Spezifikation nach dem IEEE Standard 802.15.4a [39] für UWB mit einer niedrigen Datenrate und den Zielen guter Energieeffizienz und geringer

Komplexität. Zurzeit sind zwei UWB Übertragungsbänder freigegeben, bei 3,1 GHz bis 10,6 GHz und bei 57 GHz bis 64 GHz (IEEE Standard 802.15.3c). In dieser Arbeit wird im Hinblick auf die Realisierbarkeit das untere Band betrachtet. Die Bundesnetzagentur hat im Januar 2008 dieses Band in Deutschland freigegeben [40] [41]. Die freigegebene Frequenzmaske ist in Abbildung 8 im Kapitel 4.1 dargestellt. Die Maximale Sendeleistungsdichte reicht dabei mit $P_{\text{EIRP}} = -41,3 \text{ dBm/MHz}$ von 6 GHz bis 8,5 GHz. Diese Freigabe bedeutet, dass die Funktechnologie nicht auf das ISM-Band, wie die bisher untersuchten, beschränkt ist.

Das Besondere an UWB für niedrige Datenraten ist, dass man ohne Träger arbeiten kann und nur sehr breitbandige Impulse sendet. Die zu übertragenden Information wird dabei in sehr kurzen Impulsen mit einer Bandbreite von mindestens 500 MHz moduliert und übertragen.

Wegen der besonders großen Bandbreite ist der Hauptvorteil die Störfestigkeit gegen schmalbandige Störer, etwa aus dem ISM-Band. Die impulsbasierte Übertragung erweist sich zudem als robust gegen Mehrwegeausbreitung. Durch die starke Beschränkung der Sendeleistung und durch eine trägerlose Übertragung ist UWB weitaus energieeffizienter als die bisher betrachteten Funktechnologien. Die Energieeinsparung bei der impulsbasierten Übertragung ohne Träger beruht darauf, dass jede übertragene Energie Informationen enthält bzw. nur dann Energie ausgesendet wird, wenn Informationen übertragen werden. Wenn man nur sporadisch Daten z.B. von einem Sensor übertragen will, so kann man dies so energieeffizient gestalten, dass mit Hilfe aktueller Methoden der Energiegewinnung aus der Umgebung (Energy Harvesting) die Übertragung komplett energieautonom stattfindet. Auf diese Weise erhält man einen tatsächlich autonomen drahtlosen Sensor.

Ein weiterer nützlicher Nebeneffekt der impulsbasierten Datenübertragung ist, dass man damit auch die Position des Teilnehmers im Raum bestimmen kann.

Ein Nachteil ergibt sich aber ebenfalls aus der geringen Sendeleistung, die nur eine Reichweite von 10 Metern zulässt.

Für die impulsbasierte UWB Technologie nach IEEE 802.15.4a sind noch keine kommerziellen Lösungen erhältlich. Immerhin gibt es für den Standard IEEE

802.15.3a die ersten Produkte, so wie die HDMI Überbrückung Trulink von der Firma Cable To Go [42]. Das Gerät „Trulink“ überträgt im Band von 3,1 GHz bis 9 GHz Video- und Audiodaten mit einer Datenrate von bis zu 480 Mbps über eine Distanz von 10 Metern bei Sichtkontakt.

3.3 Koexistenz und Echtzeitaspekte von Funksystemen in der Fertigungsumgebung

Bei der starken Dichte und Durchdringung an Geräten mit Funkanbindung ist es empfehlenswert, deren Koexistenz genauer zu betrachten. Besonders dicht ist das ISM-Band belegt.

Erik Oswald vom Fraunhofer ESK hat die Koexistenz im ISM-Band gemessen und durch Abbildung 3 dargestellt [43]. Zur Visualisierung der Dichte der Koexistenz ist das Spektrum des ISM-Bandes über der Zeit dargestellt. Die Darstellung ist in Leistung und Zeit rein qualitativ zu sehen. Das ISM-Band ist zwar nur rund 80 MHz breit, da es jedoch weltweit lizenzfrei ist, übertragen eine Vielzahl von Geräten darin ihre Daten. Durch die Verwendung der gleichen oder sehr nahe beieinander liegenden Frequenzen kommt es zu einer gegenseitigen Beeinflussung, was zu

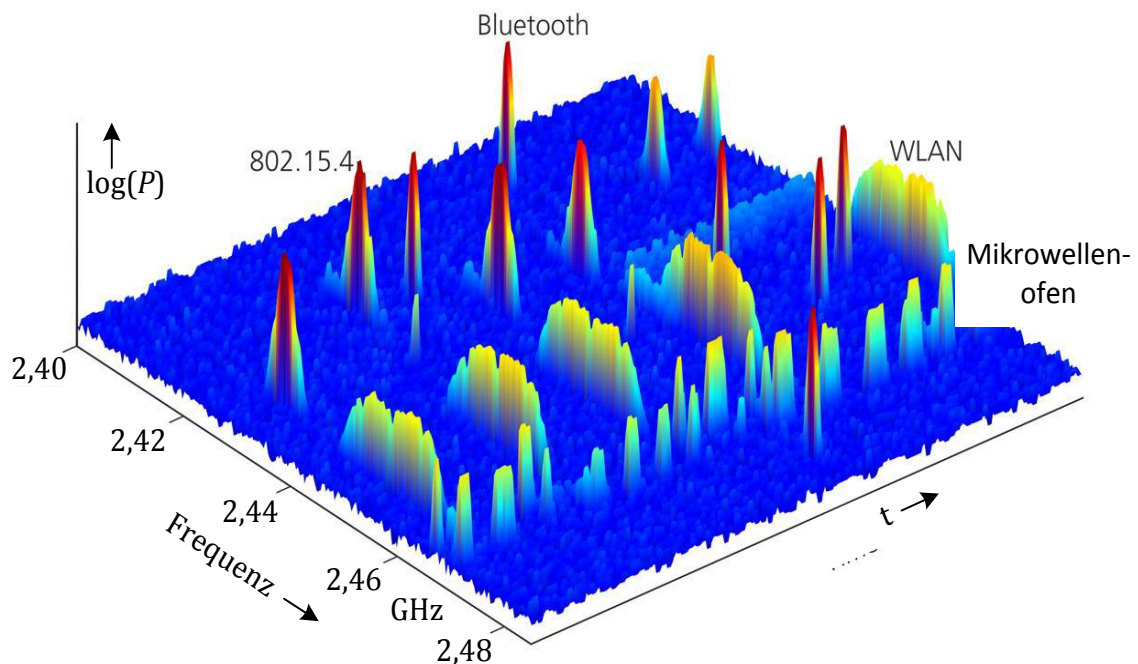


Abbildung 3: Gemessenes Spektrum zur Visualisierung der Belegung des ISM-Bandes über der Zeit [43]

Störungen oder zumindest zu erhöhtem Rauschen führen kann. Dies hat entweder zur Folge, dass man dagegen etwas unternimmt und dadurch die Übertragungstechnologie komplexer wird, oder die Zuverlässigkeit nimmt ab. Um diesem Problem entgegenzuwirken, verwenden manche Funktechnologien Bandspreiztechniken. Diese können das Band aber nur innerhalb des ISM-Bandes spreizen und nur innerhalb des Bandes die Störfestigkeit verbessern.

ZVEI hat zum Parallelbetrieb von Funklösungen in der Automatisierungstechnik eine Untersuchung veröffentlicht [11]. Dort wird davon ausgegangen, dass eine Funkbeeinflussung nur dann auftreten kann, „wenn mehrere Systeme am gleichen Ort, zur gleichen Zeit und auf der gleichen Frequenz“ [11] übertragen, und sich lediglich auf die Übertragungsdauer auswirkt. Dies gilt allerdings nur, wenn die Grenzen sehr scharf sind. Die Reichweite lässt sich nicht genau vorher bestimmen, es wäre ein Sicherheitsabstand notwendig, der sich bei mobilen Teilnehmern nachteilig auf die Flexibilität auswirken würde. Mit der Verbesserung der Bandgrenzen der einzelnen Kanäle steigt die Komplexität der Sender und Empfänger. Um die zeitliche Überschneidung zu verhindern, bietet sich ein Managementsystem an. ZVEI empfiehlt, die Funklösungen von vornherein bei der Fabrikplanung mit zu beachten. Dies ist aber nicht möglich, wenn man eine drahtlose Brücke spontan und flexibel einsetzen will, um die Wandlungsfähigkeit der Fertigung zu erhalten. Es wird von ZVEI auch berichtet, dass schon bei der Ausweitung auf eine Bandbreite von 80 MHz durch Zirpenfrequenzspreizung-Modulationsverfahren (CSS) eine Verbesserung der Robustheit, vor allem gegenüber Mehrwegeausbreitung festgestellt werden könne. Abschließend rät ZVEI, man sollte, wenn in der Fertigung eine Funklösung im ISM-Band verwendet wird, in der Umgebung keine mobilen Geräte wie Mobiltelefon, PDA oder Laptop benutzen, die möglicherweise Bluetooth oder WLAN verwenden.

VDI und VDE haben einen Leitfaden zur möglichen Koexistenz von Funksystemen in der Fertigungsumgebung herausgegeben [44]. Er stellt Risiken und Maßnahmen zu deren Beherrschung dar. Unter Beachtung vieler Aspekte sei eine eingeschränkte Koexistenz zu erreichen. Der entscheidende Faktor in einem Band, das so stark frequentiert ist wie das ISM-Band, ist die Trennung von Funksystemen nach Frequenz und Zeit.

Ein echtzeitfähiges System besitzt die Eigenschaft, innerhalb einer vorgegebenen Zeit zu reagieren. Vor allem in einer automatisierten Produktionsumgebung sind echtzeitfähige und deterministische Systeme erforderlich. Jasperneite zeigt [45], dass auch drahtlose Funktechnologien als physikalische Bitübertragungsschicht einem Feldbus dienen können, man jedoch mit einer Verzögerung rechnen und Maßnahmen dagegen ergreifen muss, um die Echtzeitfähigkeit nicht zu gefährden. Der entscheidende Faktor bei der Realisierung einer echtzeitfähigen Datenübertragung ist das Protokoll der Übertragung. Die Verbesserung der Fehlerfreiheit durch eine Fehlererkennung und das erneute Senden der Information gehen zu Lasten der Echtzeitfähigkeit, denn es ist nicht vorab bestimmbar, wie lange die Störung andauern wird.

Das Fazit aus diesen Ergebnissen: Da eine klare Trennung von Funksystemen nach Frequenz und Zeit innerhalb des ISM-Bandes kaum machbar ist und die vorgeschlagenen Einschränkungen nicht hinnehmbar sind, empfiehlt sich hinsichtlich der Störfestigkeit, Echtzeitfähigkeit und des Managementaufwands eine Nutzung von Funktechnologien außerhalb des ISM-Bandes bei 2,4 GHz.

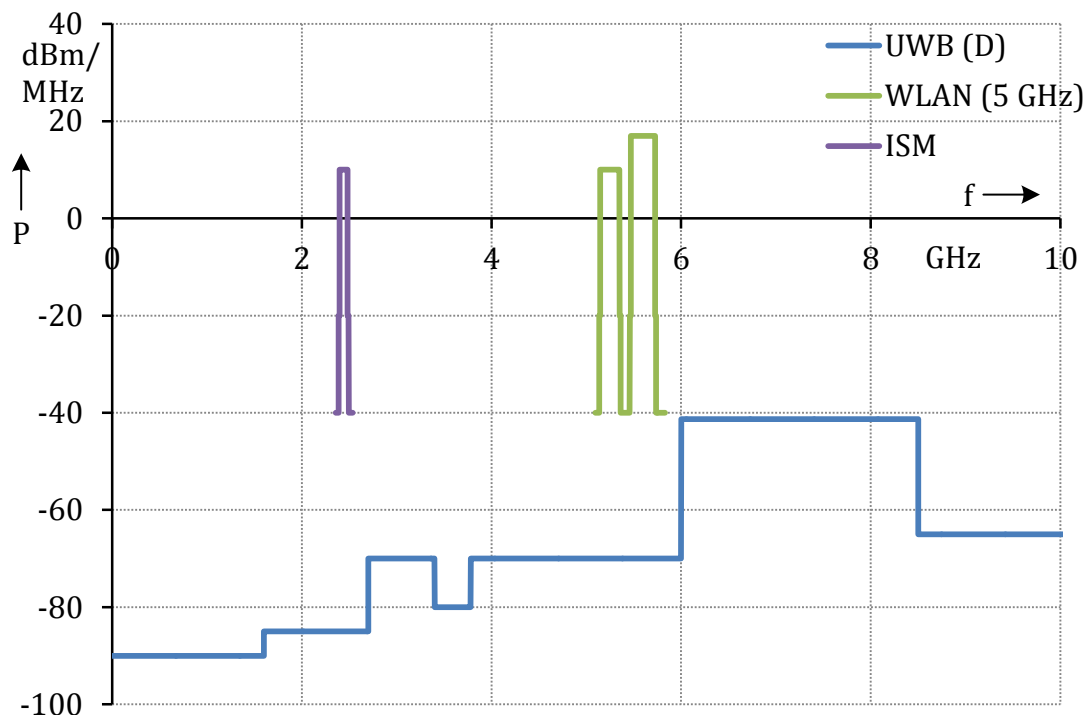


Abbildung 4: Frequenzmasken der ISM Bänder im Verhältnis zur Frequenzmaske des UWB

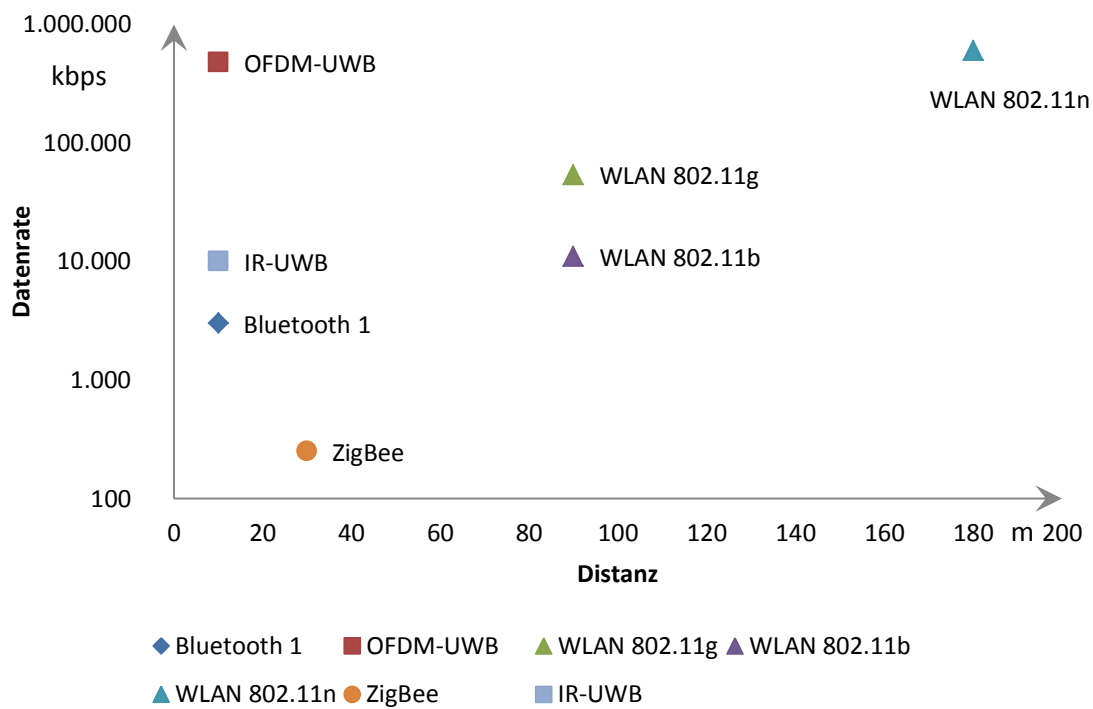


Abbildung 5: Technologiechart für Übertragungstechnologien mit Datenrate über Reichweite

3.4 Wahl der Übertragungsart

Bis auf UWB haben alle untersuchten Funktechnologien eines oder mehrere der ISM-Bänder verwendet. In Abbildung 4 kann man die Verteilung und das Verhältnis der Bandausnutzung sehen. Die unterschiedlichen Bandbreiten und Leistungen lassen sich gut erkennen. In der Abbildung 5 sind die Funktechnologien in einem

Tabelle 5: Datendichte verschiedener Funktechnologien

	802.11b	Bluetooth	802.11a	IR-UWB 802.15.4a	UWB	60GHz
Zellenradius	100 m	10 m	50 m	10 m	10 m	10 m
Datenrate pro Kanal	11 Mbps	1 Mbps	54 Mbps	12 Mbps	50 Mbps	500 Mbps
Anzahl Kanäle	3	10	12	1	6	10
Datendichte	0,001 Mbps/m²	0,03 Mbps/m²	0,1 Mbps/m²	0,04 Mbps/m²	1 Mbps/m²	16 Mbps/m²

Graph mit Datenraten über die Entfernung aufgetragen.

An dieser Stelle kann man nun die Datendichte bezogen auf die Fläche berechnen. Dies ist vor allem dann interessant, wenn es darum geht, viele Teilnehmer in einer Werkshalle unterzubringen. Solche Datendichten wurden schon für verschiedene Technologien berechnet [46]. Diese Datendichte wird auch als Kapazität bezeichnet. Sie stellt die maximale Datenrate ins Verhältnis zur Fläche einer Funkzelle. Die daraus resultierenden Werte für eine kreisförmige Zelle sind in der Tabelle 5 aufgeführt.

Am Anfang des Kapitels wurden die Abhängigkeiten und Korrelationen zwischen Anforderungen und Parametern dargestellt. Um eine Entscheidungsmatrix zu bilden, werden nun die abgeleiteten Eigenschaften Störfestigkeit und Echtzeitfähigkeit als Hauptkriterien für die Anforderung Zuverlässigkeit genommen und neben Energieeffizienz und Mobilität, die die Flexibilität maßgeblich beeinflussen, in die Matrix eingetragen. Zu diesen vier Anforderungen werden die verglichenen Technologien in der Tabelle 6 bewertet. Wie gut die jeweilige Funktechnologie den Anforderungen genügt, besagen in der Entscheidungsmatrix (Tabelle 6) Wertungen von sehr gut(++) über gut (+), ausreichend(o), nicht ausreichend (-) bis gar nicht (--). Ein „sehr gut“ bedeutet, dass eine bessere Übereinstimmung keinen weiteren Vorteil bringen würde, ein „gar nicht“ ist ein Ausschlusskriterium.

Tabelle 6: Entscheidungsmatrix der Funktechnologien

Anforderung	WLAN	ZigBee	Bluetooth	UWB	Drahtgebunden
Störfestigkeit	+	-	+	++	+++
Echtzeitfähigkeit	-	o	o	+	++
Energieeffizienz	-	o	-	++	+
Mobilität	++	+	+	+	--

WLAN ermöglicht durch seine hohe Sendeleistung eine relativ gute Störfestigkeit und Reichweite. Allerdings ist WLAN schmalbandig und kann somit durch aktive Störer im ISM-Band gestört werden. Hinzu kommt, dass es durch die hohe

Sendeleistung nicht energieeffizient ist. ZigBee ist bei der Energieeffizienz besser, hat aber in allen anderen Punkten eine schlechtere Wertung als WLAN. So ist ZigBee anfälliger für Störungen, da es mit weniger Leistung und überdies auf dem gleichen schmalbandigen Band sendet wie WLAN. Bluetooth hat diesbezüglich eine bessere Strategie, denn es benutzt Frequenzsprünge, um Störern auszuweichen. Trotzdem bleibt es auf das ISM-Band begrenzt und benutzt somit ebenfalls ein schmales Übertragungsband. Bluetooth ist störungsfester als ZigBee, benötigt aber mehr Energie. UWB hat bei der Anforderung der Störfestigkeit den großen Vorteil der hohen Bandbreite. Bei UWB macht sich ein schmalbandiger Störer nicht so stark bemerkbar wie in allen anderen Technologien. Auch passive Störungen wie Reflektionen und Hindernisse wirken sich wegen der sehr hohen Bandbreite nicht so stark aus. Bei der Reichweite ist UWB wegen der Regulierung der maximalen Sendeleistung stark beschränkt auf 10 m. Aufgrund seiner sehr geringen Sendeleistung und weil es ohne Träger arbeitet und daher nur Energie verbraucht, wenn es tatsächlich sendet, kann UWB mit 16 pJ pro Bit [47] sehr energieeffizient realisiert werden. WLAN benötigt im Vergleich bei einer sehr energieeffizienten Lösung dazu mehr als 10 μ J [48]. Der Unterschied macht also rund sechs Größenordnungen aus. Auch in dem Funktechnologievergleich von Schwieger [9] wird auf die direkte Abhängigkeit der Energieeffizienz von der Zeitdauer im Sende-Modus und somit auf die hohe Energieeffizienz von IR-UWB hingewiesen. Die Ultrabreitbandtechnik bietet ein großes Potenzial. Es zu nutzen, bedeutet zwar einen großen Entwicklungs- und Forschungsaufwand, doch wiegen die möglichen Vorteile gegenüber der herkömmlichen Technologie den Aufwand auf. Folglich fällt für die Realisierung der drahtlosen seriellen Brücke die Wahl auf die Übertragung mit UWB.

3.5 Stand der Technik und Forschung

Die Idee der Realisierung einer drahtlosen Brücke für eine serielle Verbindung ist nicht neu. Neu ist allerdings, dass mit Ultrabreitbandtechnik (UWB) eine störfeste drahtlose Verbindung für eine serielle Datenübertragung geschaffen werden kann, die als drahtlose transparente Brücke in der rauen Fertigungsumgebung eingesetzt werden kann. Verbindungen mit IR-UWB sind noch überhaupt nicht etabliert. Da es

schon drahtlose serielle Brücken gibt, werden zunächst vorhandene Komplettlösungen betrachtet. Wegen des Fehlens fertiger Lösungen für UWB-Verbindungen werden Veröffentlichungen zu IR-UWB-Sendern, -Empfängern und -Sendeempfängern untersucht.

Nach IEEE wird in der UWB-Technologie für die Bewertung von Masken und Übertragungsbändern mit einer 10 dB-Grenzfrequenz gearbeitet [39].

3.5.1 Drahtlose serielle Brücken

Drahtlose serielle Brücken verbinden einen seriellen Datenstrom über eine Luftstrecke. Dazu wurden bereits Sendempfinger für zuvor vorgestellte Funktechnologien entwickelt, die schon als Produkte erhältlich sind. Meistens realisiert man diese drahtlosen Brücken als gepaarte Sendempfinger, bei denen ungeachtet der Adresse oder des Inhalts der zu übertragenden Daten alles dem einem zugeteilten Empfänger gesendet wird. In Tabelle 7 findet sich eine Auswahl solcher Sendempfinger. Alle diese drahtlosen Brücken verwenden die ISM Frequenz bei 2,4 GHz bzw. 5 GHz.

Tabelle 7: Stand der Technik drahtloser Datenbrücken

Quelle	[49, 50]	[4]	[51] [52]
Hersteller	HMS	Phönix Contact GmbH	E-Senza Technologies
Technologie	Bluetooth, WLAN	Bluetooth	802.15.4-kompatibel
Modulation	k. A.	FHSS	k. A.
Band	2,4 GHz/5 GHz	2,4 GHz	2,4 GHz
Leistungsaufnahme	k. A.	1 W	3 W
Datentrage	11.000 kbps	187 kbps	1.000 kbps
Reichweite	400 m	150 m	70 m
Energie/Bit	k. A.	$5,34 \cdot 10^{-6} \text{ J}$	$3 \cdot 10^{-6} \text{ J}$

3.5.2 UWB-Sender

Da UWB eine neue Technologie ist, werden oft noch Sender und Empfänger getrennt entwickelt und ebenso getrennt veröffentlicht. Dementsprechend wird hier der Stand der Technik zuerst bei den UWB-Sendern, dann bei den UWB-Empfängern und zuletzt bei den UWB-Sendeempfängern betrachtet.

Die Veröffentlichungen zeigen, dass eine hohe Energieeffizienz erreicht werden kann, siehe Tabelle 8. So erreicht der Impulsgenerator von ST Microelectronics eine Datenrate von 160 Mbps bei einer Leistungsaufnahme von nur 10 mW, was gleichbedeutend ist mit einer Energie pro Bit von $E_{FOM} = 62,5 \cdot 10^{-12}$ J. Auf den ersten Blick benötigt die Lösung von Hitachi deutlich mehr Energie pro Bit, allerdings handelt es sich dabei um die Energie samt Verstärkung und somit um direkt sendefähige Impulse und ist somit im Vergleich zu anderen Funktechnologien immer noch mehrere Größenordnungen besser.

Auffallend ist, dass alle UWB-Sender nur in einem Band bis 5 GHz arbeiten und eine maximale 10 dB Bandbreite von 2,5 GHz haben und daher nicht im Band arbeiten,

Tabelle 8: Übersicht und Stand der Technik der UWB-Sender

Quelle	[53]	[54]	[55]
Institution	ST Microelectronics, Genf, 2006	A-Star, Singapore, 2007	Hitachi Ltd., Tokyo, 2008
Technologie	130 nm CMOS	180 nm CMOS	180 nm CMOS
Modulation	PPM, BPSK	OOK	DBPSK
Prinzip	Überlagerung verzögerter Flanken	geschalteter LC-Schwingkreis	Überlagerung von Signaldreiecken
Band (10 dB Grenze)	2,5 GHz – 5 GHz	3 GHz – 5 GHz	3,6 GHz – 5 GHz
Leistungsaufnahme	10 mW	0,7 mW	29,7 mW
Datentrage	160 Mbps	1 Mbps	10 Mbps
Energieeffizienz	$62,5 \cdot 10^{-12}$ J	$0,7 \cdot 10^{-9}$ J	$3 \cdot 10^{-9}$ J

das für die UWB-Übertragung vorgesehen ist.

Von allen hier veröffentlichten Neuerungen sind noch keine kommerziellen Produkte erhältlich.

3.5.3 UWB-Empfänger

Eine große Herausforderung bei den Empfängern für eine UWB-Übertragung besteht darin, die geringe Signalleistung des Übertragungssignals zu detektieren, ohne dabei die hohe Energieeffizienz abzubauen. In Tabelle 9 sind drei aktuelle Empfänger für UWB aufgelistet. Alle drei Lösungen sind für die binäre Phasenmodulation ausgelegt.

Auch hier fällt wie bei den Sendern auf, dass alle nicht im vorgesehenen Band, sondern nur bis 5 GHz arbeiten.

Tabelle 9: Übersicht und Stand der Technik UWB-Empfänger

Quelle	[56]	[57]	[58]
Institution	Nanyang Technological University, Singapore, 2009	MIT, Lexington, 2007	University of Neuchâtel, Neuchâtel, 2008
Technologie	180 nm CMOS	180 nm CMOS	k. A.
Modulation	BPSK	BPSK	BPSK
Prinzip	Hüllkurven-detektor	Direktabtastung mit 3 GSps	Frequenzumsetzung und mit ADC digitalisieren
Band (10 dB Grenze)	3,1 GHz – 5 GHz	3 GHz – 4,5 GHz	-
Leistungsaufnahme	21,9 mW	-	27 mW
Datenrate	ca 60 Mbps		625 kbps
Energie/Bit	$0,37 \cdot 10^{-9}$ J		$43 \cdot 10^{-9}$ J

3.5.4 UWB-Sendeempfänger

Erst durch einen Sendeempfänger kann eine bidirektionale Kommunikation mit einem Modul stattfinden. In der Tabelle 10 sind vier Sendeempfänger für die Kommunikation mit UWB aufgeführt. Besonders herausragend ist dabei die Lösung von IMEC (Interuniversity Microelectronics Centre) [59, 60]. Dort gelingt eine integrierte Lösung, mit nur $E_{FOM} = 87 \cdot 10^{-12}$ J Daten mit einer Bandbreite von $B = 500$ MHz zu übertragen.

Nur die Lösungen vom IMEC und von IHP arbeiten tatsächlich im vorgesehenen Band. Teilweise ist die Verwendung des Frequenzbandes bis 5 GHz durch den Vorschlag für DS-CDMA (Direct-Sequence Code Division Multiple Access) [64] bedingt. Die volle Breite kann auch durch die Verwendung von mehreren 500 MHz-Unterbändern realisiert werden.

Tabelle 10: Übersicht und Stand der Technik der UWB-Sendeempfänger

Quelle	[59, 60]	[61]	[62]	[63]
Institution	IMEC, Eindhoven, 2007, 2008	KERI, Uiwang, 2007	IHP	Universität Stuttgart, 2009
Technologie	90 nm CMOS	350 nm CMOS	250 nm BiCMOS	FPGA
Modulation	BPSK	OOK	OOK, BPSK	BPSK, QPSK
Prinzip	nicht definiert	Flankenüberlagerung, Hüllkurvendetektor, FPGA	Impulsdetektion	SDR
Band (10 dB Grenze)	500 MHz BW im Bereich 3,494 GHz – 9,984 GHz	3,1 GHz – 4,9 GHz	7,737 GHz – 8,237 GHz	2,25 GHz – 2,75 GHz
Leistungsaufnahme	1,4 mW	k. A.	130 mW	k.A.
Datentrage	850 kbps	k. A.	850 kbps	100 Mbps
Energie/Bit	$87 \cdot 10^{-12}$ J	k. A.	$153 \cdot 10^{-9}$ J	k.A.

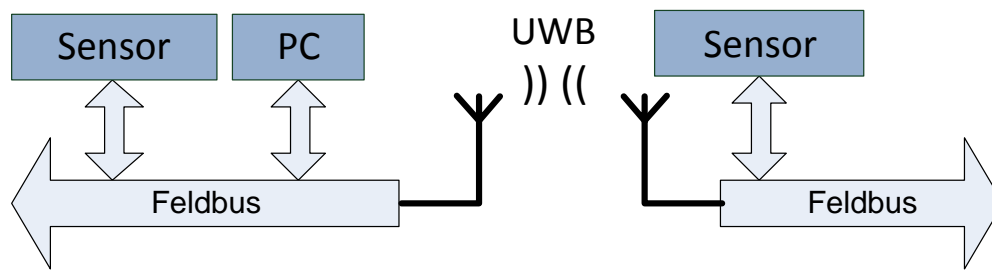


Abbildung 6: Drahtlose Feldbusbrücke mit UWB

Alle Lösungen, die ein FPGA Board benutzen, haben eine deutlich höhere Leistungsaufnahme, weshalb sich ein Vergleich der Energieeffizienz erübrigt.

3.6 Konzept für eine transparente drahtlose Brücke für Profibus

Mit den kategorisierten Anforderungen und nach dem Blick auf den Stand der Technik kann nun ein eigenes Konzept entwickelt werden. Es geht darum, eine transparente drahtlose Brücke für den Feldbus Profibus zu realisieren. Da in diesem Projekt keine integrierte Lösung möglich ist, wird das Gesamtsystem diskret aufgebaut.

In einem ersten Schritt wird eine prinzipielle Erzeugung von UWB-Impulsen angestrebt. Dazu werden alle Aufbauten immer modular realisiert, so dass das Gesamtsystem stets schrittweise erweitert und verbessert werden kann.

Im Gegensatz zu vielen vergleichbaren Arbeiten soll das von der Bundesnetzagentur vorgesehene Frequenzband genutzt werden.

Im zweiten Schritt wird eine Testumgebung aufgebaut, in der softwaredefinierte Impulse erzeugt werden. Die Testumgebung dient dazu, alle möglichen Modulationsarten, Frequenzen, Impulsformen usw. testen zu können.

Die Abbildung 6 veranschaulicht den prinzipiellen Aufbau der Anwendung der transparenten drahtlosen Brücke mit UWB. Mit der transparenten drahtlosen Brücke soll eine Erweiterung des Feldbusses in Bereiche ermöglicht werden, in die sonst eine drahtbehaftete Verbindung einen erhöhten Aufwand bedeuten würde.

4 Grundlagen der Ultrabreitbandübertragungstechnik

Das Prinzip der Ultrabreitbandtechnik ist das Aufteilen der Signalenergie auf ein sehr breites Frequenzband. Wegen der dicht belegten Frequenzbänder ist dies nur möglich, wenn die Leistung der Übertragung stets unterhalb der Rauschgrenzen der anderen schmalbandigeren Funkssysteme bleibt, siehe Abbildung 7. Die Bandbreite wird bei UWB an der Stelle gemessen, an der die Sendeleistung um 10 dB abgefallen ist. Die vom Sender emittierte Leistung muss eine Bandbreite von mindestens $BW = 500$ MHz besitzen, damit es als UWB bezeichnet werden kann.

Die Anwendungen von UWB lassen sich in vier Gruppen unterteilen [65]: 1. schnelle Datenübertragung HDR (high data rate), zum Beispiel für die Computerperipherie; 2. langsame Datenübertragung LDR (low data rate), zum Beispiel für Sensornetzwerke; 3. darstellendes Radar, zum Beispiel als Bodenradar und 4. Fahrzeugradar, zum Beispiel als Abstandsmessung.

Vorteile von UWB sind die erreichbare sehr hohe Datenrate, der erreichbar günstige Preis der Sendeempfänger, eine gute Energieeffizienz und die gleichzeitige Datenübertragung und Lokalisierung.

Die hohe Datenrate ist trotz der geringen Leistung erst durch die hohe Bandbreite möglich, da sich nach dem Shannon–Hartley-Theorem [66] die Kanalkapazität, gemessen in Bit pro Sekunde, mit der Bandbreite linear erhöht, doch mit dem Signal-

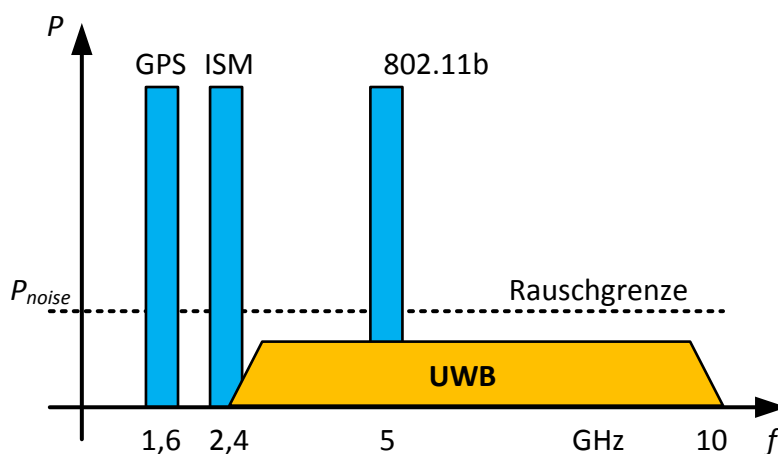


Abbildung 7: UWB unter der Rauschgrenze der schmalbandigen Standards

zu-Rausch-Verhältnis nur logarithmisch.

$$C = BW \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1)$$

Dabei ist das Signal zu Rausch Verhältnis über das Verhältnis ihrer Leistungen definiert:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_{\text{Signal}}}{P_{\text{Rauschen}}} \quad (2)$$

Weitere Grundlagen finden sich in verschiedenen Arbeiten, die zu empfehlen sind [64] [65] [67] [68]. Auf Grundlagen für die in diesem Projekt verwendete Übertragung für niedrige Datenrate mit impulsbasierter Ultrabreitbandtechnik geht das Kapitel 4.2 näher ein.

4.1 Regulierung und Standard für UWB

Die Europäische Union (EU) hat mit der Freigabe der Frequenzen für UWB 2007 [69] beabsichtigt, den Ausbau und die Nutzung der Informations- und Kommunikationstechnologien zu stärken und damit Wachstum und Beschäftigung zu unterstützen. Die EU gab der ETSI den Normungsauftrag für Ultrabreitbandtechnik. Am 21. Februar 2007 erließ die EU die Entscheidung „die Gestattung der Nutzung von Funkfrequenzen durch Ultrabreitbandgeräte und die Vereinheitlichung der Bedingungen für diese Nutzung in der Gemeinschaft“ [69]. Für die EU gilt schon als Ultrabreitbandtechnik, wenn die Übertragungsbandbreite mehr als 50 MHz beträgt.

Die Bundesnetzagentur hat im Januar 2008 die Frequenzbereiche für UWB in Deutschland freigegeben [40] [41]. Die Maske entspricht zum größten Teil der von der EU vorgegebenen Maske. Die maximale Sendeleistung und Zielfrequenz bei der Realisierung liegt im Band von $f_l = 6$ GHz bis $f_h = 8,5$ GHz mit einer maximalen spektralen Leistungsdichte von $PSD_{UWB} = -41,3$ dBm/MHz.

Die Federal Communications Commission (FCC) gab am 22.04.2002 die Frequenzen für die Verwendung von UWB in den Vereinigten Staaten frei [70]. Die genaue Frequenzmaske ist abhängig von der Anwendung. Für diese Arbeit ist die Maske für Innenraum-UWB-Systeme relevant. Diese Maske erlaubt deutlich mehr

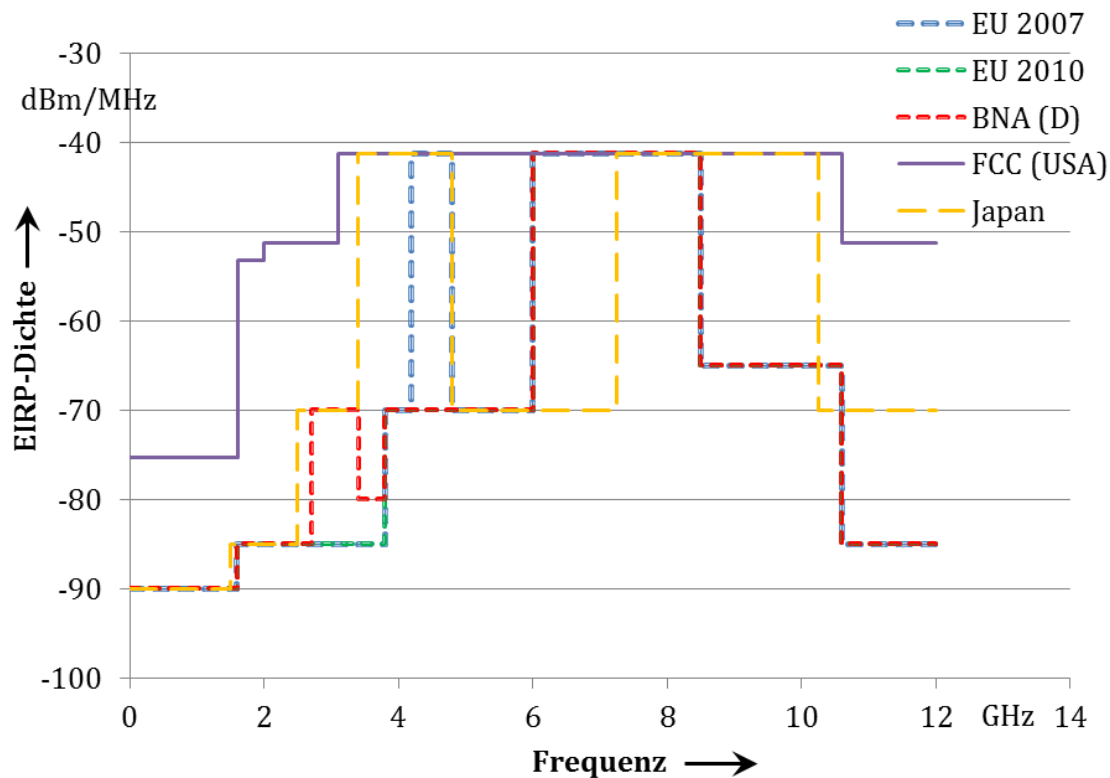


Abbildung 8: Masken der verschiedenen Regulierungsbehörden zur Freigabe der UWB-Frequenzen

Sendeleistung in weiten Bereichen des Hauptbandes von 3,1 GHz bis 10,6 GHz und auch deutlich mehr in den Nebenbändern als die europäische Regulierung.

In Japan weicht die Maske im relevanten Bereich etwas ab. Der einfach nutzbare Bereich mit der meisten Sendeleistung liegt zwischen 7,25 GHz und 10,25 GHz [71].

In Abbildung 8 überlagern sich die Masken der EU und der drei anderen Länder. Die erlaubte maximale Sendeleistungsdichte wird als äquivalente isotrope Strahlungsleistungsdichte (EIRP equivalent isotropically radiated power) in dBm/MHz angegeben. Die Maske der Bundesnetzagentur von 2008 und die Maske der Europäischen Union mit der Anpassung vom 31.12.2010 sind die Masken, die diese Arbeit verwendet.

Die Übertragung von Daten mit der Ultrabreitbandtechnik wurde von verschiedenen Institutionen standardisiert. Das Europäische Institut für Telekommunikationsnormen (ETSI European Telecommunications Standards Institute) hat dafür die Norm EN 302 065 [72] erstellt.

UWB wird in Standard IEEE 802.15.4a [39] als Bitübertragungsschicht (PHY) für die Datenübertragung im Nahbereich mit niedrigen Datenraten (LR-WPAN: Low-rate-WPAN) definiert. Als Vorteil für die Verwendung von impulsbasiertem UWB wird insbesondere die gute Robustheit gegen Mehrwegeausbreitung und Störungen angegeben.

In Abbildung 9 ist die Einordnung der UWB-Arbeitsgruppe IEEE 802.15.4a in die Gesamtstruktur der Gruppen des WPANs dargestellt.

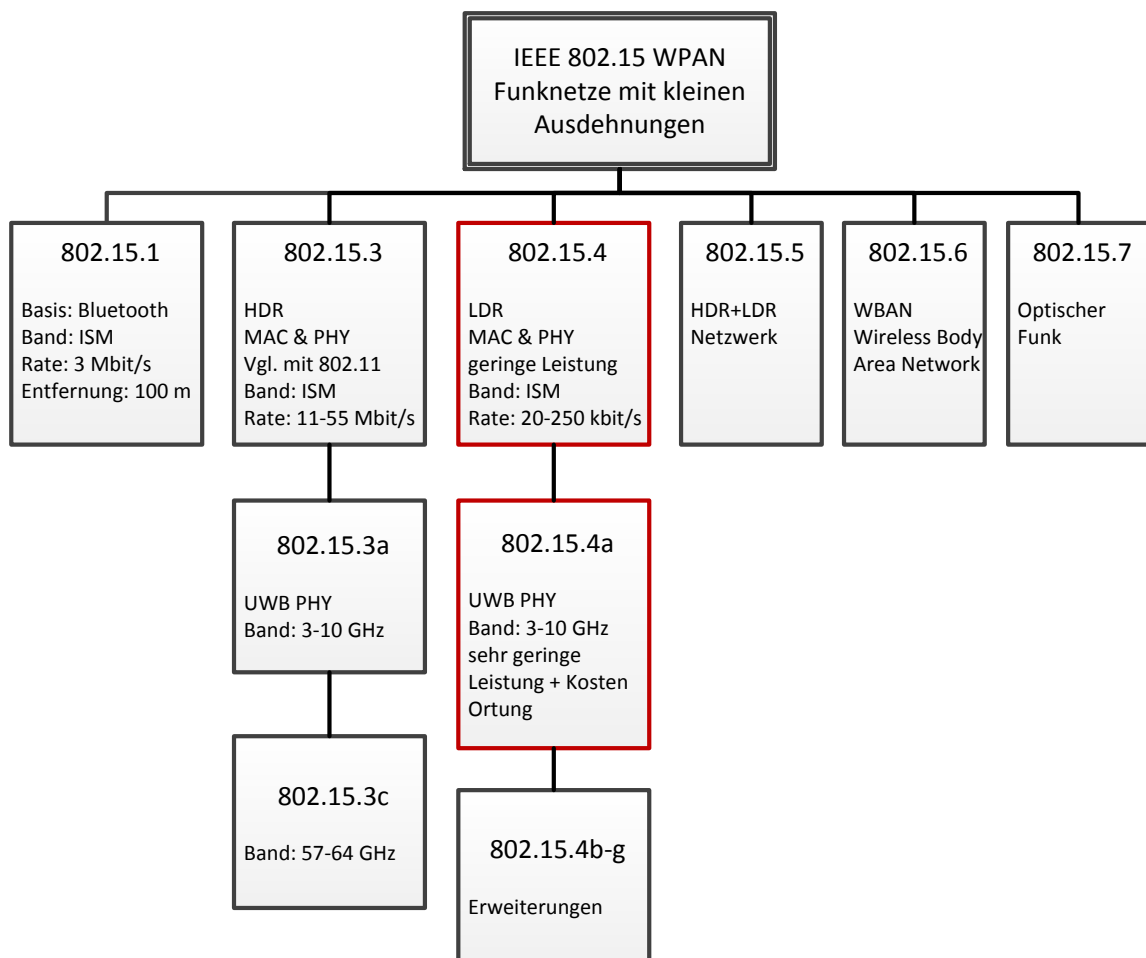


Abbildung 9: Übersicht der Arbeitsgruppen unter IEEE 802.15

4.2 Impulsbasierte Ultrabreitbandtechnik

Die impulsbasierte Ultrabreitbandtechnik (IR-UWB) ist die ursprüngliche Art und Weise, ein UWB-Signal zu erzeugen. Meistens wird IR-UWB für niedrige Datenraten verwendet. IR-UWB arbeitet mit sehr kurzen Impulsen im Bereich von $T_{Sym} \leq 1$ ns, die direkt im Frequenzbereich in die UWB-Maske passen. Somit erhält man ein Verfahren zur Übertragung von Daten, das ohne Trägerfrequenz auskommt.

Daraus ergeben sich folgende wesentliche Vorteile. Die Komplexität der Transceiver reduziert sich, der Energiebedarf sinkt weiter und man erhält eine hohe Störfestigkeit gegenüber Mehrwegeausbreitung.

Zentraler Parameter für die Auswahl eines Impulses ist die Impulsbandbreiteneffizienz η_{ch} , die aus dem Verhältnis der tatsächlichen Sendeleistung eines Impulses P_{ch} in W und dem Produkt der maximalen durchschnittlichen spektralen Leistungsdichte P_{EIRP} in W/MHz und der -10 dB Bandbreite $B_{-10\text{ dB}}$ in MHz berechnet wird:

$$\eta_{ch} = \frac{P_{ch}}{P_{EIRP} \cdot B_{-10\text{ dB}}} \quad (3)$$

Eine hohe Effizienz bedeutet, dass die Freigabemaske gut ausgenutzt wird und somit potenziell eine bessere Verbindung möglich ist.

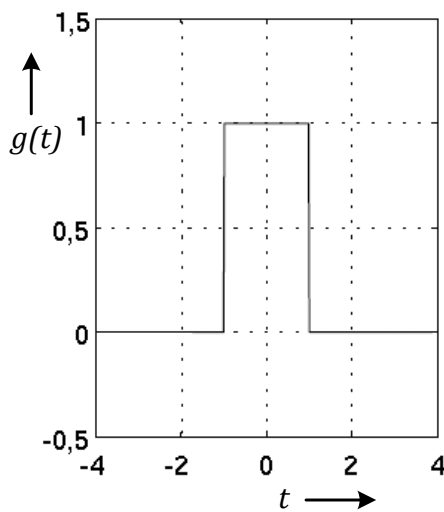
Wenn Teile der Impulsenergie sich außerhalb des zulässigen Bandes befinden, so vermindern sie die Effizienz des Impulses und müssen weggefiltert werden. Diese Energie führt außerdem zu Störungen in den Nachbarkanälen (ACI Adjacent Channel Interference). Der Nachbarkanalverlust η_{out} kann als Verhältnis der Impulsenergie außerhalb -10 dB Bandbreite $E_{tot} - E_{ch}$ zur Impulsenergie innerhalb der Bandbreite E_{ch} berechnet werden:

$$\eta_{out} = \frac{E_{tot} - E_{ch}}{E_{ch}} \quad (4)$$

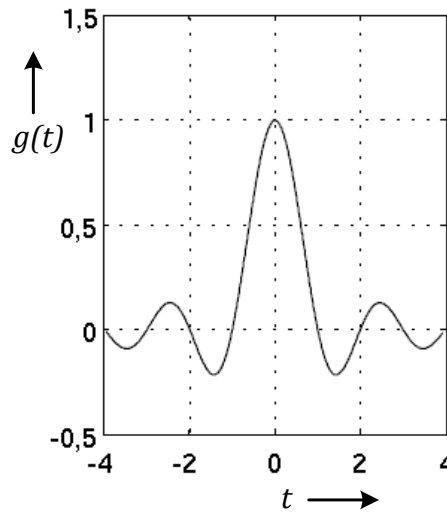
Dabei ist die Impulsenergie:

$$E_{\text{tot}} = \int_{-\infty}^{\infty} |p(t)|^2 dt \quad (5)$$

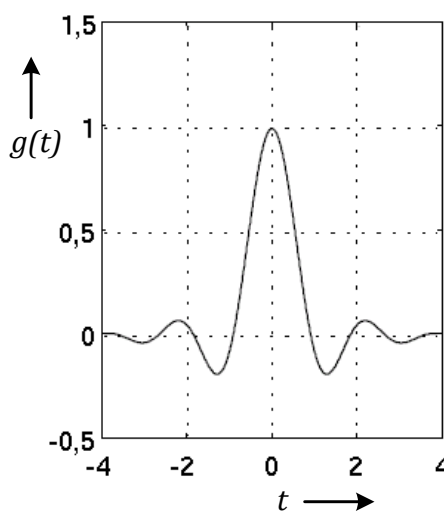
An dieser Stelle bietet es sich an, einige elementare Impulsformen zu untersuchen. Für die Realisierung von UWB-Impulserzeugern sind besonders die elementaren Impulsformen interessant, die Abbildung 10 darstellt.



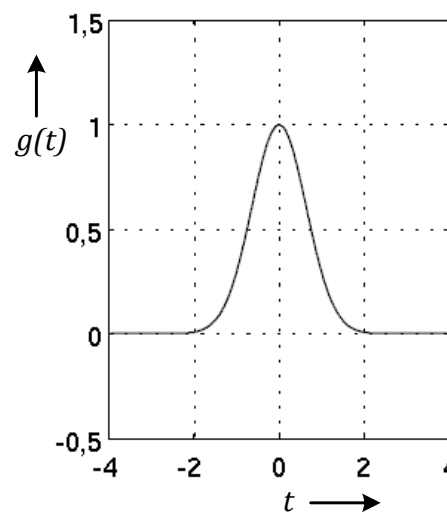
a) Rechteckimpuls



b) Si-Impuls



c) Raised-Cosine-Impuls



d) Gaußimpuls

Abbildung 10: Elementare Impulsformen (Wavelet)

Der **Rechteckimpuls** hat eine gute Flankensteilheit und ist prinzipiell einfach zu erzeugen. Eine ideale rechteckige Form ist allerdings mit realen Bauelementen nicht umzusetzen. Die Rechteckfunktion (Abbildung 10a) ist im Zeitbereich wie folgt definiert:

$$g(t) = \text{rect}(t) = \begin{cases} 0 & |t| > 0,5 \\ 0,5 & |t| = 0,5 \\ 1 & |t| < 0,5 \end{cases} \quad (6)$$

Der **Si-Impuls** kann ebenfalls als elementare Impulsform verwendet werden. Sie ist in Abbildung 10b dargestellt und mit der Amplitude A und dem Abstand der Nullstellen T folgendermaßen definiert:

$$g(t) = A \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{\frac{\pi t}{T}} = A \cdot \text{si}\left(\frac{\pi t}{T}\right) \quad (7)$$

Wenn der Impulsabstand ein ganzes Vielfaches von T ist, gilt der Vorteil, dass keine Zwischensymbolstörung (ISI: Inter Symbol Interference) entsteht. In diesem Fall erfüllt dieser Impuls das erste Nyquistkriterium.

Der **Raised-Cosine-Impuls** ist in Abbildung 10c dargestellt und ist mit der Bandbreite B und dem Roll-Off-Faktor α folgendermaßen definiert:

$$g(t) = \text{si}(2 \cdot B \cdot t) \cdot \frac{\cos(2\pi\alpha Bt)}{1 - 16 \cdot (\alpha Bt)^2} \quad (8)$$

Auch dieser Impuls erfüllt wegen der beinhalteten Si-Funktion das erste Nyquistkriterium und ist außerdem infolge der starken Nachbarsymboldämpfung toleranter gegenüber zeitlichen Abweichungen beim Abtastzeitpunkt. Die Steilheit der Übertragungskennlinie wird vom Roll-Off-Faktor α wesentlich beeinflusst.

Der **Gaußimpuls** ist in Abbildung 10d dargestellt und mit der Amplitude g_0 und der äquivalente Impulsdauer Δt so definiert:

$$g(t) = g_0 \cdot e^{-\pi\left(\frac{t}{\Delta t}\right)^2} \quad (9)$$

Tabelle 11: Eigenschaften der elementaren Impulse

Form	Effizienz	Außenband-emission	Zeit-Bandbreite-Produkt	weitere Merkmale
Rechteck	0,6	0,128	∞	hohe Flankensteilheit, gute Detektierbarkeit, nicht Ideal zu erzeugen
Si	1	0	∞	kein ISI, empfindlich auf Phasenrauschen,
Raised-Cosine	0,846	0,004	0,85	kein ISI, unempfindlich auf Phasenrauschen,
Gauß	0,565	0,033	0,5	wenig ISI, einfach zu erzeugen

Die äquivalente Impulsdauer ist definiert über das flächengleiche Rechteck:

$$\Delta t = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} g(t) dt}{g_0} \quad (10)$$

Der Gaußimpuls und dessen Ableitungen werden in verschiedenen UWB-Impulsgeneratoren verwendet. Er weist ein minimales Zeit-Bandbreiten-Produkt auf, ist schwundresistent und ist selbstreziprok, d.h. seine Fouriertransformierte ist wieder gaußförmig. Allerdings besitzt er im Vergleich der hier betrachteten Impulse die geringste Effizienz.

Weitere Untersuchungen zu den elementaren Impulsen im Zusammenhang mit der impulsbasierten UWB-Übertragung lassen sich in der Arbeit von Wentzloff [73] nachlesen. In der Tabelle 11 sind die relevanten Eigenschaften zusammengefasst.

4.3 Modulationen bei impulsbasiertem UWB

Um Daten übertragen zu können, müssen diese noch mit den vorgestellten elementaren Impulsen moduliert werden. Strenggenommen handelt es sich dabei nicht um eine Modulation, wie sie herkömmlich definiert ist. Statt des Trägersignals werden hier die Impulse nach bestehenden Modulationsvorschriften moduliert, so dass sie als Symbol Informationen beinhalten. Diese Symbole lassen sich in ein Konstellationsdiagramm eintragen. Zwischen den Symbolorten befinden sich die

Entscheidungsschwellen, an denen der Empfänger zwischen dem einen oder dem anderen Symbol unterscheidet. Im Konstellationsdiagramm kann man anhand des Abstandes des Ortes des Symbols die Störfestigkeit abschätzen. Ein größerer Abstand zum benachbarten Symbol und somit zur Entscheidungsschwelle bedeutet dabei eine größere Störfestigkeit.

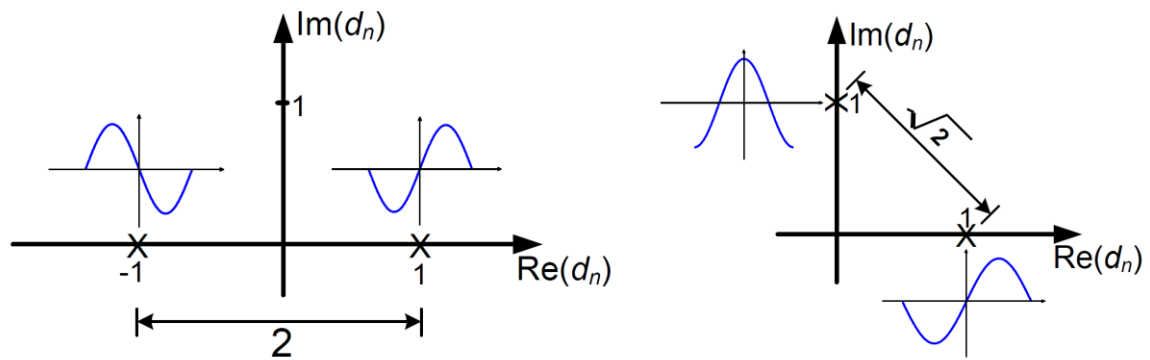
Für eine Kodierung von Information benötigt man mindestens zwei unterscheidbare Symbole. Dafür gibt es zwei einfache Möglichkeiten: entweder einen elementaren Impuls zu nehmen und diesen zu invertieren, um einen antipodalen Impuls zu erzielen, oder einen elementaren Impuls um die Phase von $\varphi = \frac{\pi}{4}$ zu verschieben, um einen orthogonalen Impuls zu erzielen. Die Impulse sind antipodal, wenn gilt:

$$\begin{aligned} |p_i(t)| &= |p_j(t)|, \\ p_i(t) &= -p_j(t), \\ & i \neq j \end{aligned} \tag{11}$$

Die Impulse sind zueinander orthogonal, wenn die Integration ihres Produktes über die Symboldauer null ergibt:

$$\int_0^{T_{Sym}} p_i(t) p_j(t) dt = \begin{cases} 0 & i \neq j \\ \text{const.} \neq 0 & i = j \end{cases} \tag{12}$$

Der Zusammenhang im Konstellationsdiagramm ist in Abbildung 11 dargestellt. Sie lässt erkennen, dass die orthogonalen Impulse eine um 3 dB schlechtere Störfestigkeit haben als antipodale.



a) Antipodale Impulse

b) orthogonale Impulse

Abbildung 11: Konstellationsdiagramm für antipodale und orthogonale Impulse

Wichtige Kriterien für die Wahl einer Modulation sind die spektrale Effizienz, der Implementierungsaufwand, die Störfestigkeit. Ein Vergleich ist in Tabelle 12 aufgestellt.

Bei der Modulation mit Referenzsymbol (TR: Transmitted Reference) wird jedem Datensymbol ein Referenzsymbol mit dem Abstand T_D vorangestellt. Damit kann der Empfänger den Kanal und die Daten besser abschätzen. Das Kodieren der Information findet mit antipodalen Impulsen statt.

Die Impulspositionsmodulation (PPM: Pulse Position Modulation) kodiert die Information in der zeitlichen Differenz T_n . Die Realisierung ist besonders einfach, da immer der gleiche Impuls verwendet wird und nur der Sendezeitpunkt zwischen zwei Zeitpunkten variiert. Diese Modulation ist, was die Störfestigkeit anbelangt, um 2 dB besser als orthogonal modulierte Impulse [7].

Die Modulation mittels Amplitudenumtastung (OOK: On-Off-Keying) ist die Modulationsart mit den geringsten Senderanforderungen. Der Empfänger benötigt nur eine Entscheidungsschwelle. Da nicht vorauszusehen ist, wann der nächste Impuls kommt, ist die Realisierung etwas aufwendiger und der Energiebedarf etwas höher. Der Störabstand ist geringer als bei der antipodalen Modulation.

Die binäre Amplituden-Modulation (BPAM: Binary Pulse Amplitude Modulation) und die binäre Phasenmodulation (BPSK: Binary Phase Shift Keying) sind identisch. Sie haben den maximalen Störabstand, da sie beide antipodal sind. Sowohl Sender als auch Empfänger sind etwas aufwändiger zu implementieren, da beim Sender der

Impuls negiert werden muss und im Empfänger die Lage des Symbols erkannt werden muss.

Die M-stufige Amplitudenmodulation (M-PAM: M-ary Pulse Amplitude Modulation) und die M-stufige Phasenmodulation (M-PSK: M-ary Phase Shift Keying) funktionieren wie ihre binären Versionen, haben aber statt der zwei Stufen M Stufen. Der Implementierungsaufwand steigt sowohl im Sender als auch im Empfänger mit der Anzahl der Stufen. Auch wird der Störabstand mit zunehmenden Stufen geringer.

Im Vergleich fällt auf, dass besonders die Modulationen PPM und OOK einfach zu realisieren sind und sich daher für einen ersten Aufbau anbieten. Für den Aufbau der Entwicklungsumgebung sollen jedoch auch andere Modulationsarten einstellbar

Tabelle 12: Vergleich der Modulationsarten für IR-UWB

Kriterium Mod.	Formel $s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (...) \quad (13)$	Aufwand Sender/ Empf.	Robust Vgl. antipodal	Spektrale Effizienz (Bit/s)/Hz
TR	$p(t - nT_{Sym}) + \sigma_n p(t - nT_{Sym} - T_D) \quad (14)$ $\sigma_n \in \{1, -1\}$	hoch/hoch	0 dB	0,5
PPM	$p(t + T_n - nT_{Sym}) \quad (15)$ $T_n \in \left\{0, \frac{1}{2}T_{Sym}\right\}$	gering/ hoch	-1 dB	1
OOK	$\sigma_n p(t - nT_{Sym}) \quad (16)$ $\sigma_n \in \{0,1\}$	sehr gering /gering	-3 dB	1
BPAM/ BPSK	$\sigma_n p(t - nT_{Sym}) \quad (17)$ $\sigma_n \in \{1, -1\}$	hoch/hoch	0 dB	1
M-PAM	$\sigma_n p(t - nT_{Sym}) \quad (18)$ $\sigma_n \in \mathbb{R}$	sehr hoch/ sehr hoch	$f(M) \sim \frac{1}{\sqrt{M}}$	$\text{ld}(M)$
M-PSK	$p_i(t - nT_{Sym}) \quad (19)$ $i = 0 \dots M \in \mathbb{N}$	sehr hoch/ sehr hoch	$f(M) \sim \frac{1}{\sqrt{M}}$	$\text{ld}(M)$

sein. Besonders robust gegen Störung ist die Modulation TR. Die mehrstufigen Modulationen bieten zwar eine höhere spektrale Effizienz, sie können aber unberücksichtigt bleiben, da hier keine hohe Datenrate gefordert ist. Die Robustheit der Modulationen M-PAM und M-PSK sind abhängig von der Stufe M und nehmen mit höherer Stufe M ab [74]. Insgesamt werden daher die Modulationen TR, PPM, OOK und BPSK für die Implementation vorgesehen.

4.4 Feldbus Profibus

Die drahtlose Brücke wird in diesem Projekt für die Anwendung eines Feldbusses konzipiert. Ohne die Verwendung anderer Feldbusse auszuschließen, fällt die Wahl auf den weit verbreiteten Feldbus Profibus. Ein Feldbus ist ein essentielles Verbindungsmedium in der Fertigung, da er Sensoren, Aktoren und Steuereinheiten miteinander verbindet. Die Bitübertragungsebene wird beim Profibus mittels der asynchronen seriellen Übertragung RS485 realisiert. Für detaillierte Grundlagen zum Thema Profibus sei auf das Profibus-Handbuch verwiesen [75].

Die Struktur im Profibus sieht Master- und Slave-Teilnehmer vor. Ein Master bestimmt die Kommunikation auf dem Bus, indem er die Slave-Teilnehmer nach Informationen abfragt. Ein Slave kann daher nie initiativ auf den Bus zugreifen. Mit dem Master ist zumeist eine Steuerung verbunden und mit dem Slave entweder ein Aktor oder ein Sensor. Die Abbildung 13 zeigt eine solche Struktur. Details zur Realisierung für die Einbindung des Konfigurators der drahtlosen Brücke können in der Arbeit von Herrn Florian Maier [76] nachgeschlagen werden.

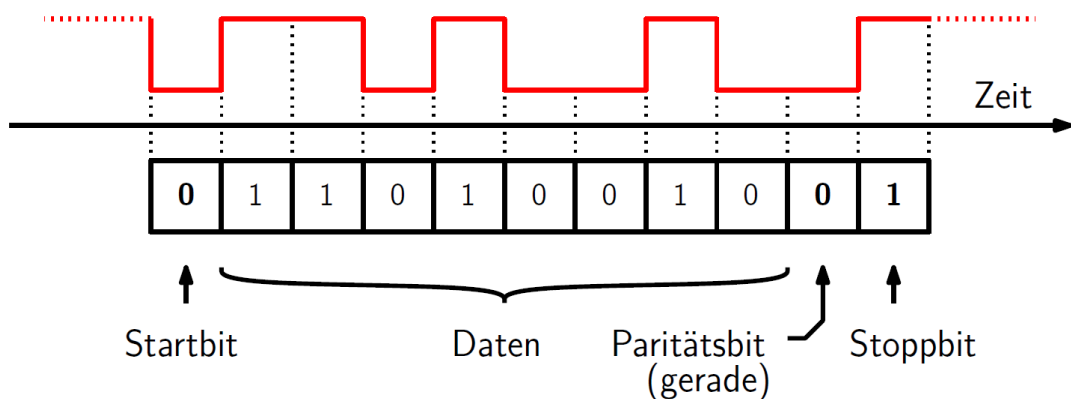


Abbildung 12: Profibus-Rahmen für ein Byte im asynchronen seriellen Datenstrom

Die asynchrone serielle Datenübertragung überträgt bitweise Datenwörter mit 8 Bit Inhalt. Begonnen wird mit einem Startbit, dann folgen die Bits, die zu den Daten gehören, und nach einem Paritätsbit schließt das Stoppbit die Übertragung eines Bytes ab. In Abbildung 12 ist beispielhaft ein Profibus-Rahmen dargestellt.

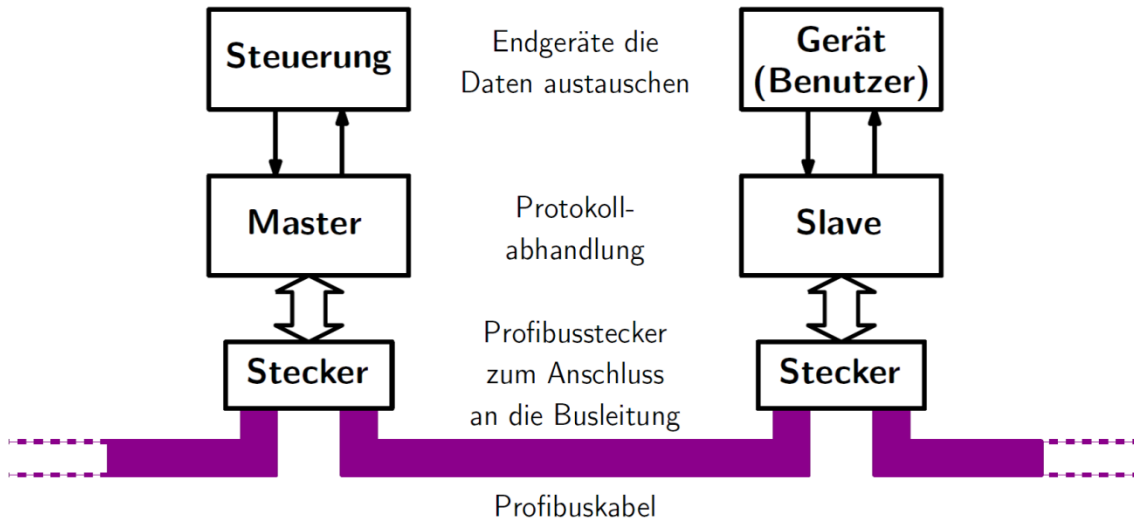


Abbildung 13: Architektur im Profibus

Die aufeinanderfolgenden Rahmen gehören bei Profibus zu einem Telegramm, die der Nachricht über den Bus entsprechen, wie sie in Abbildung 14 dargestellt ist.

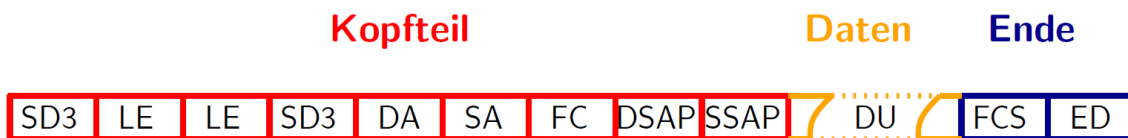


Abbildung 14: Telegramm im Profibus

5 Realisierung einer drahtlosen Übertragungstrecke mit impulsbasierter Ultrabreitbandtechnik

5.1 Architektur

Für eine schrittweise Entwicklung und Optimierung der drahtlosen Übertragung mit Ultrabreitbandtechnik wird das System modular aufgebaut. So lassen sich im ersten Schritt noch einfache oder zugekaufte Module einsetzen, die erst nach und nach ausgetauscht werden. Dieser Ansatz hat aber den Nachteil, dass es besonders bei diesen Frequenzen viele zusätzliche Schnittstellen gibt, an denen das Hochfrequenzsignal gestört und gedämpft werden kann. Auch ist eine vergleichbare Energieeffizienz wie bei einer integrierten Lösung nicht erreichbar. Für die tatsächliche bidirektionale Kommunikation wird ein Sendeempfänger benötigt. Für die Entwicklung und den ersten Aufbau werden hier Sender und Empfänger getrennt betrachtet.

Dem Signalpfad folgend werden nun die Module aufgeführt und in Abbildung 15 und Abbildung 16 dargestellt.

Teilnehmer im Feldbus sind Sensoren oder Industrie-PCs, die Daten über den Feldbus und möglicherweise über die transparente drahtlose Feldbus-Brücke übertragen. Sie können in diesem Aufbau durch einen PC emuliert werden. Um die Kompatibilität mit dem Profibusprotokoll durchzuführen, wird für den Test und die Inbetriebnahme von Profibus-Slaves ein Mastersimulator von der Firma HMS Industrial Networks GmbH verwendet [77].

Als **Feldbus** wurde in dieser Arbeit der Profibus wegen seiner weiten Verbreitung ausgewählt. Auch andere Feldbusse können nach der Umprogrammierung des Modulators und mit einer neuen Feldbus-Schnittstelle eingesetzt werden.

Die **Feldbus-Schnittstelle** wandelt die Signale des Feldbusses, abhängig von der Feldbustechnologie, in Signale für den Modulator um. Für die Wandlung der Profibus-Signale wird eine Pegelwandlerplatine mit speziellen Profibus-Treibern benötigt.

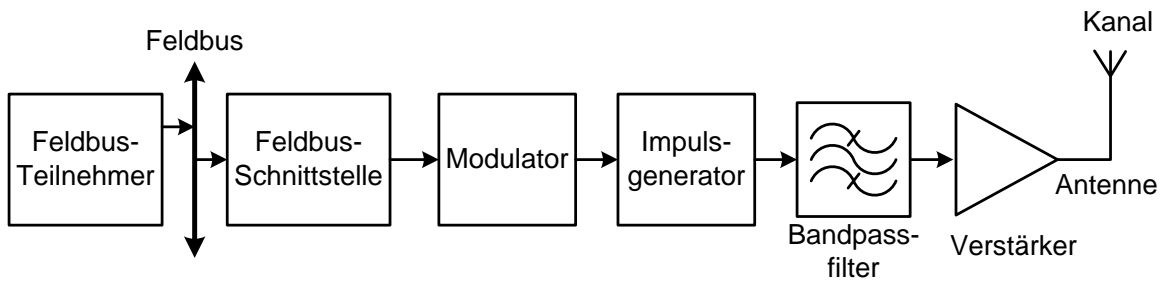


Abbildung 15: Senderarchitektur

Das Modul **Modulator** moduliert die einzelnen Bits von der Feldbus-Schnittstelle in Impulse. Die Modulation lässt sich abhängig von der Programmierung einstellen. Umgekehrt muss der **Demodulator** im Empfänger die modulierten Impulse wieder zurück in Informationen wandeln. Diese Signalverarbeitung lässt sich in einem FPGA realisieren. Vor allem wenn er zur Laufzeit programmiert werden soll, bietet sich als Lösung eine programmierbare Logik mit Standardschnittstellen an. Alternativ kann man dafür eine integrierte Schaltung zusammen mit dem Impulsgenerator entwickeln.

Der **Feldbusslave zur Konfiguration** hat die Aufgabe, die Signalverarbeitung zu konfigurieren und auch eine optionale Sender- und Empfängeradresse einzustellen. Da die drahtlose Brücke transparent und daher nicht adressierbar ist, wird dieser Slave benötigt, um die Konfiguration vorzunehmen. Die Konfiguration kann ein Profibus-Master vornehmen.

Der **Impulsgenerator** macht aus der Impulsinformation der modulierten digitalen Informationen aus dem Modulator einen analogen Impuls, der über eine Antenne übertragen werden kann. Die Impulserzeugung ist ein zentraler Punkt dieser Arbeit und lässt sich auf unterschiedliche Weisen realisieren.

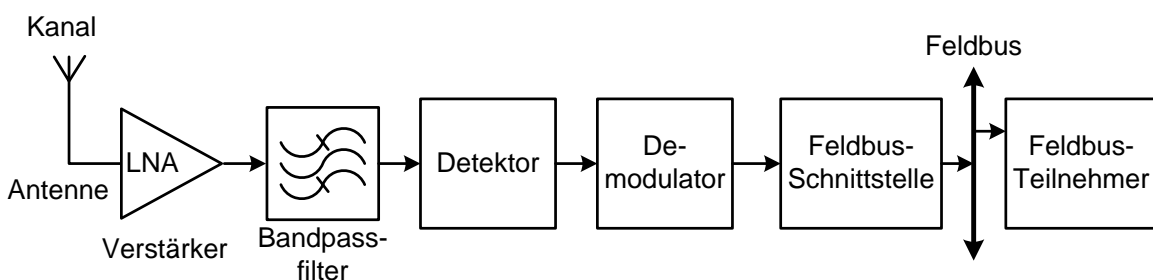


Abbildung 16: Empfängerarchitektur

Der **Bandpassfilter** filtert die ungewollten Frequenzanteile aus dem erzeugten Impuls, damit die Maske eingehalten wird. Der Bandpassfilter wird als Leitungsschaltung entwickelt.

Der **Verstärker** verstärkt den erzeugten Impuls. Der Verstärker wird nur dann benötigt, wenn der Impulserzeuger nicht genug Ausgangsleistung besitzt, um die Sendeleistung selbst zu liefern. Der Verstärker ist kein zentraler Aspekt dieser Arbeit und kann auch als kommerzielle Lösung erworben werden.

Die **Antenne** stellt die Schnittstelle zwischen der Schaltung und dem Medium Luft dar. Sie ist daher sehr relevant für das Gelingen der drahtlosen Datenübertragung. Eine UWB-Antenne wurde von der IHP GmbH Frankfurt (Innovations for High Performance Microelectronics/Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik) zur Verfügung gestellt. Eine weitere wurde für einen späteren Aufbau entwickelt.

Der **Kanal** stellt die Verbindung von Sender und Empfänger dar. Das Medium Luft überträgt die elektromagnetischen Wellen. Abhängig von der Umgebung ändert sich der Kanal. Es ist jedoch möglich, ein Modell aufzustellen, um die Übertragung abzuschätzen. Zwar kann man den Kanal nicht beeinflussen, es ist aber sinnvoll, ihn möglichst gut zu modellieren, so dass dann die Simulation der Realität möglichst nahe kommt.

Der **rauscharmer Verstärker** (Low Noise Amplifier LNA) verstärkt die von der Antenne empfangenen Signale mit möglichst geringem Eigenrauschen. Vor allem für den ersten Aufbau empfiehlt es sich hier, eine fertige kommerzielle Lösung zu erwerben und einzusetzen. Zur Verfügung steht der LNA JS4-00102600-28-5P von Miteq mit dem Frequenzbereich von $f_l = 0,1$ GHz bis $f_u = 26$ GHz, der Verstärkung von $v = 27$ dB und einer Rauschzahl von $NF = 2,8$ dB. Die mögliche Ausgangsleistung bei einem dB Kompression beträgt dabei $P_{out} = 5$ dBm.

Der **Detektor** macht aus dem analogen empfangenen Signal eine digitale Information. Der Detektor kann zum Beispiel als Hüllkurvendetektor mit Komparator realisiert werden oder auch als sehr schneller Analog-Digital-Wandler (ADC Analog Digital Converter), der das Eingangssignal komplett abtastet und digitalisiert. Letzterer erzeugt sehr viele Informationen, die erst mit einer digitalen Signalverarbeitung bearbeitet werden müssen, um einen Impuls zu detektieren.

Das Kanalmodell ist unabhängig vom Aufbau und kann schon direkt aufgestellt werden. Für einen ersten Aufbau werden noch ein Bandpassfilter und eine Schnittstelle zum Feldbus benötigt. Die Informations- und Signalverarbeitung übernimmt ein VHDL-Entwurf im FPGA (Field Programmable Gate Array). Die Impulserzeugung wird direkt mit den programmierbaren FPGA-Ausgangstreibern und einem Mischer realisiert. Für den Detektor wird ein Hüllkurvendetektor aus einer Kombination aus einer diskrete Schaltung und einer Leitungsschaltung entwickelt.

5.2 Kanalmodellierung

Für die Entwicklung einer Ultrabreitbandübertragung sind verschiedene Simulationen notwendig. Unter anderem ist dafür ein Kanalmodell erforderlich. Mit einem Kanalmodell kann simuliert werden, wie sich das übertragene Signal im Kanal verändert.

Die Übertragung findet in der Fertigungsumgebung statt. Man kann also von verschiedenen Reflektionsflächen und daher von einer starken Mehrwegeausbreitung ausgehen. Auch ist damit zu rechnen, dass keine Sichtverbindung besteht. Viele verarbeitete Materialien und Flächen sind metallisch und damit nicht durchlässig für die Funkwellen. In der Fertigungsumgebung befinden sich typischerweise Maschinen, Menschen und Waren aus allen möglichen Materialien, die die elektromagnetische Wellen und somit die Qualität der Übertragung beeinflussen können. Wie schon im Unterkapitel 2.1 dargestellt wurde, will man im Anwendungsfall nur eine Strecke von bis zu 10 m überbrücken.

Kanalmodelle bei schmalbandiger Übertragung sind ein schon gut untersuchtes Thema. Bei Bandbreiten im Bereich von 0,1 % der Mittenfrequenz können die Koeffizienten als konstant über die Frequenz angenommen werden. Bei einer UWB-Übertragung mit mehr als 20 % der Mittenfrequenz muss man die Frequenzabhängigkeiten der Übertragungsverluste mit einkalkulieren.

Das Kanalmodell im Allgemeinen wird als Impulsantwort angegeben, die aus der Summe der Energien E über N Pfade mit der Verzögerung τ entsteht:

$$h(t) = \sum_{i=1}^N E_i(t) \cdot \delta(t - \tau_i(t)) \quad (20)$$

Die Beschreibung eines Kanalmodells kann in zwei Schritten erfolgen: erstens ausgehend von den Pfadverlusten (large-scale model), was der Beschreibung entspricht, wie sich der Signalhauptteil als Funktion des Abstands verhält, und zweitens ausgehend von der Mehrwegeausbreitung (small-scale model). Üblicherweise wird bei Kanalmodellen unterschieden zwischen deterministischen Modellen, die die Umgebung und deren Interaktion mit den elektromagnetischen Wellen nachbilden, und stochastischen Modellen. Da es hier nicht um einen ganz konkreten Aufbau geht, kann man nur ein stochastisches Modell aufstellen.

Eine Kommission von IEEE mit Molisch und anderen [78] hat für den IEEE 802.15.4a Standard [39], die eine Datenübertragung mit niedrigen Datenraten mit UWB realisiert, ein Kanalmodell vorgeschlagen. Von ihnen entwickelt wurde ein Modell für das Band von 2 GHz bis 10 GHz, eines für das Band von 100 bis 1000 MHz und ein Schmalband-Modell bei 1 MHz. In dieser Arbeit wird nur das Modell für das Band von 2 GHz bis 10 GHz untersucht. Dieses basiert zum einen auf dem Saleh-Valenzuela-Modell mit Nakagami-Verteilung für Mehrwegeausbreitung und zum anderen auf einem frequenzabhängigen Pfadverlustmodell.

5.2.1 Pfadverluste

Der Pfadverlust PL (PL: Path Loss) beschreibt den Leistungsverlust der elektromagnetischen Welle auf einem Pfad zwischen Sender und Empfänger durch Freiraumdämpfung, Dämpfung bei Reflektionen, Brechungen und Verzögerungen und durch Interferenzen bei Laufzeitunterschiede.

Der Pfadverlust kann bei einer schmalbandigen Übertragung definiert werden mit:

$$PL(d) = \frac{E\{P_{RX}(d, f_c)\}}{P_{TX}} \quad (21)$$

P_{TX} ist die gesendete Leistung und P_{RX} die empfangene, d die Distanz zwischen Sender und Empfänger, f_c die Mittenfrequenz und $E\{ \}$ die Erwartungswertfunktion.

Mit einer so großen Bandbreite wie UWB sollte jedoch ein frequenzabhängiger Pfadverlust in Betracht gezogen werden. Dohler und andere [79] untersuchen die Pfadverluste für UWB. Folgender Pfadverlust wird von der IEEE-Kommision nach Kadel [80] und Rossi [81] empfohlen:

$$PL(f, d) = E \left\{ \int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} |H(\tilde{f}, d)|^2 d\tilde{f} \right\} \quad (22)$$

Dabei ist $H(\tilde{f}, d)$ die Übertragungsfunktion von Antennenanschluss zu Antennenanschluss. Δf ist ausreichend klein zu wählen um die Brechungs- und Dielektrizitätskoeffizienten usw. als konstant annehmen zu können.

Nach Qiu [82] und [83] ist die Frequenzabhängigkeit proportional zu $f^{-2\kappa}$:

$$PL(f) \sim f^{-2\kappa} \quad (23)$$

Die Frequenzabhängigkeit des Pfadverlustes κ ist von der Umgebung abhängig zu wählen (siehe Tabelle 13).

Die Verluste durch Brechung sind für diesen Anwendungsfall vernachlässigbar, da sich zumeist entweder komplett undurchlässige Materialien oder Luft im Kanal befindet. Da es jedoch meist nicht große, saubere und homogene Flächen sind, an denen das Signal reflektiert, erhält man trotzdem eine hohe Dämpfung.

Der Pfadverlust im Freiraum ohne Störeinflüsse in dB ist bestimmt mit:

$$PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (24)$$

Der Referenzabstand beträgt $d_0 = 1 \text{ m}$

Die abgestrahlte Leistung ist die Ausgangsleistung multipliziert mit der frequenzabhängigen Antenneneffizienz:

$$P_{TX}(f) = P_{TXamp}(f) \cdot \eta_{TXant}(f) \quad (25)$$

Die frequenzabhängige Leistung im Abstand d ist:

$$P_{\text{TX}}(f, d) = K_0 \frac{P_t(f)}{4\pi d_0^2} \left(\frac{d}{d_0}\right)^{-n} \left(\frac{f}{f_c}\right)^{-2\kappa} \quad (26)$$

Die Normalisierungskonstante K_0 ist so zu wählen, dass die Dämpfung in einem Abstand von d_0 und der Mittenfrequenz f_c dem Wert P_0 entspricht, der von der IEEE-Kommission abhängig von der Umgebung gegeben wird.

$$K_0 = \frac{(4\pi d_0 f_c)^2}{c_0^2} P L_0 \quad (27)$$

5.2.2 Mehrwegeausbreitung:

Ein häufig verwendetes Modell für die Mehrwegeausbreitung in Innenräume ist das Saleh-Valenzuela Modell [84]. In diesem Modell ist auch die Beobachtung modelliert, dass die Signale zeitlich in Gruppen eintreffen. Die Anzahl der Gruppen ist ein entscheidender Parameter. Das Eintreffverhalten der Gruppen ist Poisson-verteilt, so wie das der Signale innerhalb einer Gruppe:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{kl} e^{j\theta_{kl}} \delta(t - T_l - \tau_{kl}) \quad (28)$$

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda \cdot \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \quad (29)$$

$$p(\tau_{kl} | \tau_{(k-1)l}) = \lambda \cdot \exp[-\lambda(\tau_{kl} - \tau_{(k-1)l})], \quad k > 0 \quad (30)$$

Die Phase θ_{kl} ist dabei ein unabhängiger Zufallswert $[0, 2\pi)$, β_{kl} sind die Pfadanteile des Signals. Ursprünglich wurde für β_{kl} eine Rayleigh-Verteilung vorgesehen, doch mittlerweile sehen Wissenschaftler eine Log-normal oder Nakagami-Verteilung als besser geeignet an [85]. Auch die IEEE Kommission empfiehlt die Erweiterung des Saleh-Valenzuela-Modells mit der Nakagami-Verteilung [78]:

$$pdf(x; \mu, \omega) = \frac{2}{\Gamma(\mu)} \left(\frac{\mu}{\omega}\right)^{\mu} x^{2\mu-1} \exp\left(-\frac{\mu}{\omega} x^2\right) \quad (31)$$

5.2.3 Wahl und Parametrisierung des Kanalmodells

Für eine Funkübertragung im industriellen Umfeld von bis zu 10 Metern enthält die Empfehlung der IEEE-Kommission eine Parametertabelle. Für den hier beschriebenen Anwendungsfall werden ein Teil der Parameter angepasst. Die Parameter sind in der Tabelle 13 aufgelistet. Der Fall der direkten Sichtverbindung hat eine Wahrscheinlichkeit, die geringer ist als 0,5, daher ist die Betrachtung des NLOS-Falles so essentiell wichtig.

Die Pfadverluste werden hauptsächlich von dem Pfadverlustexponenten n beeinflusst. Bei einer komplett freien Sicht wie in einem Gang wird der Wert $n = 1$ angenommen. Bei teilweise versperrter Sicht wie in einer Büroumgebung oder bei stärker versperrter Sicht, kann der Wert von $n = 2$ bis $n = 4$ betragen. Für diese Anwendung wird bei LOS ein Wert von 2 angenommen. Für NLOS wird in der Literatur ein Wert von nur $n = 2,15$ angenommen. Da man in der

Tabelle 13: Parametertabelle für das Aufstellen eines UWB-Kanalmodells

	Vorschlag von Molisch [78]		Anpassung für diese Anwendung	
	LOS	NLOS	LOS	NLOS
Pfadverluste				
Pfadverlustexponent n	1,2	2,15	2	4
σ_S [dB]	6	6	6	6
PL_0	-56,7	-56,7	-56,7	-56,7
A_{ant}	3 dB	3 dB	3 dB	3 dB
Frequenzverlustexponent κ [dB/Oktave]	5,6	7,82	2	12
Mehrwegeausbreitung				
Anzahl Cluster \bar{L}	4,75	1	4,75	1
Ankunftsrate Λ [1/ns]	0,0709	NA	0,0709	NA
Zwischenclusterabfallkonstante Γ	NA	NA	NA	NA

Fertigungsumgebung meist nicht große, saubere und homogene Flächen hat wird hier von einer deutlich höheren Dämpfung ausgegangen und der Wert von $n = 4$ angenommen.

Da hier wegen der hohen Bandbreite ein frequenzabhängiger Kanal betrachtet werden muss, ist der Frequenzabhängigkeitsexponent genauer zu bestimmen. Neben der direkten Sichtverbindung und der Reflektion gibt es auch noch den Effekt der Beugung. Es ist besonders die Beugung, die die Frequenzabhängigkeit verursacht [82]. Da in der Fertigungsumgebung vor allem bei Werkzeugmaschinen sehr viele Kanten vorkommen, an denen sich die Funkwellen beugen können, wird dieser Wert mit $\kappa = 12$ höher gewählt als in einer Büroumgebung und auch höher als in einer normalen Industrieumgebung.

5.3 Entwicklung eines Bandpassfilters

Die regulatorischen Vorgaben für die Sendeleistung, besonders in den Sperrbändern, sind streng einzuhalten. Dazu soll ein Bandpassfilter entwickelt werden, der nur die relevanten Frequenzen von 6 GHz bis 8,5 GHz durchlässt und alle anderen mit mindestens 20 dB dämpft. Dieser wird in Zusammenarbeit mit Herrn Schmid entwickelt [86]. Für eine einfache und günstige Herstellung wird das Filter mit Koppelleitungen realisiert. Die Grundlagen für die Entwicklung und Berechnung eines Koppelleitungsfilters kann man in den Büchern von Gronau [87], Gupta [88] und White [89] nachlesen. Dieser kann dann als Modul in die Leitung mit eingebaut werden. Als Schnittstelle sind zwei SMA-Hochfrequenzstecker verbaut, die als Eingang bzw. Ausgang des Filters dienen. Das Eingangssignal ist nicht beschränkt. Das Ausgangssignal ist bestimmt durch die Anpassung des Eingangssignals infolge der Filtereigenschaften. Die Filtereigenschaften sind beschrieben mittels der S-Parameter.

Die Leitungsstruktur der entwickelten Bandpassfilterplatine ist in Abbildung 17 dargestellt. Die Zuleitungen zu den Hochfrequenzsteckern sind mit 50 Ω -Mikrostreifenleitungen realisiert. Alle Weiten und Längen sind im Anhang A aufgeführt. Es gibt weitere Alternativen, auch kompaktere, eines Bandpassfilter für

UWB zu entwickeln [90, 91, 92]. Da diese Lösung modular ist, kann zu einem späteren Zeitpunkt auch ein kompakterer Filter eingesetzt werden.

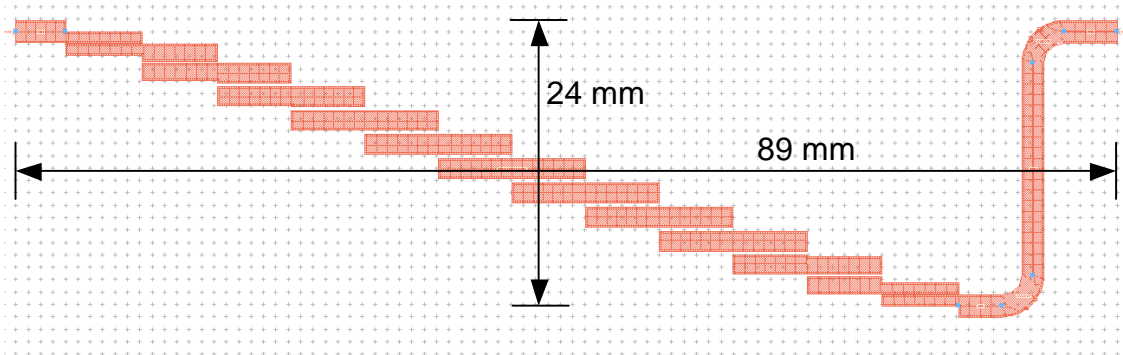


Abbildung 17: Bandpasskoppelleitungsfilter

Das Funktionsprinzip des hier entwickelten Bandpassfilters sind 12 hintereinander geschaltete $\frac{\lambda}{4}$ -Impedanzwandler, hier als sogenannte J-Inverter realisiert [93]. Diese Elemente können als π -Glieder von Suszeptanzen gesehen werden. Der Vorteil

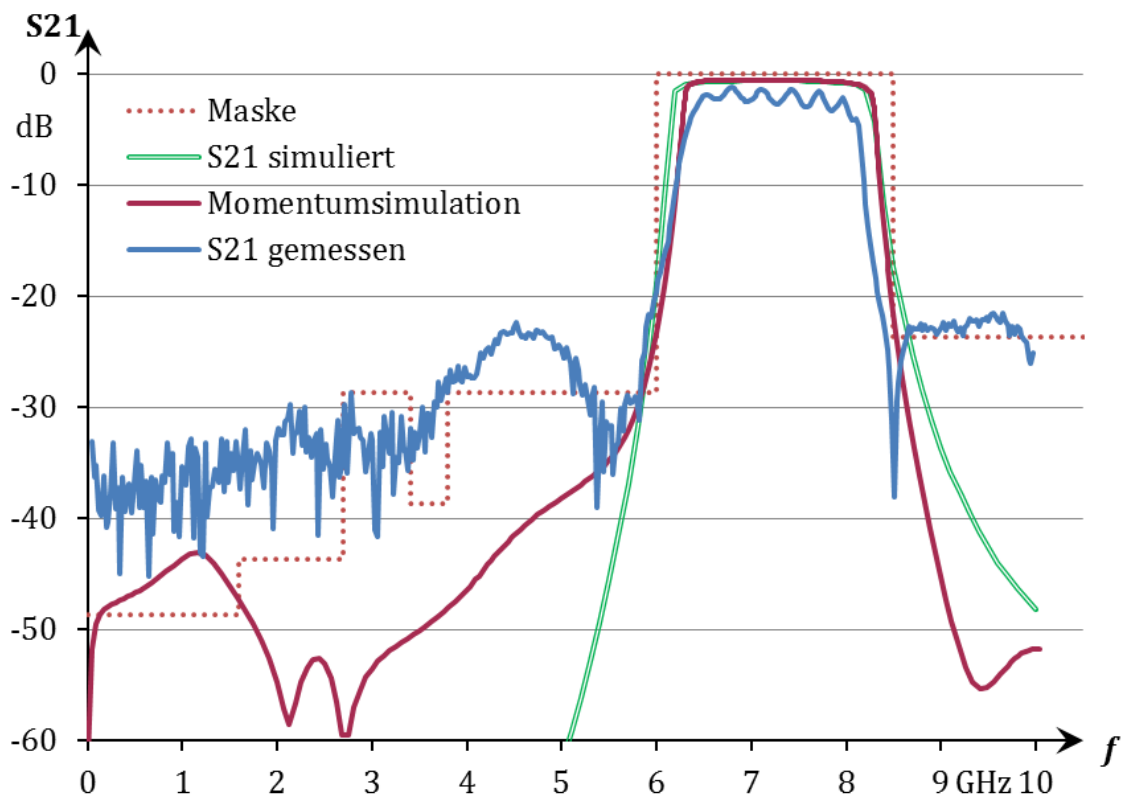


Abbildung 18: Simulierte und gemessene Übertragungscharakteristik des Bandpassfilters mit S21-Parameter

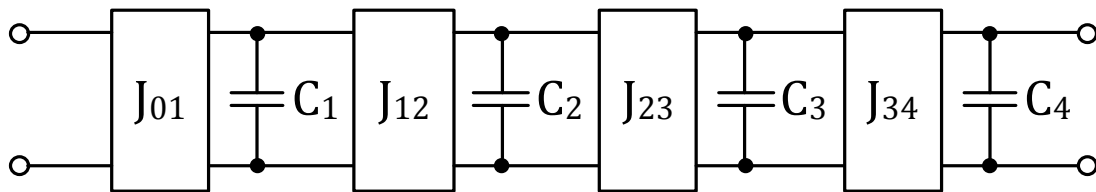


Abbildung 19: Ersatzschaltbild für den Bandpassfilter mit J-Inverter

dabei ist, dass man komplett auf Induktivitäten verzichten kann. Statt wie in einem herkömmlichen Bandpassfilter mit Kapazitäten und Induktivitäten wird hier nach jeder Kapazität die Admittanz transformiert.

Die simulierten und gemessenen S21-Parameter des Filters sind in Abbildung 18 dargestellt. Das prinzipielle Ersatzschaltbild dieses Leitungsfilters zeigt die Abbildung 19. Das Filter dämpft das Eingangssignal bei den Frequenzen $f < f_{s1} = 6 \text{ GHz}$ und $f > f_{s2} = 8,4 \text{ GHz}$ um mindestens $A_s = 22 \text{ dB}$. Der simulierte Durchlassbereich erstreckt sich über die Frequenzen $f_{p1} = 6,2 \text{ GHz} < f < f_{p2} = 8,2 \text{ GHz}$ mit einer maximalen Durchlassdämpfung von $A_{p,\text{Sim}} = 0,1 \text{ dB}$, der gemessene erstreckt sich über die Frequenzen $f_{p1} = 6,45 \text{ GHz} < f < f_{p2} = 7,85 \text{ GHz}$ mit einer maximalen Durchlassdämpfung unter $A_{p,\text{Mess}} = 3 \text{ dB}$. Der Hauptgrund für die Abweichung der Messung von der Simulation, vor allem im Hinblick auf die Abschwächung der Filterkanten, sind die Toleranzen der Platinenfertigung, da eine Trennung der äußeren Koppelleitungen nicht möglich war. Der zu realisierende Abstand beträgt $61,7 \mu\text{m}$. Somit geht mindestens die Güte einer Filterstufe verloren.

5.4 Hüllkurvendetektor

Ein Hüllkurvendetektor ist die einfachste Möglichkeit für einen Empfänger, die hochfrequenten Impulse zu detektieren, um sie weiterzuverarbeiten. Hüllkurvendetektoren werden hauptsächlich verwendet, um amplitudenmodulierte Signale zu detektieren bzw. zu demodulieren. Im Prinzip besteht der Hüllkurvendetektor aus einem Gleichrichter und einem Tiefpass. Dieser Hüllkurvendetektor ist im Rahmen der Diplomarbeit von Markus Kohlenbecker [94] entstanden.

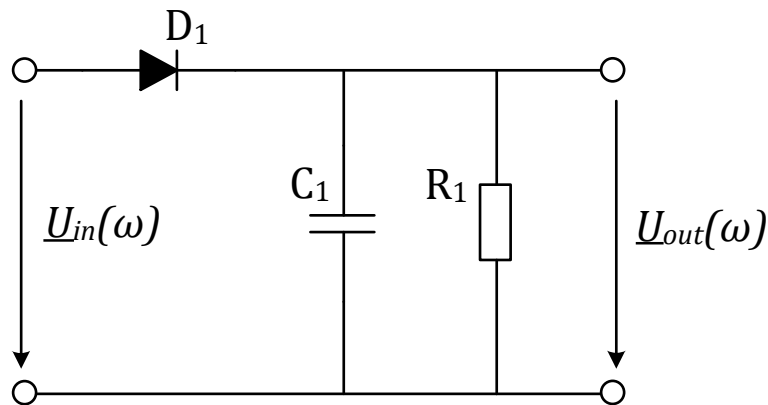


Abbildung 20: Prinzipschaltung für einen Hüllkurvendetektor

Der Gleichrichter lässt sich im einfachsten Fall mit einer Diode realisieren. Der Tiefpass ist in diesem Anwendungsfall ein RC-Tiefpass. Für den RC-Tiefpass werden zwei verschiedene Möglichkeiten realisiert, simuliert und gemessen.

Der Hüllkurvendetektor, auch Hüllkurvendemodulator genannt, wird als Demodulator von amplitudenmodulierten Signalen mit einem Modulationsgrad $m < 1$ verwendet. Der Modulationsgrad sagt aus, wie stark das Nutzsignal das modulierte Trägersignal beeinflusst. Ein Signal mit einem Modulationsgrad $m > 1$ kann nicht mehr inkohärent demoduliert werden. Die Diode lässt nur die positive Halbwelle des Signals zum Tiefpass, der dann wiederum das Signal glättet. Die prinzipielle Schaltung eines Hüllkurvendetektors ist in Abbildung 20 dargestellt.

Es ist wichtig, die Zeitkonstante des Tiefpasses gut zu dimensionieren. Eine zu hohe

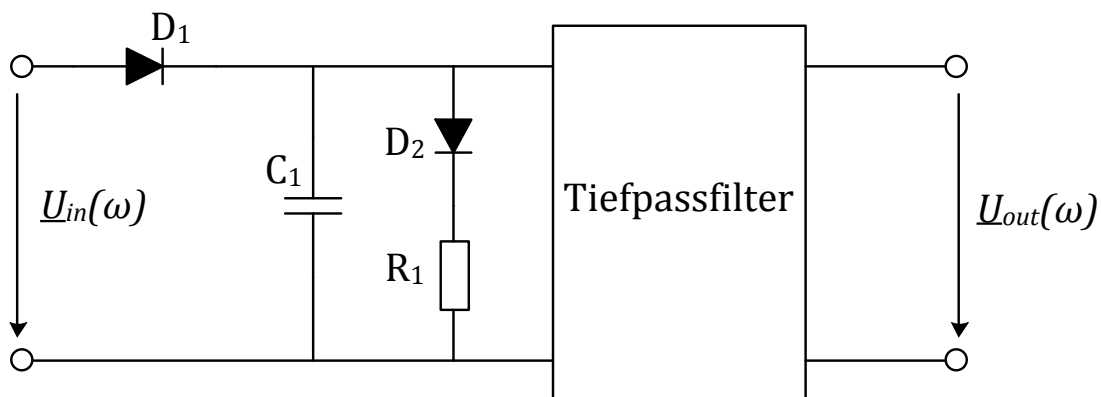


Abbildung 21: Schaltung des Hüllkurvendetektors Version A

Zeitkonstante führt dazu, dass das niederfrequente Nutzsignal verzerrt wird. Eine zu niedrige führt zu einem nicht ausreichend glatten Signal. Die Zeitkonstante $\tau_{RC} = RC$ muss so dimensioniert werden, dass sie sowohl von der Trägerfrequenz f_T als auch von der Grenzfrequenz des Signals f_{Sg} so weit wie möglich entfernt ist:

$$\frac{1}{f_T} \ll 2\pi\tau \ll \frac{1}{f_{Sg}} \quad (32)$$

Die Grenzfrequenz des Signals ist in diesem Fall die Bandbreite des Impulses. Für die Bestimmung von τ kann das geometrische Mittel beider Frequenzen genommen werden:

$$\tau = \frac{1}{2\pi\sqrt{f_T f_{Sg}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{7,25 \text{ GHz} \cdot 2,5 \text{ GHz}}} = 37,38 \text{ ps} \quad (33)$$

Damit ist die Kapazität für den Hüllkurvendetektor C_{env} :

$$C_{env} = \frac{\tau}{R} = \frac{37,38 \text{ ps}}{50 \Omega} = 0,75 \text{ pF} \quad (34)$$

Es wurden verschiedene Möglichkeiten betrachtet, als Leitungsschaltung realisiert und kombiniert. Zwei Lösungen, die in der Simulation gute Ergebnisse lieferten, sind im Folgenden aufgeführt.

Entscheidend für die Funktionalität ist eine schnelle Diode. Für diese Frequenzen bietet sich eine sehr schnelle Schottky-Diode mit einer sehr geringen Transitzeit an. In diesem Fall wurde mit einer Schottky-Diode BAT15-03W von Infineon [95] simuliert und der Aufbau realisiert. Diese Diode ist für die Verwendung in Modulatoren und Detektoren bis 12 GHz ausgelegt.

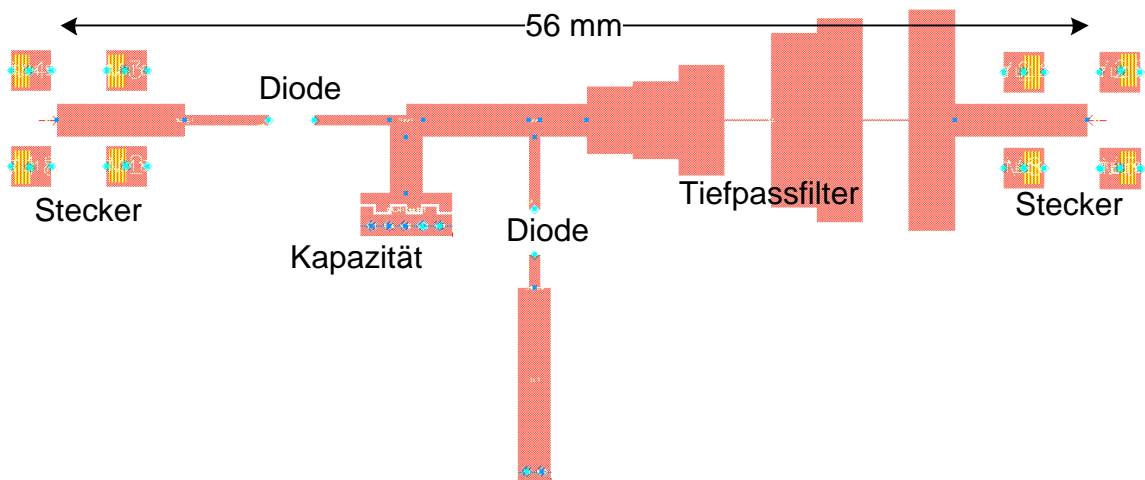


Abbildung 22: Layout des Hüllkurvendetektors Version A

Version A besitzt zusätzlich zu der Diode D_1 am Eingang eine zusätzliche Diode D_2 direkt nach der ersten Kapazität C_1 . Die erste Kapazität und der Tiefpass werden mit Leitungsschaltungen realisiert (siehe Abbildung 21 und Abbildung 22).

Die Version B des Hüllkurvendetektors ist etwas einfacher und besitzt nur noch einen Widerstand R_1 zusätzlich vor dem Tiefpass. Der Widerstand ist als Bauteil

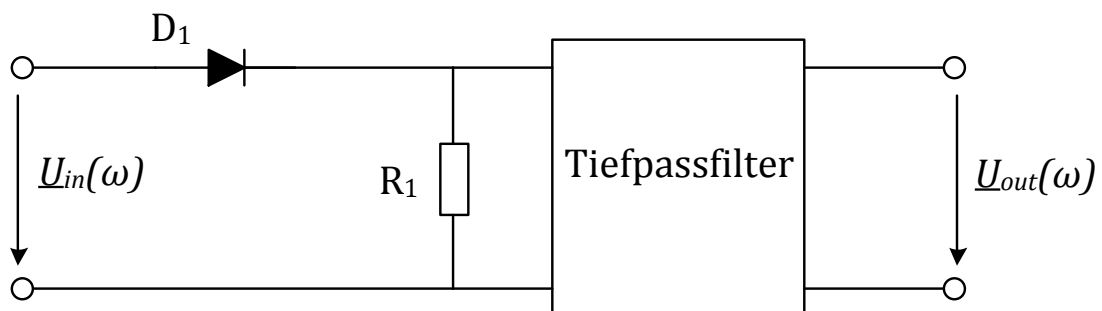


Abbildung 23: Schaltung des Hüllkurvendetektors Version B

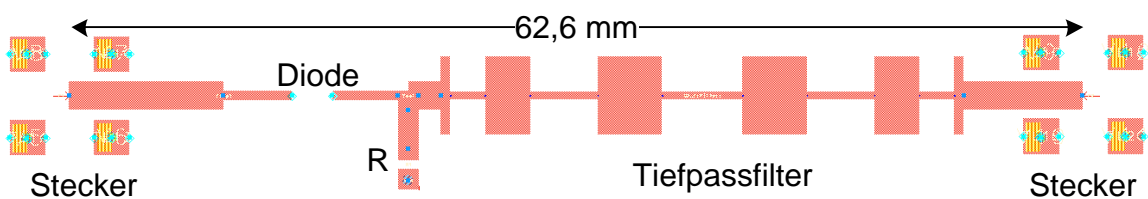


Abbildung 24: Layout des Hüllkurvendetektor Version B

vorgesehen, damit dieser angepasst werden kann (siehe Abbildung 23 und 24).

Die Simulations- und Messergebnisse sind in Unterkapitel 5.6 dargestellt und in Unterkapitel 5.7 bewertet.

5.5 Kodierer und Impulsgenerator

Die Kodierung der Daten des Profibusses geschieht im FPGA Virtex 4 XC4VFX100 von Xilinx [96]. Für die Verwendung des FPGAs wurde das Evaluationsboard ML423 von Xilinx [97] eingesetzt.

Die Architektur des Kodierers und Impulsgenerators ist in Abbildung 25 dargestellt. Die Datenbits aus dem Profibus werden von der Profibus-Schnittstelle im FPGA dem Kodierer übergeben. Der Kodierer wandelt ein Datenbit mit dem Wert $B_1 = 1$ in das binäre 32-Bit-breite Datenwort $S_{1,hex} = 0x00010001$ und den Wert $B_0 = 0$ in das Datenwort $S_{0,hex} = 0x00000001$. Die Datenworte sind dargestellt in hexadezimaler Schreibweise: $0x16^n 16^{n-1} \dots 16^0$.

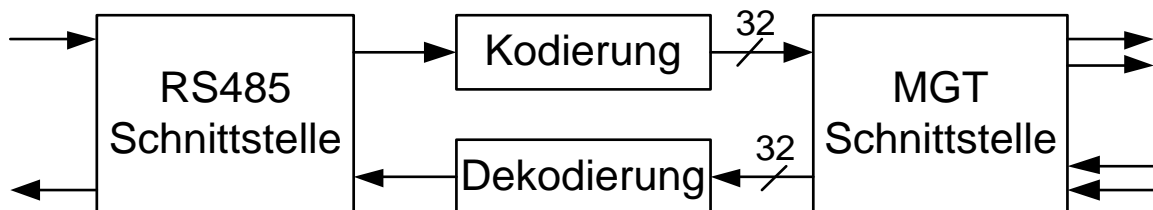


Abbildung 25: Architektur der Kodierung im FPGA

Dieses Datenwort wird parallel in den Puffer der schnellen Schnittstelle MGT (RocketIO™ Multi-Gigabit Transceiver) des Virtex 4 geschrieben und mit einer Geschwindigkeit von 2 GBit/s seriell herausgeschrieben. Die differentiellen Ausgangstreiber am FPGA lassen sich konfigurieren, unter anderem kann man den Signalhub einstellen. Zusätzlich können die Rechteckimpulse vorverzerrt werden [98]. Damit ist es möglich, die Bandeffizienz zu steigern, da man sich vom Rechteckimpuls aus einem Si-Impuls (siehe Unterkapitel 4.2) annähert.

Die Abbildung 26 zeigt die vereinfachte Schaltung der Ausgangstreiber mit den drei Treiberstufen. Alle drei Treiberstufen sind parallel am Ausgang angeschlossen und werden zeitlich versetzt mit den Daten angesteuert. Die Vorstufe und die Nachstufe

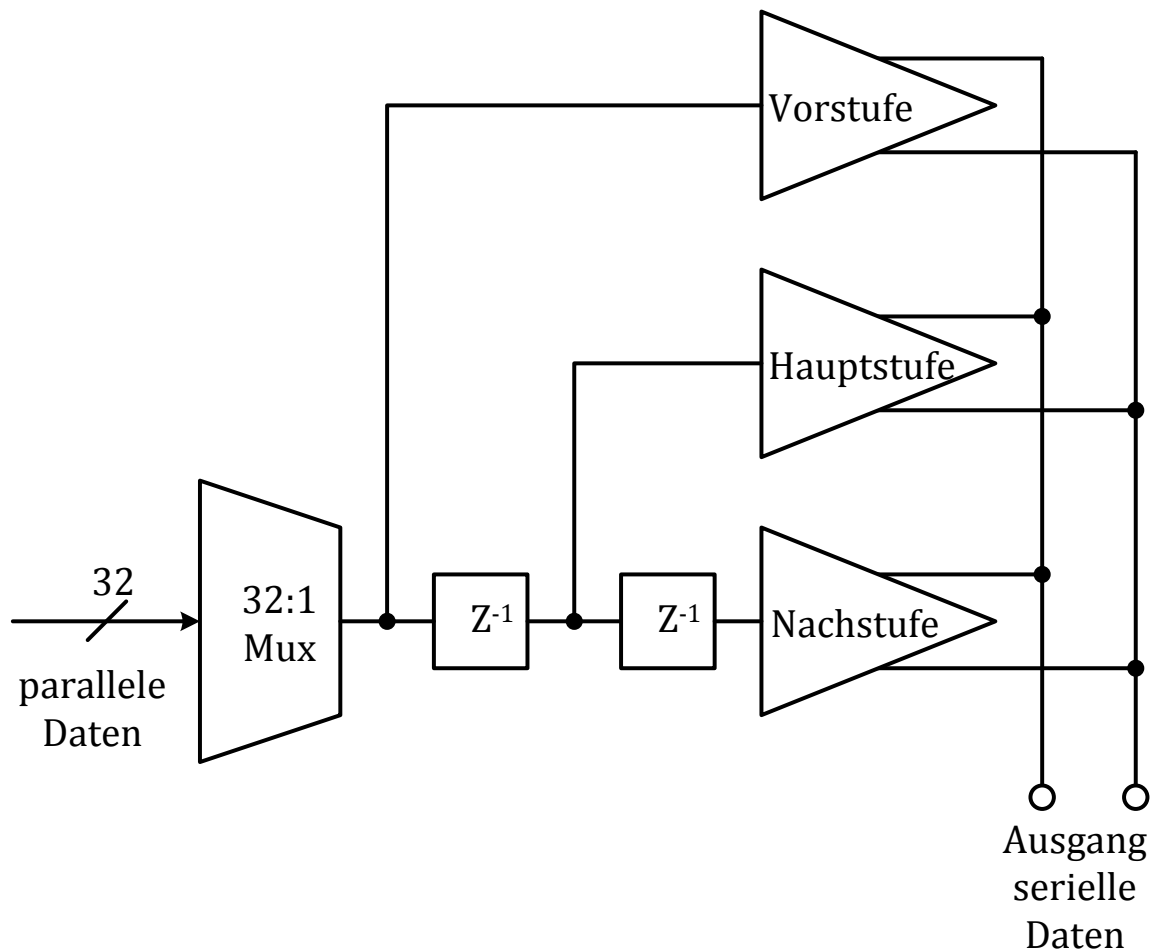


Abbildung 26: Vereinfachtes Blockschaltbild der dreistufigen Vorverzerrung der Datenausgabe aus den schnellen seriellen Schnittstellen MGT des FPGAs

erzeugen abhängig von einem programmierbaren Parameter vor und nach dem tatsächlichen Datenrechteck einen Unterschwinger im Sendesignal.

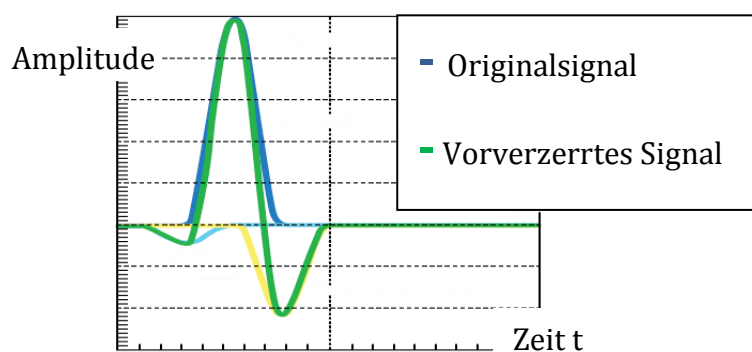


Abbildung 27: Beispiel eines vorverzerrten Signals aus den MGTs [98]

In Abbildung 27 sieht man das prinzipielle Ergebnis einer Vorverzerrung im Ausgangstreiber des FPGAs für die MGT-Schnittstellen. Sowohl die Amplitude des

Signalhauptteils als auch der vorhergehende und der nachfolgende Unterschwinger sind konfigurierbar. Außerdem lässt sich die Treiberstärke und somit die Flankensteilheit einstellen.

5.6 Aufbau und Messung der UWB-Übertragung

Mit dem aktuellen Wissen der Grundlagen aus Kapitel 4 und den entwickelten Modulen kann man nun den ersten Aufbau für die drahtlose Übertragung mit Ultrabreitbandtechnik angehen.

Mit dem Modul der Kanalmodellierung liegt ein Modell vor, das für die Simulation den Einfluss auf das zu übertragende Signal nachbildet. Dies ist vor allem für die Entwicklung des Empfängers wichtig, da das Kanalmodell bei der Signalquelle für die Simulation relevant ist. Das entwickelte Modul Bandpassfilter kann sowohl im Sender als auch im Empfänger eingesetzt werden. Durch das Vermessen entstand auch ein Modell mit gemessenen S-Parametern, das für eine zuverlässige Simulation verwendet werden kann. Die entwickelte Profibus-Schnittstellenplatine erlaubt es, das FPGA mit der programmierbaren Logik mit dem Profibus zu verbinden. So kann für die Messung der Profibus-Emulator [77] verwendet werden. Mit dem Hüllkurvendetektor kommt ein einfacher Impulsdetektor zum Einsatz, mit dem die gesendeten Impulse erkannt werden sollen.

Dieser erste Aufbau soll zu einer einfachen Übertragung von Impulsen führen, womit der Nachweis der Machbarkeit erbracht wäre. Mit den ersten Messungen lassen sich weitere Herausforderungen erkennen und einzelne Module optimieren.

Der erste Schritt dahin ist das Nachbilden der Systemfunktionalität und des Zusammenspiels der Module mit einer Simulation.

In einem zweiten Schritt wird ein einfacher Impulsgenerator aufgebaut und gemessen, um die theoretischen Überlegungen zu verifizieren.

Im dritten Schritt wird die Gesamtarchitektur stückweise aufgebaut und gemessen, um die Funktionalität nachzuweisen.

Teilweise wird mit Leistungen gearbeitet, die etwas höher sind als die für den Dauerbetrieb von der Bundesnetzagentur freigegebenen Leistungen. Dies ist durch die hohe Rauschzahl des Aufbaus bzw. der verwendeten Messgeräte bedingt.

Zusätzlich zu den selbst entwickelten Modulen werden noch folgende zugekauften Bauteile verwendet:

- Mischer von Mini Circuits, ZX05-153+ [99]
- Verstärker von Mini Circuits, ZHL-42 [100]
- Rauscharmer Verstärker von Miteq, JS4-00102600-28-5P

5.6.1 Simulation

Die Durchführung einer Simulation ist besonders wichtig, wenn eine geschlossene analytische Berechnung nicht möglich ist. Das ist zum Beispiel der Fall, wenn man ein statistisches Modell wie ein Kanalmodell verwendet, um dessen Einfluss auf das zu übertragende Signal zu simulieren. Mit der Simulation der Übertragung mit dem Kanalmodell kann die Funktionalität des Empfängers und des Gesamtaufbaus abgeschätzt werden.

Die Simulationen wurden mit Advanced Design System ADS von Agilent durchgeführt. Durch die verschiedenen Simulationsmodule können verschiedene Arten von Modelle zusammen simuliert werden. Besonders das Modul Momentum

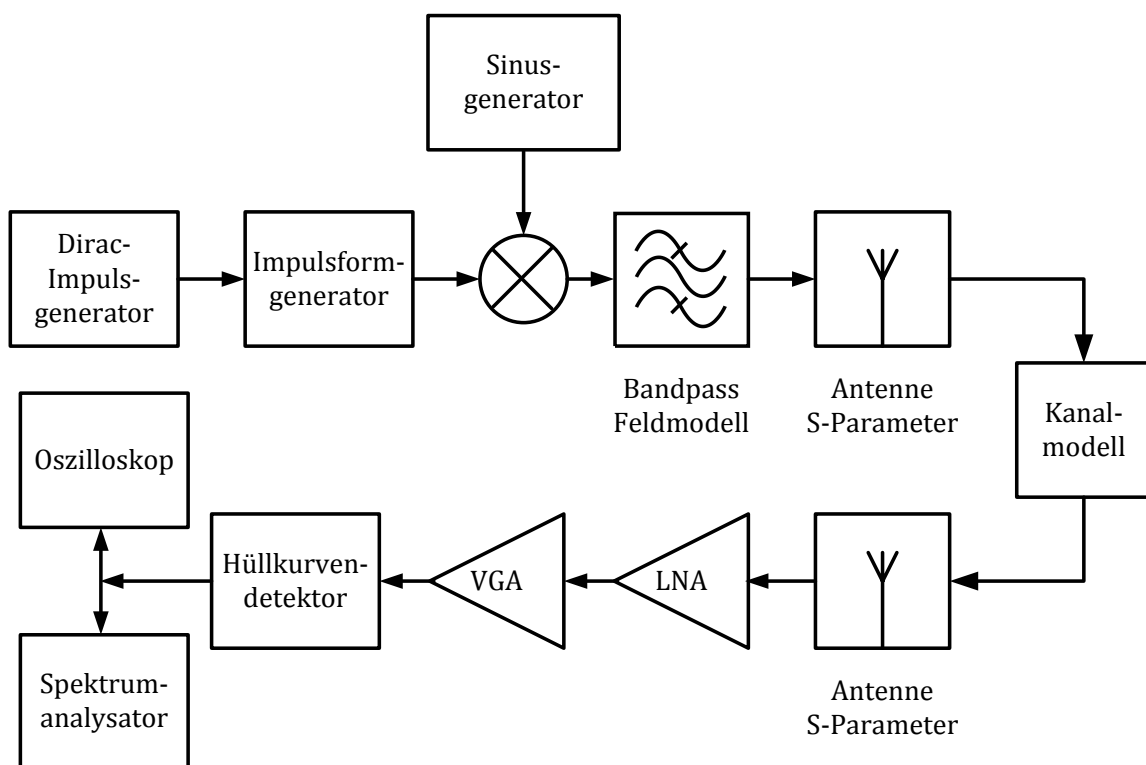


Abbildung 28: Architektur der Simulation

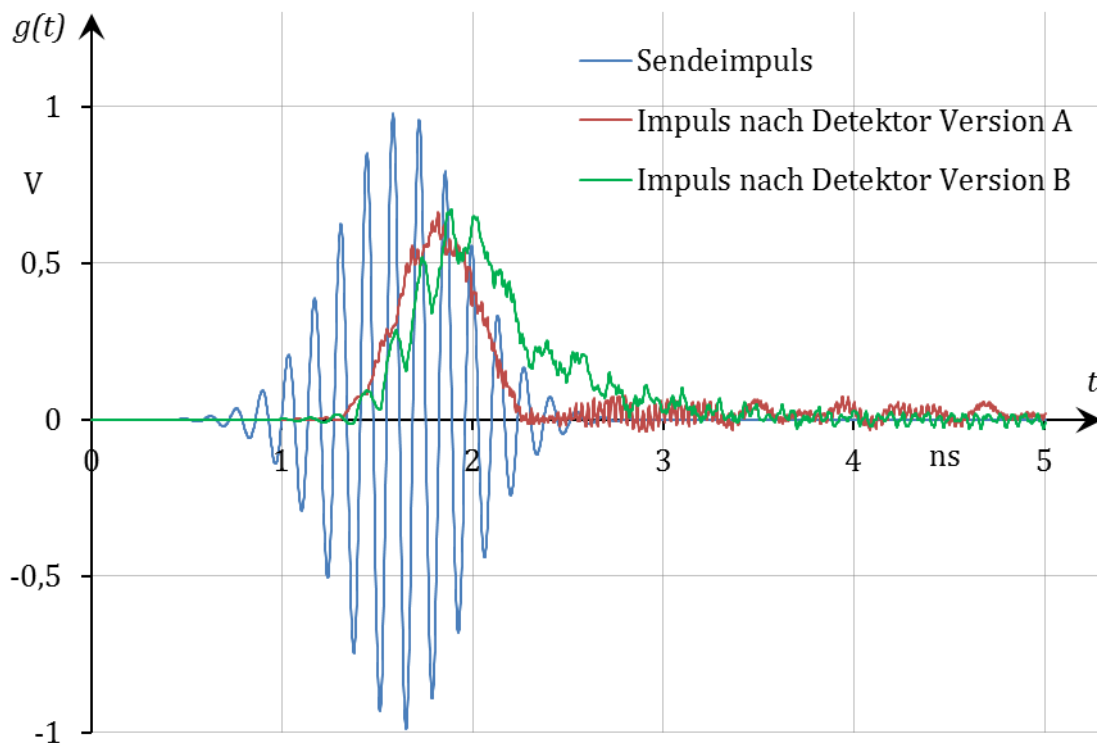


Abbildung 29: Simulation des Hüllkurvendetektors Version A und B

für die elektromagnetischen Simulationen von Leitungsschaltungen und Antennen von großem Vorteil. Die Simulation wird in Momentum auf Basis des Lösens der Maxwell-Gleichungen mit partiellen Differentialgleichungen durchgeführt. Verschiedene Vergleichsmessungen in der Arbeit von Herrn Schmid haben gezeigt, dass die Momentum-Simulation die Realität gut wiedergibt [86]. Die Architektur der Simulation ist in Abbildung 28 dargestellt.

Für die bessere Vergleichbarkeit wurde die Amplitude der Kurve des gesendeten Impulses auf 1 V normiert.

In Abbildung 29 sind der gesendete Impuls (blau) und die mit den zwei verschiedenen Detektoren empfangenen Impulse (rot und grün) abgebildet. Bei beiden Detektoren kann man die Hüllkurve des Impulses gut erkennen. Beim Detektor A sind die Verhältnisse der Zeitkonstante besser abgestimmt, da es nicht wie bei Detektor B so stark mit der Frequenz $f_{LO} = 7,25$ GHz mitschwingt.

Die Spektren der Impulse sind in Abbildung 30 dargestellt. Hier ist die Verschiebung in das Basisband des Hüllkurvendetektors sehr deutlich zu erkennen. Auch kann man beim Detektor A eine stärkere Dämpfung des Signals bei der hohen Frequenz

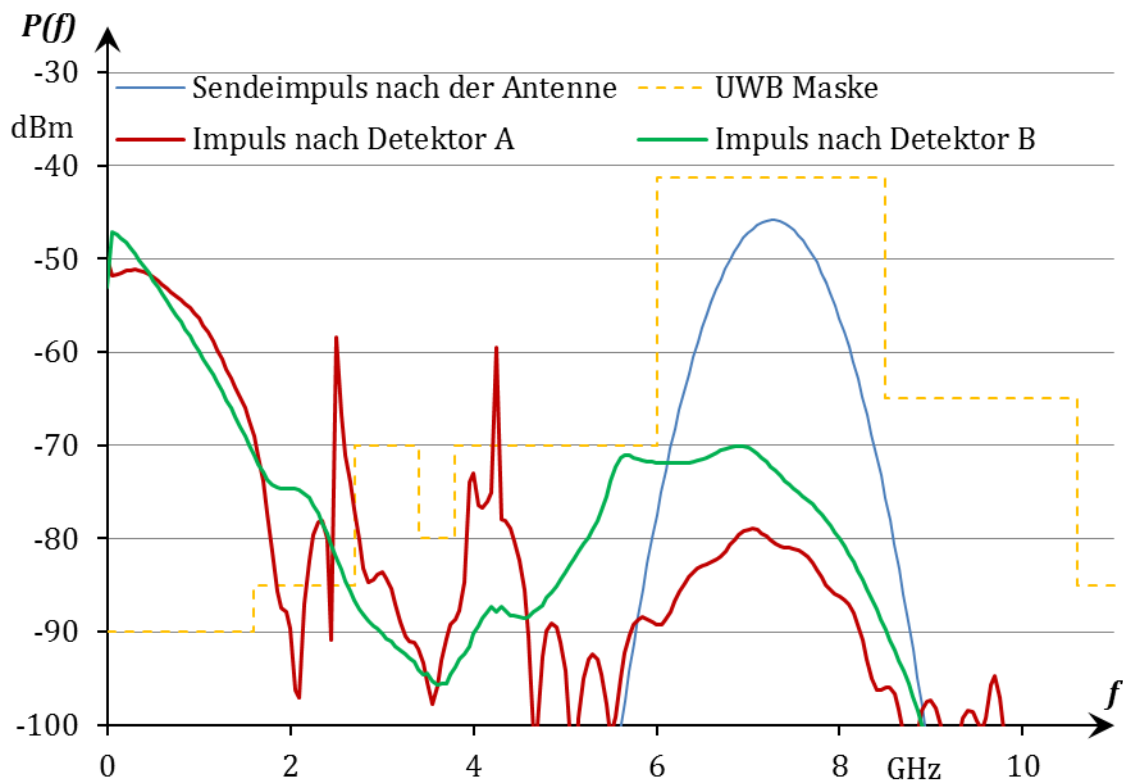


Abbildung 30: Spektrum des Sendeimpulses und der detektierten Impulse

im UWB-Spektrum erkennen. Die zwei „Spitzen“ sind strukturbedingte Schwingungen, die man mit einem Tiefpass filtern kann oder durch Verbesserung des Detektors verhindert.

Die Simulationsergebnisse zeigen den Einfluss des Kanals auf den Impuls und die Funktionalität der Hüllkurvendetektoren. Demzufolge sollte eine direkte Detektion der UWB-Impulse möglich sein. Beide Hüllkurvendetektoren können noch verbessert werden. Dazu sind aber die Messergebnisse heranzuziehen, denn diese erst können die tatsächliche Funktionalität verifizieren.

5.6.2 Messung der Impulserzeugung

Ziel ist es, die Impulse zu messen und einen möglichst einfachen Aufbau zu finden, um einen UWB-Impuls zu erzeugen.

Dazu werden ein Taktgeber (HP 83650B) und ein Bitmuster-generator (Anritsu MP1763C) als Datengenerator benutzt, die zusammen die Rechteckimpulse erzeugen. Der Taktgeber erzeugt einen Takt von $f_{cw} = 2$ GHz, siehe Abbildung 31.

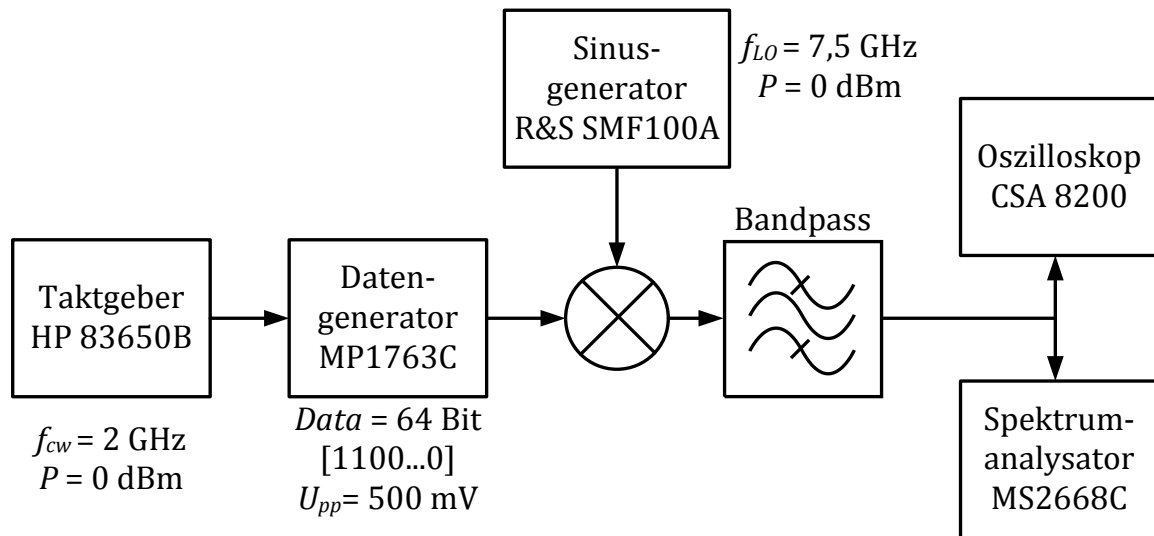


Abbildung 31: Testaufbau für die Impulserzeugung

Der Datengenerator erzeugt mit dem Takt ein Bitmuster, in diesem Fall eine 64-Bit-Folge mit zwei von Nullen gefolgt Einsen, $Data = [b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{63}] = [1, 1, 0, 0, \dots, 0]$. Die Impulse haben dadurch eine Dauer von $T_{rect} = 1 \text{ ns}$.

Momentan haben die Impulse noch keine Information. Die Rechteckimpulse werden mit einem Sinus mit einer Frequenz von $f_{LO} = 7,25 \text{ GHz}$ vom Signalgenerator gemischt. Dieser hochgemischte Impuls wird noch mit dem in Unterkapitel 5.3

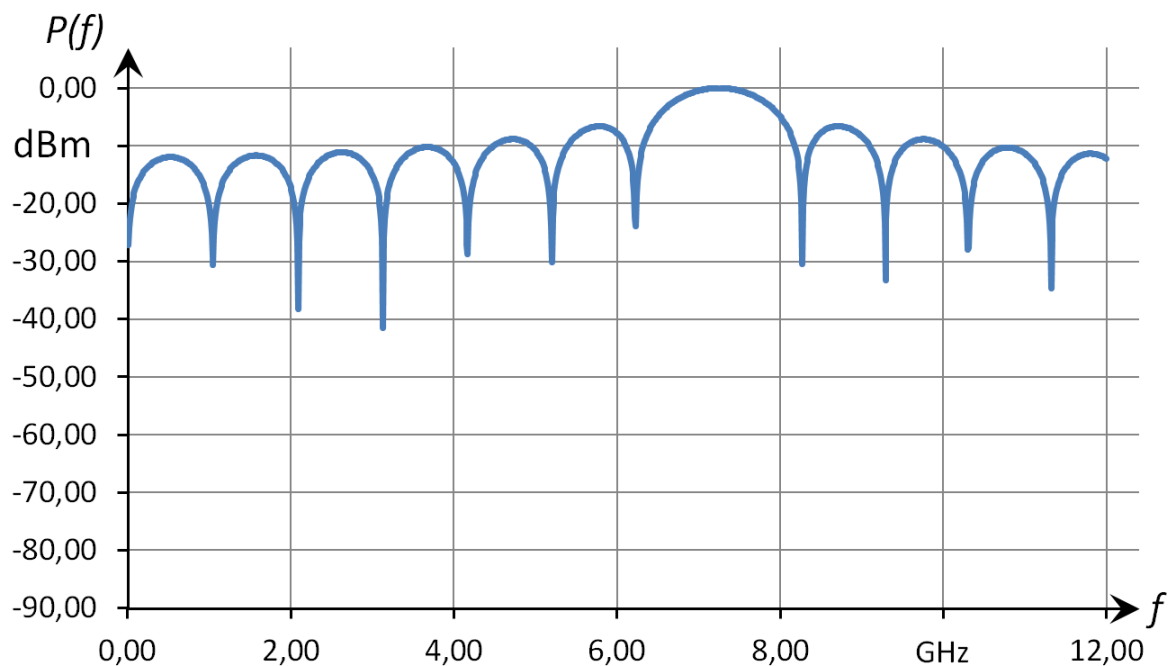


Abbildung 32: Berechnetes Spektrum des hochgemischten Rechteckimpulses ohne Bandpassfilter

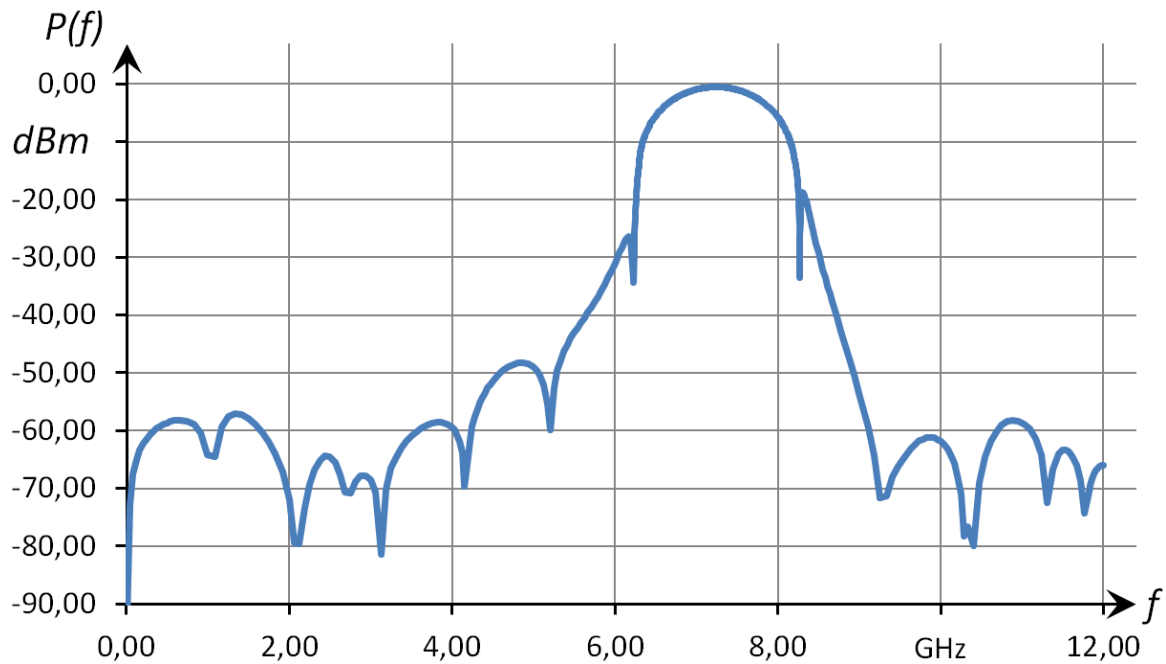


Abbildung 33: Berechnetes Spektrum des Impulses mit Betrachtung des Bandpassfilters

entwickelten Bandpassfilter gefiltert und anschließend mit einem Oszilloskop (Tektronix CSA 8200) und einem Spektrumanalysator (Anritsu MS2668C) gemessen.

Mathematisch ergibt sich durch diese Impulsgenerierung der Impuls:

$$g(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_{\text{rect}}}\right) \cdot \cos(f_{LO}) \quad (35)$$

Das Spektrum davon entspricht dem Spektrum (Abbildung 32) eines um $f_{LO} = 7,25$ GHz verschobenen Rechteckimpulses:

$$G(\omega) = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_{\text{rect}}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \left[\text{sinc}\left(\frac{1}{2}T_{\text{rect}}(\omega - \omega_{LO})\right) - \text{sinc}\left(\frac{1}{2}T_{\text{rect}}(\omega + \omega_{LO})\right) \right] \quad (36)$$

Nun kann man den berechneten Impuls mit den Werten des Bandpassfilters, die aus einer Feldsimulation gewonnen wurden, gefiltert werden. Dabei sieht man (Abbildung 33), dass das Filter die unerwünschten Anteile des Impulsspektrums stark dämpft.

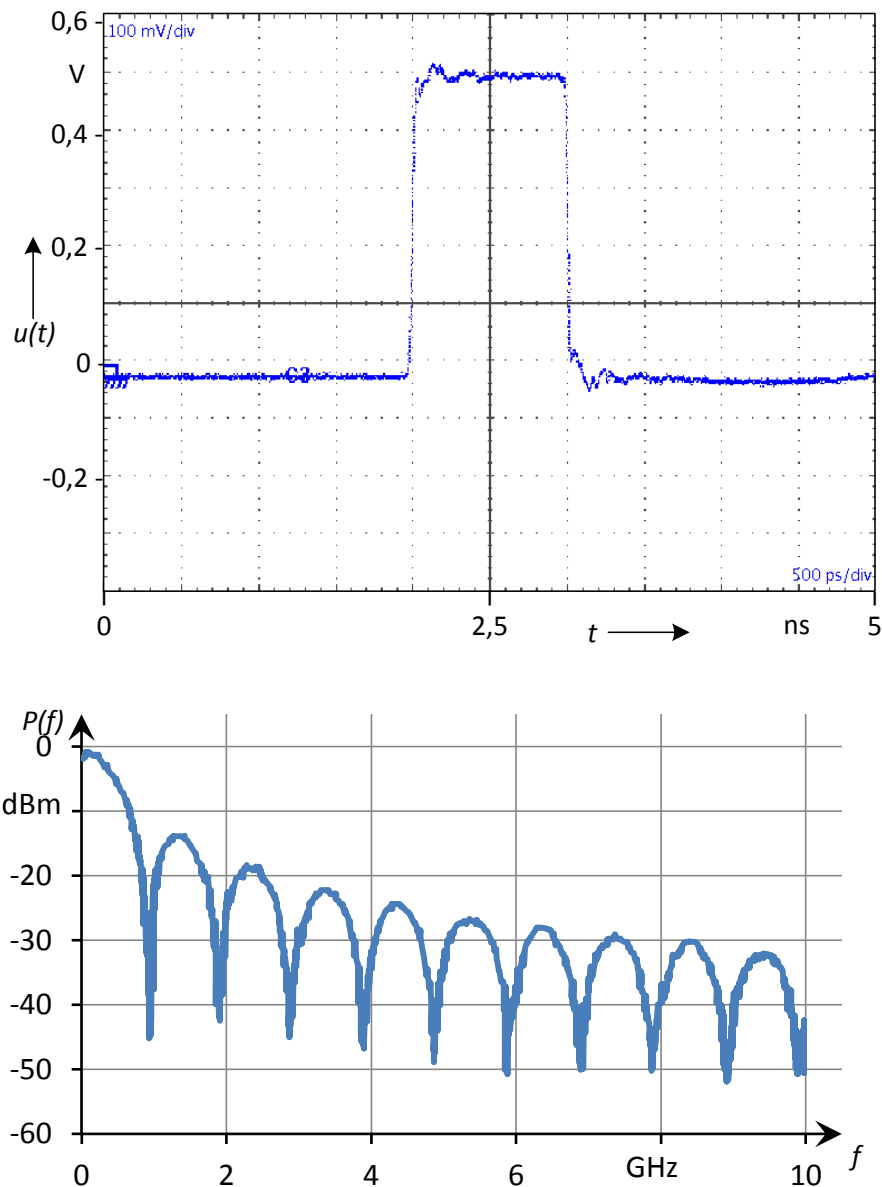


Abbildung 34: Messung Rechteckimpuls aus dem Impulsgenerator

Mit dem Messaufbau nach Abbildung 31 lässt sich nun die Impulserzeugung nachvollziehen und verifizieren. Wenn man den Rechteckimpuls direkt nach dem Datengenerator misst, erhält man die Impulsform und das Spektrum nach Abbildung 34. Wie erwartet, bildet der Rechteckimpuls ein Spektrum nach der Sinus-Cardinalis-Funktion ab.

Nach dem Hochmischen kann man im Zeitbereich die Multiplikation des Rechtecks mit dem Sinus sehen. Auch im Spektrum erkennt man gut, wie sich der Leistungshauptanteil um die Frequenz $f_{LO} = 7,25$ GHz verschoben hat.

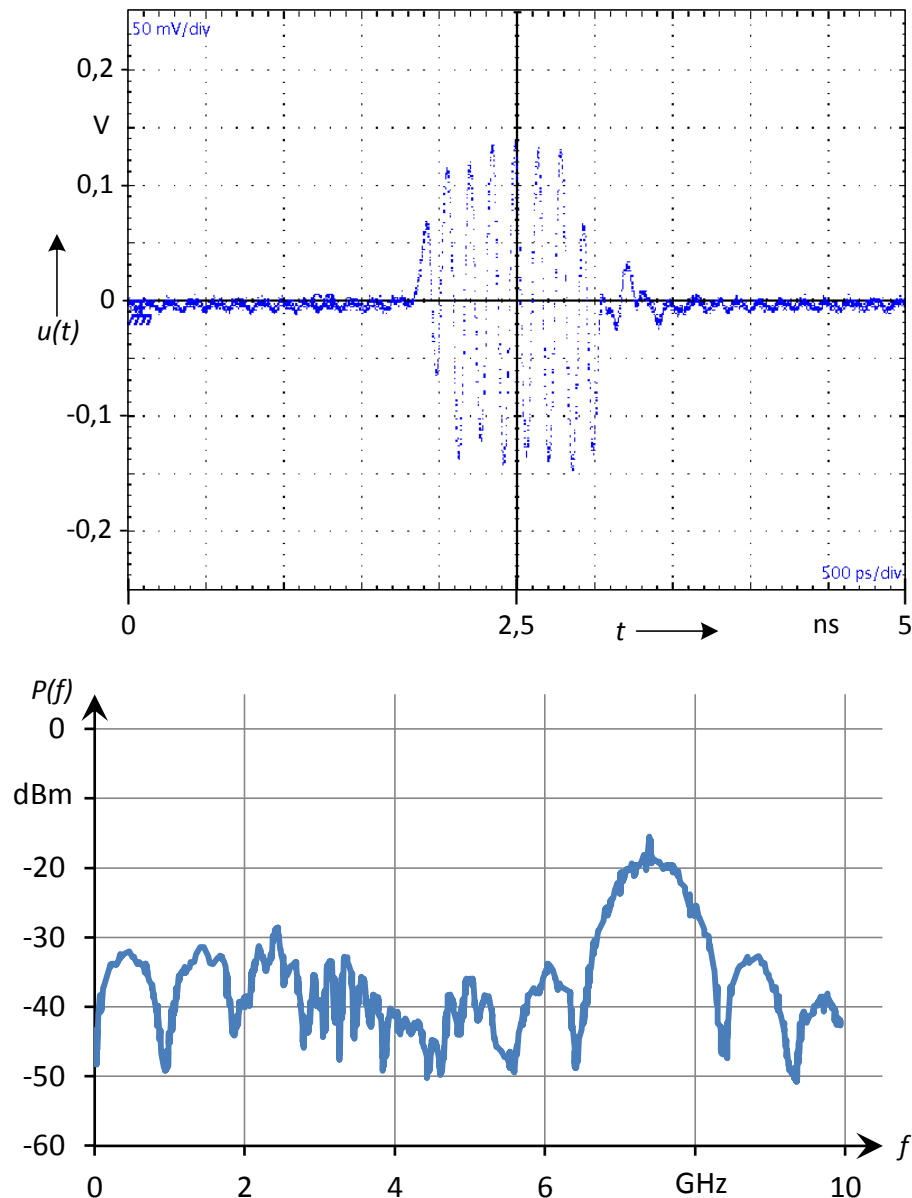


Abbildung 35: Rechteckimpuls hochgemischt auf 7,25 GHz

Um das Verhältnis vom Signal zum Rauschen zu verbessern, werden die Anteile, die nicht benötigt werden, aus dem Signal mit dem Bandpassfilter herausgefiltert. Damit erhöht sich der Abstand zum Rauschen von rund $SNR \approx 10$ dB (Abbildung 35) auf rund $SNR \approx 20$ dB (Abbildung 36).

Aus diesen Messergebnissen kann man schließen, dass man so Impulse erzeugen kann, die im richtigen Spektrum liegen und eine Bandbreite besitzen, die der UWB-Spezifikation entspricht. Was bei diesem Aufbau komplett fehlt, ist das Einbringen von Informationen in die Übertragungsimpulse. Damit die Impulse mit

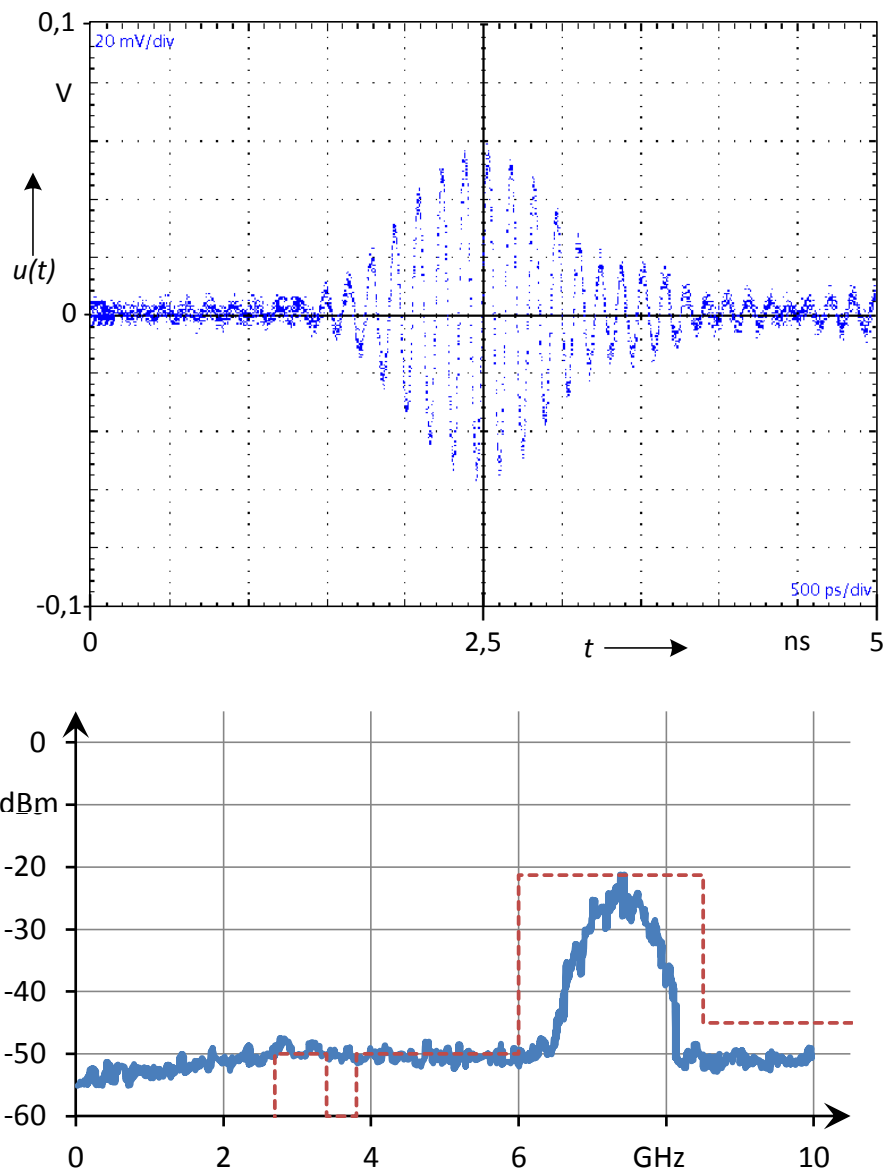


Abbildung 36: Messung des Rechteckimpulses hochgemischt auf 7,25 GHz und gefiltert mit dem Bandpassfilter aus Kapitel 5.3

Informationen moduliert werden können, wird als Impulsformgenerator ein FPGA benutzt. Die Modulation der elementaren Impulse mit den Informationen geschieht ebenfalls im FPGA.

5.6.3 Messung der UWB-Übertragung

Die Messung der UWB-Übertragung wird schrittweise durchgeführt. Begonnen wird mit dem Aufbau des Senders, wie er in Abbildung 37 aus dem FPGA, einem Verstärker, einem Mischer und einem Bandpass besteht. Das Modulationsverfahren ist die Referenzimpulsmodulation TR (Transmitted Reference), die im FPGA

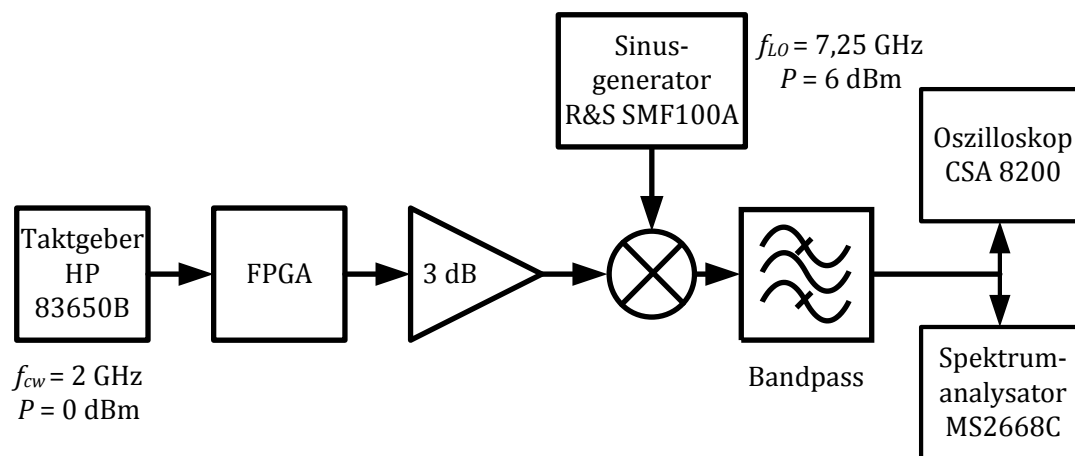


Abbildung 37: Messaufbau des Senders mit Bandpass

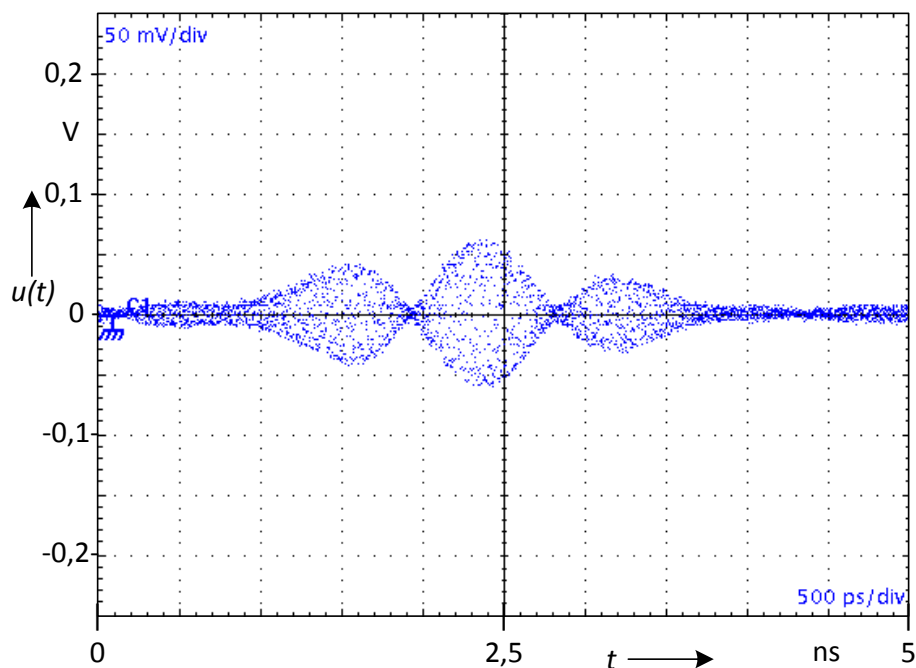


Abbildung 38: Messung der Impulse nach dem Bandpass im Zeitbereich

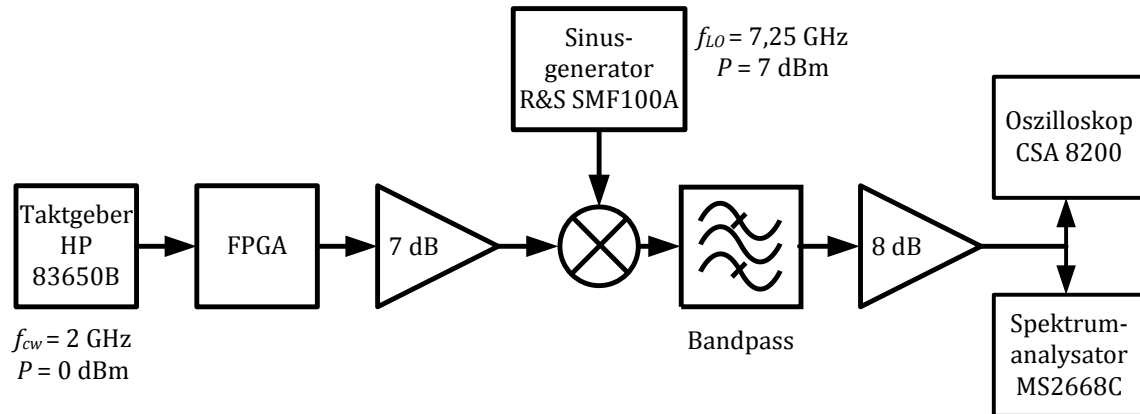


Abbildung 39: Messaufbau mit angepassten Leistungen und zusätzlichem Verstärker

realisiert wird.

Der Impuls wird erzeugt, indem der vorverzerrte Impuls aus dem FPGA mit einer Frequenz von $f_{LO} = 7,25$ GHz mit dem Mischer verschoben wird. Der Impuls aus dem FPGA hat eine Dauer von $T_{Sym} = 2$ ns, möglich wäre eine Reduzierung auf $T_{Sym} = 400$ ps. Nach dem Mischen hat das Signal eine Bandbreite von $BW = 1,54$ GHz und entspricht damit den Anforderungen des UWB-Standards (Abbildung 38).

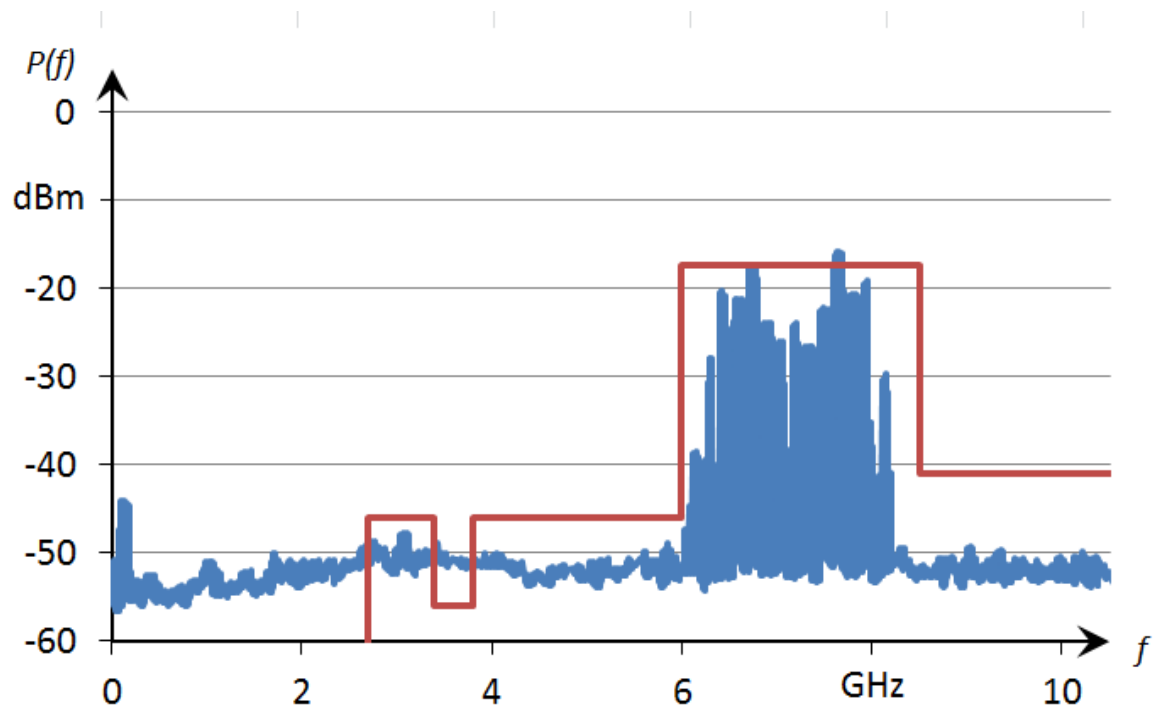


Abbildung 40: Messung des Spektrums nach Leistungsanpassung und Verstärkung

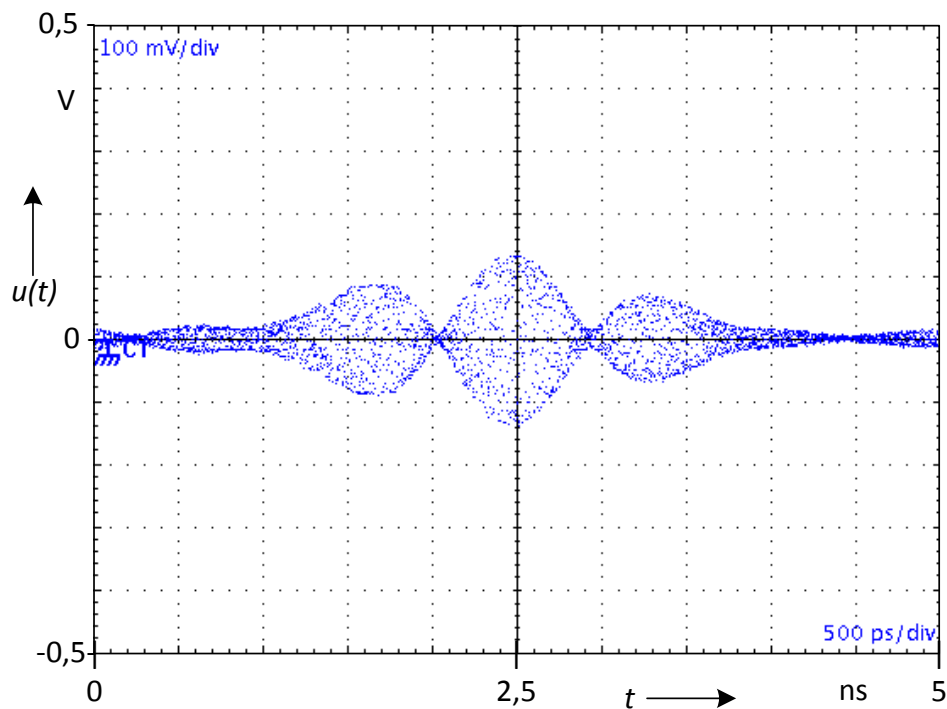


Abbildung 41: Messung der Impulse nach Leistungsanpassung und Verstärkung

Der absolute Leistungswert muss an dieser Stelle nicht genau der erlaubten Sendeleistung entsprechen, da diese Beschränkung erst für die tatsächlich abgestrahlte Leistung gilt und bis dahin noch dämpfende Elemente wie die Antenne oder Dämpfungsglieder hinzukommen. Bei der niedrigen Leistung wäre sonst auch ein Messverstärker notwendig. Die in den Spektren eingezeichnete Maske dient nur der Betrachtung der relativen Verhältnisse, was die Bandbreite des Impulses und den Abstand zum Rauschen angeht.

In der nächsten Messung werden die Leistungen durch einen zusätzlichen Verstärker etwas angepasst, um ein besseres Signal-zu-Rausch-Verhältnis zu erhalten (siehe Abbildung 39).

Auch hier wird das Signal im Frequenzbereich und im Zeitbereich gemessen. Man kann in Abbildung 40 und in Abbildung 41 erkennen, dass sich das Signal-zu-Rausch-Verhältnis auf einen Wert von rund $SNR = 30$ dB verbessert hat und damit die Maske besser ausfüllen kann. Wie erwartet ist auch die Amplitude größer.

Bei den folgenden Messungen kommt die tatsächliche Übertragung durch das Medium Luft hinzu. Beim ersten Aufbau wird das Signal von der Antenne

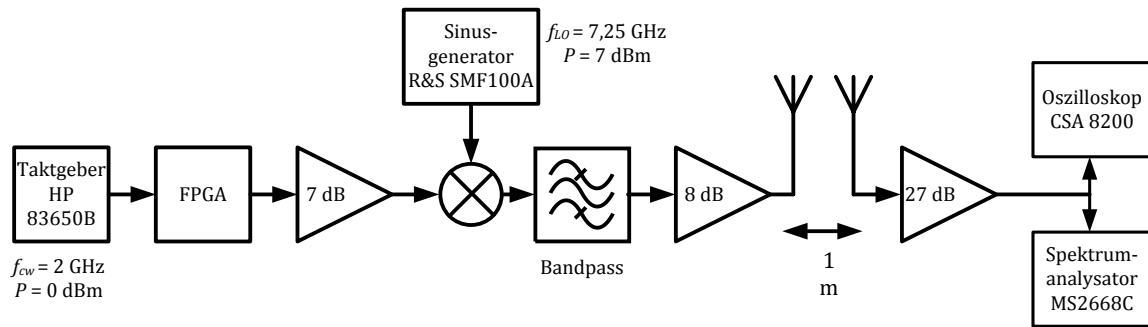


Abbildung 42: Messaufbau des Empfängers mit rauscharem Verstärker

abgestrahlt, über einen Weg von $d = 1$ m durch die Luft übertragen und von einer baugleichen Antenne wieder empfangen. Das empfangene Signal wird dann mit einem rauscharmen Verstärker verstärkt und danach direkt gemessen (siehe Abbildung 42).

Das gemessene Spektrum ist in Abbildung 43 zu sehen. Der Signalanteil im Frequenzbereich des Senders ist deutlich zu erkennen.

Hingegen ist der zeitliche Impuls in Abbildung 44 nur noch sehr diffus erkennbar. Das Signal hat sich in zwei Hauptanteile geteilt, einen Anteil um die Frequenz $f_a = 6,35$ GHz und einen um die Frequenz $f_b = 7,71$ GHz, mit jeweils einer Bandbreite von $BW = 500$ MHz und einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis von rund $SNR = 15$ dB.

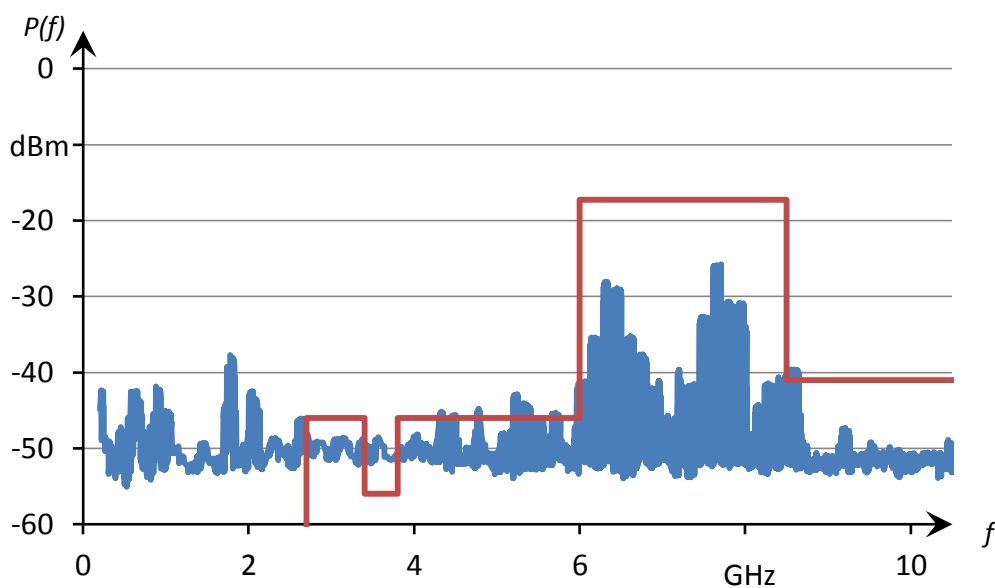


Abbildung 43: Messung des Spektrums im Empfänger nach dem rauscharmen Verstärker

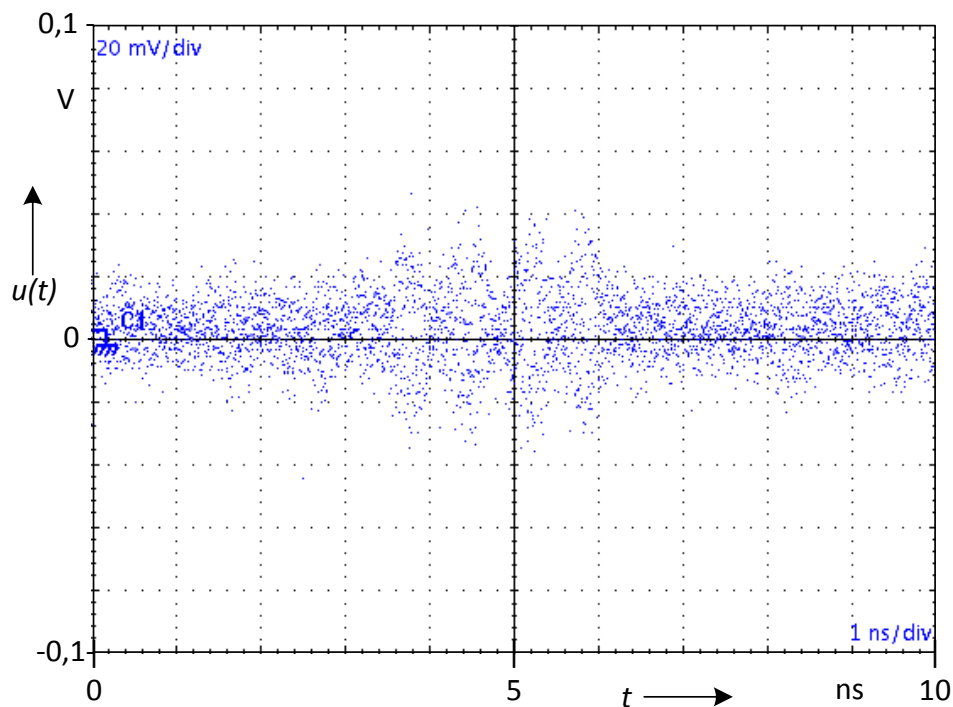


Abbildung 44: Messung des empfangenen Zeitsignals nach dem LNA

Die abschließende Messung mit diesem Aufbau ist der Versuch, mit den zuvor vorgestellten Hüllkurvendektoren das empfangene Signal so zu wandeln, dass eine direkte digitale Abtastung und Auswertung möglich ist. Der Aufbau für diese Messung ist in Abbildung 45 dargestellt.

Die Messung des Spektrums ergibt einen Frequenzverlauf, wie er in Abbildung 43 zu sehen ist. Dementsprechend ist auch keine Hüllkurve am Ausgang sichtbar. Das bedeutet, dass der Hüllkurvendetektor sich nicht verhält, wie es die Simulation erwarten ließ, sondern alle Frequenzen ungehindert passieren lässt.

Um das Problem einzugrenzen, wird die Diode kurzgeschlossen und anschließend wird die Schaltung am Netzwerkanalysator vermessen. Die daraus resultierende Schaltung besitzt, mit den Simulationen übereinstimmend, eine Tiefpasscharakteristik. Zusätzlich zeigt die Diode ein Verhalten, das vom Datenblatt abweicht. Messungen mit einer Sinusquelle haben ergeben, dass bei Frequenzen ab $f_d = 1 \text{ GHz}$ bei der Diode die kapazitiven Eigenschaften überwiegen. Die Diode verhält sich dann wie ein Kurzschluss. Dafür spricht auch, dass die Diode die negativen Halbwellen ungedämpft durchlässt und dadurch das Eingangssignal dem

Ausgangssignal entspricht. So ergibt sich, dass das für die Simulation verwendete Modell des Herstellers der Diode (samt Gehäuse) nicht der Realität entspricht.

5.7 Bewertung

Zusammenfassend kann man sagen, dass die Impulsgenerierung funktioniert und dass auch im richtigen Frequenzband gesendet werden kann. Das Signal-zu-Rausch-Verhältnis ist ausreichend, um beim Empfänger das Signal zu empfangen und zu verstärken.

Der Bandpassfilter wirkt wie vorgesehen und kann unverändert weiter verwendet werden. Der Hüllkurvendetektor funktioniert nicht und muss entweder neu entworfen werden oder man muss eine andere Lösung für den Empfänger suchen. Möglicherweise verursacht die Diode den Fehler. Die Antenne funktioniert, hat aber eine relativ hohe Dämpfung im Übertragungsband und sollte daher als eigene Lösung realisiert werden.

Bei diesem ersten Aufbau war auch die Einbindung in den Feldbus noch nicht vorhanden. Dies soll im zweiten Aufbau umgesetzt werden. Zusätzlich sollen die

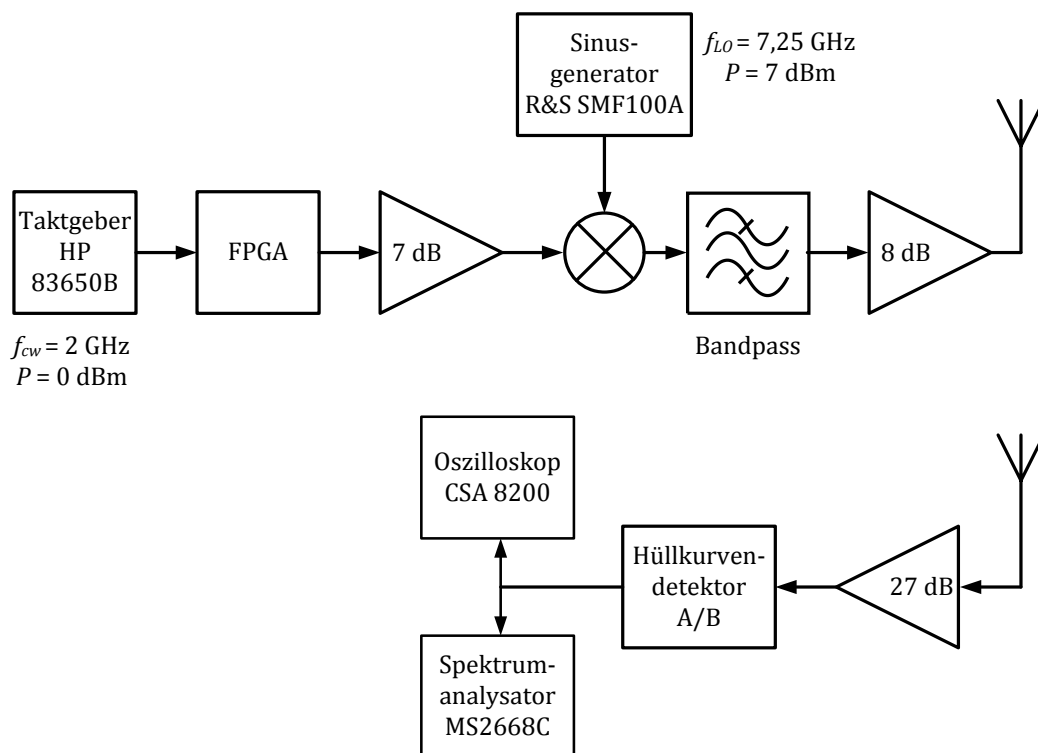


Abbildung 45: Messaufbau Empfänger mit Hüllkurvendetektor

Modulation und die Impulsform zur Laufzeit einstellbar sein. Damit diese Impulse beliebig eingestellt werden können, wird eine Lösung mit sehr schnellen Digital-Analog-Umsetzern und einer digitalen Signalverarbeitung im FPGA angestrebt.

Insgesamt soll eine Evaluationsplattform für eine softwaredefinierte impulsbasierte Ultrabreitbandtechnik entstehen.

6 Evaluationsplattform für Softwaredefiniertes IR-UWB

Um die Übertragungsstrecke zu evaluieren und damit eine zuverlässige Datenübertragung in der Fertigungsumgebung zu gewährleisten, ist Flexibilität geboten, denn es gibt eine Vielzahl an relevanten Möglichkeiten zu messen. Man benötigt eine Entwicklungsumgebung – oder auch ein Testbench –, mit der man in einer Fertigungsumgebung die verschiedenen Impulse und Modulationsarten realisieren und durch Messung verifizieren kann.

Aus diesem Grund wird ein softwaredefinierter Sender für die UWB-Übertragungsstrecke aufgebaut. Dieser wird realisiert mit einem FPGA und einem schnellen Digital-Analog-Wandler (DAC). Im optimalen Fall benutzt man so schnelle DAC und ADC, dass ein direktes Abtasten möglich ist.

Bei einer software-definierten Impulserzeugung wird wegen der verwendeten digitalen Signalverarbeitung eine viel höhere Flexibilität erreicht als bei einem fest ausgelegten Impulsgenerator. So ist die Impulsform im Betrieb programmierbar, und die Entscheidung, welche Impulsform verwendet werden soll, muss nicht schon beim Entwurf der Schaltung getroffen werden. Auch können damit verschiedene Modulationsarten evaluiert werden, nachdem der Gesamtaufbau realisiert wurde, ohne für jeden neuen Standard und jede neue Modulationsart alles neu entwickeln zu müssen.

Ein solches System mit software-definierter Datenübertragung könnte auch dynamisch auf eine sich schnell ändernde Umgebung reagieren und gegebenenfalls bei einer Störung einen anderen Impuls oder eine andere Modulation wählen, die störungsfester ist.

Der klare Nachteil dieser Lösung ist ihre geringe Energieeffizienz, bedingt durch die benötigte Rechenkapazität und die hohen Kosten für FPGA, DAC und ADC. Für die digitale Signalgeneration werden schnelle digitale Signalprozessoren, FPGAs und sehr schnelle ADC und DAC benötigt, die zusammen deutlich mehr Energie verbrauchen als eine spezifisch entwickelte Lösung. Diese Lösung soll aus diesen Gründen nur als Entwicklungsplattform dienen und die Entwicklung einer drahtlosen Brücke weiterbringen.

6.1 Architektur

Der Aufbau soll auch hier durchgängig modular sein und dadurch auch schrittweise verbesserbar. Der Gesamtaufbau besteht aus einem Sender, einem Empfänger und der Messausrüstung. Der Sender (Abbildung 46) setzt sich zusammen aus einer Schnittstelle zum Feldbus, einer digitalen Signalverarbeitung, einem Busteilnehmer, der als Profibus-Slave auftritt und die digitale Signalverarbeitung konfiguriert, einem Digital-zu-Analog-Wandler und einer Antenne. Der Empfänger (Abbildung 47) besteht analog zum Sender aus einer Antenne, einem rauscharmen Verstärker, einem Hochfrequenzdetektor und optional einem Analog-zu-Digital-Wandler und einer Schnittstelle zum Feldbus. Der gesamte FPGA muss jedoch für die Übertragung transparent sein, was bedeutet, dass der eingehende serielle Datenstrom direkt übertragen wird.

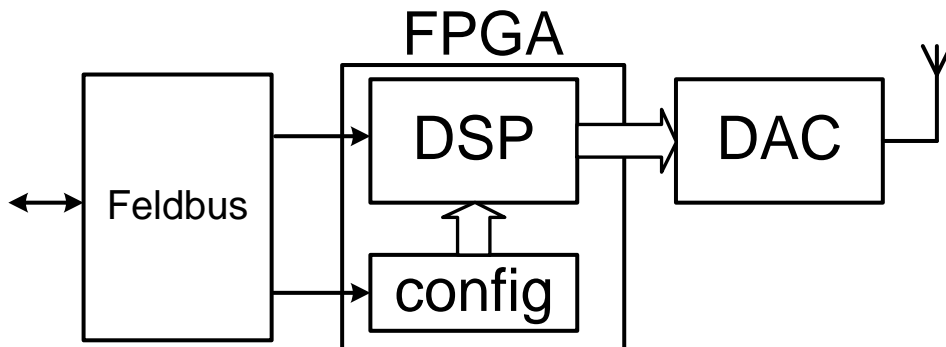


Abbildung 46: Feldbus sender mit softwaredefiniertem IR-UWB

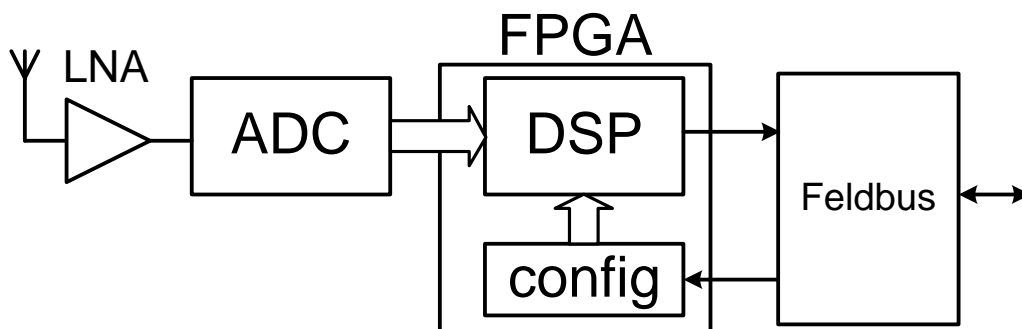


Abbildung 47: Feldbus empfänger mit softwaredefiniertem IR-UWB

6.2 Einbindung der Übertragung in den Feldbus PROFIBUS

Das Modul der digitalen Informations- und Signalverarbeitung des Feldbustransceivers wird in einem FPGA entwickelt. Diese digitale Einheit beinhaltet, wie in Abbildung 48 dargestellt, sowohl einen transparenten Impulsgenerator und Modulator als auch eine mit dem Feldbus adressierbare Konfigurationseinheit. Der Impulsgenerator und Modulator kann unabhängig vom Protokoll des Feldbusses entwickelt werden, wohingegen die Konfigurationseinheit

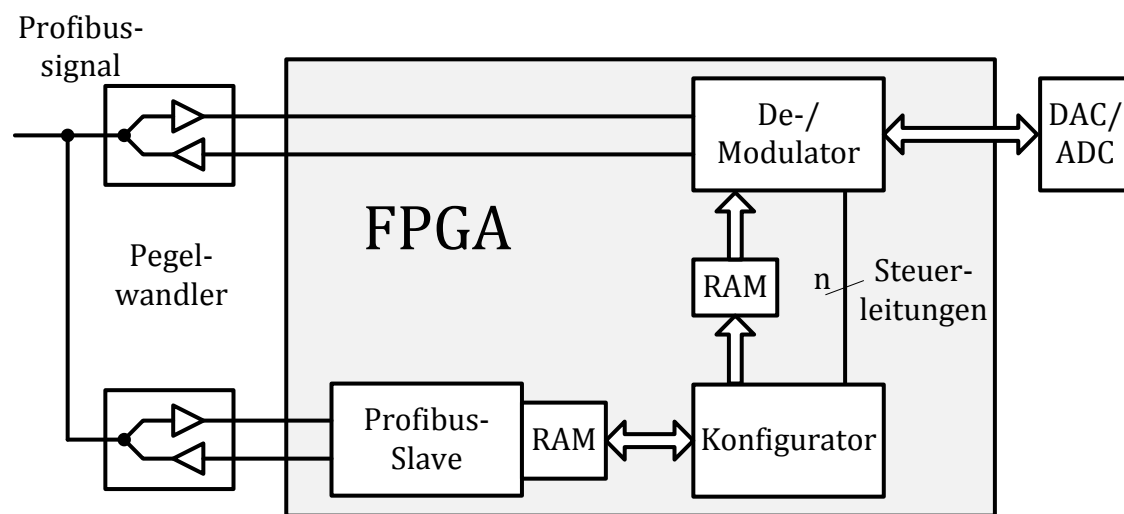


Abbildung 48: Architektur im FPGA

mit dem Protokoll kommunizieren können muss.

Dem Modulator kommt die Aufgabe zu, aus den Informationsbits die digitalen Werte zu erzeugen, die dann der Digital-Analog-Wandler in sendefähige Impulse wandelt. Der Konfigurator hingegen bekommt aus dem Feldbus Informationen, wie der Modulator einzustellen ist. Für die Adaptierung an einen anderen Feldbus-Standard kann der protokollabhängige Teil, in diesem Fall der Profibus-Slave, ersetzt werden. Die Profibusschnittstellenplatine wird im folgenden Abschnitt erläutert, der Profibuslave direkt im Anschluss unter 6.2.2 und unter 6.2.3 der Konfigurator. Der Impulsgenerator wird im Unterkapitel 6.5 und der Modulator im Unterkapitel 6.5 näher betrachtet.

6.2.1 Profibus-Schnittstellenplatine

Die Profibusschnittstellenplatine (Abbildung 49) für den FPGA wandelt mit zwei LTC2856-1-Transceiver vom Hersteller Linear Technology [101] das bidirektionale und differenzielle Signal des Profibusses in zwei unidirektionale Empfangs- und

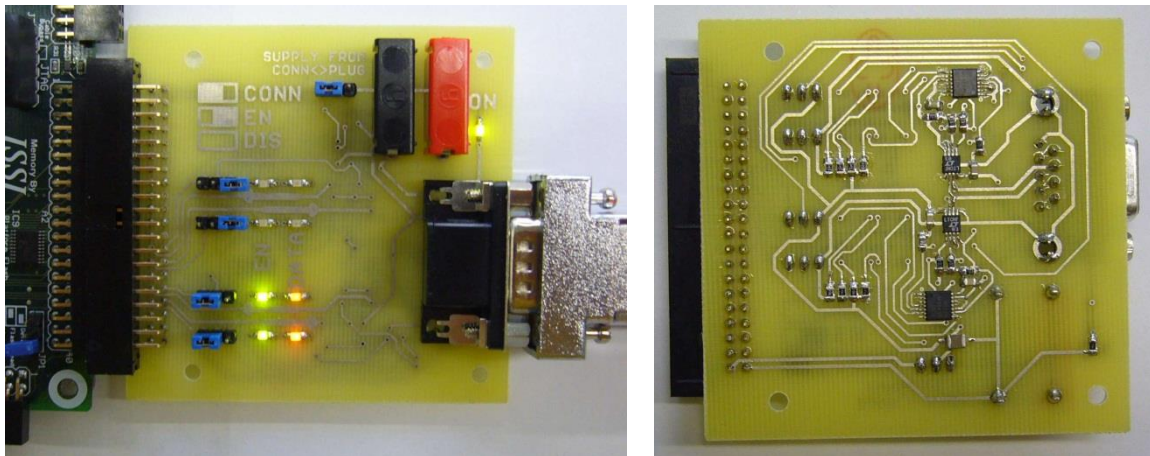


Abbildung 49: a) Vorderseite, b) Rückseite der Profibusschnittstellenplatine

Sendsignale mit TTL-Pegel und umgekehrt um. Es ermöglicht damit mit dem FPGA den direkten Zugriff auf den Profibus. Dieses Modul ist im Rahmen der Diplomarbeit von Herrn Florian Maier entstanden [76]. Mit seinen LEDs zeigt es zusätzlich die Aktivität auf dem Profibus an. Eine ausführliche Beschreibung mit Pinbelegung ist im Anhang B zu finden.

6.2.2 Profibus-Slave

Der Profibus-Slave ist ein Teilnehmer im Feldbus Profibus und wird hier dazu verwendet, dem Konfigurator im UWB-Transceiver Befehle und Informationen zu senden. Damit bleibt der Transceiver an sich transparent, kann aber über den angegliederten Slave konfiguriert werden. Damit der Profibus-Slave im Feldbus protokollkompatibel kommunizieren kann, muss der Profibus-Standard ebenso im FPGA realisiert werden. Die Entwicklung des Profibus-Slaves ist an den Standard angelehnt, wie er in der Industrie eingesetzt wird [75]. Auch der Profibus-Slave ist in Kooperation mit Herrn Florian Maier entstanden [76].

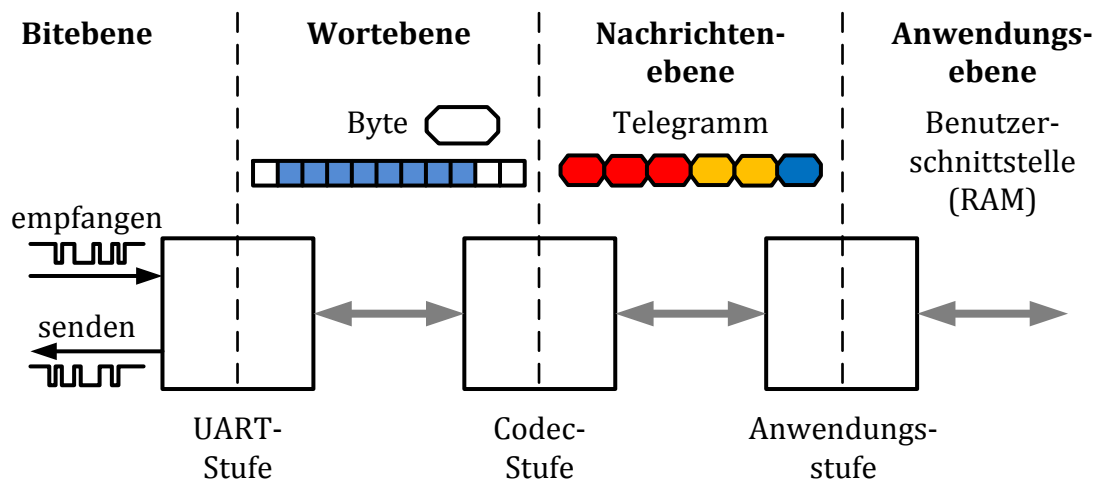


Abbildung 50: Bearbeitungsstufen und Datenebenen im Profibus-Slave

Das Slave-Modul im FPGA bekommt die Daten des Feldbusses über die Profibus-Schnittstellenplatine in digitaler Form. In Abbildung 50 sind die Bearbeitungsstufen und die Datenebenen im Profibus-Slave dargestellt. Die Daten werden auf dem Profibus telegrammweise übertragen: Sie werden zunächst aus den eingehenden Bits von der universellen seriellen asynchronen Sendeempfangseinheit, der UART-Stufe (UART: Universal Asynchronous Receiver Transmitter), zu Bytes und dann von der Kodier- und Dekodiereinheit, der Codec-Stufe (Codec: **c**oder and **d**ecoder), zu den Telegrammen zusammengesetzt. Aus den Telegrammen können dann mit der Anwendungsstufe die Nutzdaten für den Konfigurator ausgelesen werden.

In Abbildung 51 ist das Modul des Profibus-Slaves im FPGA mit den Schnittstellen dargestellt. Auf der linken Seite zur Schnittstellenplatine hin befinden sich jeweils

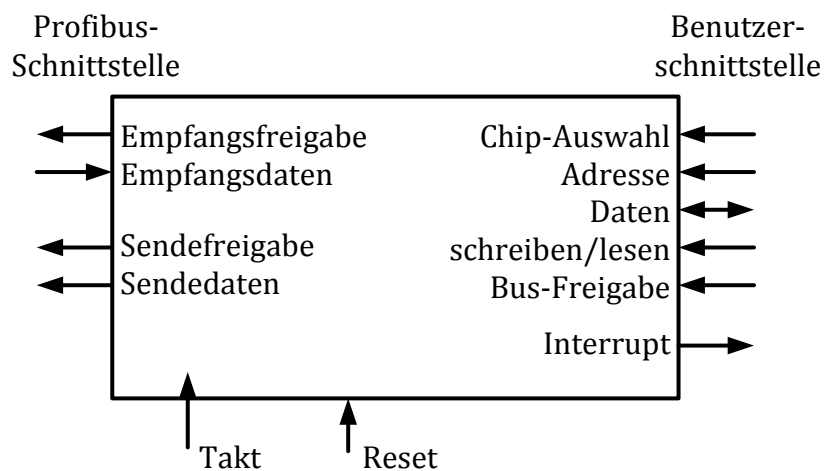


Abbildung 51: Schnittstelle des Profibus-Slaves

eine Leitung für das Empfangen und das Senden der Daten und jeweils zusätzliche Steuerleitungen für die Freigabe an den Übertragungschip für den Profibus. Die Schnittstelle zum Konfigurator hin ist ein adressierbarer Speicher (RAM Random Access Memory), über den Daten bidirektional ausgetauscht werden können. Das Slave-Modul kann ihn über einen Adressbus adressieren und die Daten über einen bidirektionalen Datenbus übermitteln. Zusätzlich sind noch die Kontrollleitungen für die Wahl für Lesen oder Schreiben, Chip-Auswahl, Bus-Freigabe und Interrupt vorhanden.

Das Diagramm in Abbildung 52 zeigt den Ablauf für das Schreiben und Lesen über die Benutzerschnittstelle des Slaves, um mit dem Speicher als Datenaustauschplattform zu interagieren. Beim Schreiben des Speichers werden die Steuerleitungen Chip-Auswahl aktiviert, das Signal schreiben/lesen auf „schreiben“ gesetzt und gleichzeitig Adresse und Daten über die Busse angelegt. Umgekehrt wird beim Lesen des Speichers das Signal schreiben/lesen auf „lesen“ gesetzt und die Chip-Auswahl aktiviert und gleichzeitig die Adresse der gewünschten Daten am Adressbus angelegt. Ein Takt später erhält man bei Freigabe des Datenbusses die angeforderten Daten über den Datenbus.

Der Profibus-Slave ist, wie in Abbildung 50 zu sehen, in drei Stufen unterteilt. Jede der Stufen bearbeitet sequenziell Daten. Die Anwendungs-Stufe repräsentiert die DP-V0-Funktionalität des Slaves. Die DP-V0-Funktionalität implementiert die Mindestmenge der Anwendungsschicht für einen Slave im Profibus-DP. Die beiden anderen Stufen stellen alle für einen Slave notwendigen Implementierungen für die

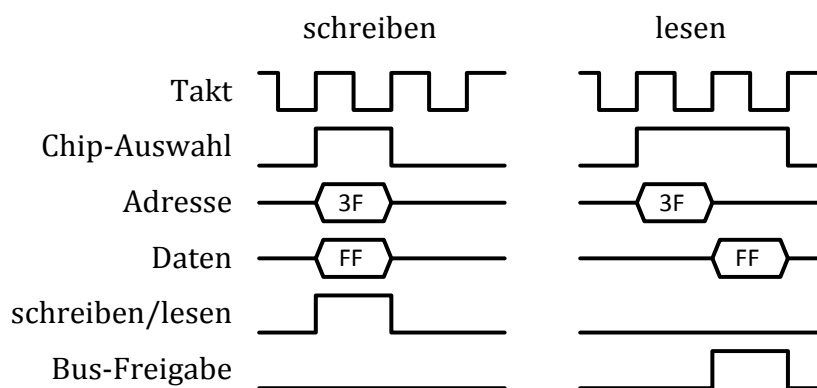


Abbildung 52: Ablauf für das Schreiben und Lesen über die Benutzerschnittstelle des Slaves

Sicherungsschicht des Profibus bereit.

Die UART-Stufe tastet den asynchronen seriellen Datenstrom ab, liest die Daten aus dem kodierten Profibus-Rahmen (Unterkapitel 4.4, Abbildung 12) und reicht die gelesenen Datenbytes an die Codec-Stufe weiter. Die Daten die aus der Codec-Stufe kommen und für den Bus bestimmt sind, werden standardkonform mit dem Rahmen versehen und seriell an die Schnittstellenplatine weitergeben. (Abbildung 53)

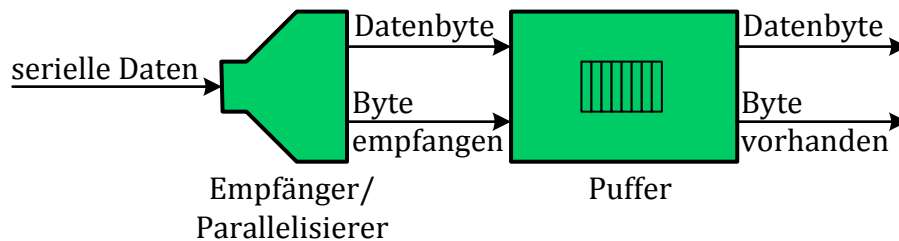


Abbildung 53: Parallelisierung der seriell empfangenen Daten über den Profibus

Die UART-Stufe besteht aus einem Empfänger und einem Sender mit jeweilig zugehörigem Pufferspeicher. Der Schaltungsteil Empfänger (Abbildung 53) muss den seriellen Datenstrom korrekt abtasten und jeden enthaltenen Rahmen auf Start-, Stopp- und Paritätsbit prüfen. Bei Korrektheit des Rahmens werden die acht Datenbits als Byte an einen Puffer-Speicher weitergereicht, der eine Speichertiefe von 16 Byte hat. Beim Senden bekommen die Daten aus dem Puffer einen Rahmen mit Start-, Stopp- und Paritätsbit und werden anschließend seriell gesendet.

Der Empfänger in der UART-Stufe benötigt, wie in Abbildung 54 schematisch dargestellt, eine Synchronisierung, einen Abtastimpulsgenerator und eine Parallelisierungseinheit. Die Synchronisierungseinheit tastet das Eingangssignal ab und detektiert über zwei in Reihe geschaltete Flip-Flops eine Änderung des Signals.

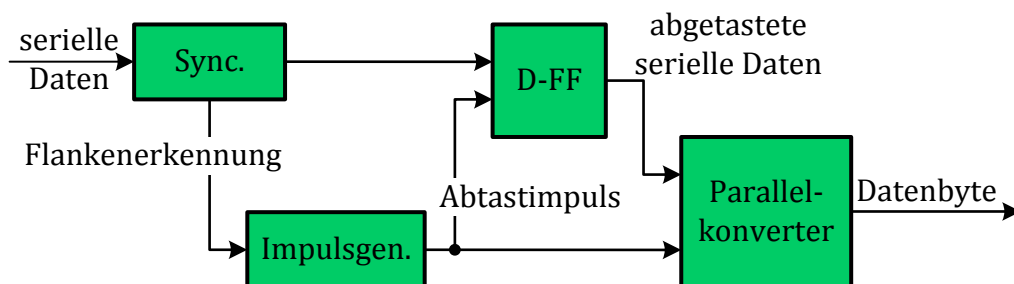


Abbildung 54: Struktur des Datenempfängers

Wenn sich das Signal ändert, wird ein Abtastimpuls generiert. Die abgetasteten seriellen Signalwerte werden von der Parallelisierungseinheit entgegengenommen und auf Richtigkeit geprüft. Bei Empfang eines vollständigen Bytes wird dieses in den Pufferspeicher geschoben.

Der Sendeteil ist etwas einfacher aufgebaut, da weder Synchronisierung noch Prüfung vonnöten sind. Das Byte aus dem Puffer wird abhängig vom Takt seriell aus einem Schieberegister geschoben (siehe die Abbildung 55 und Abbildung 56).

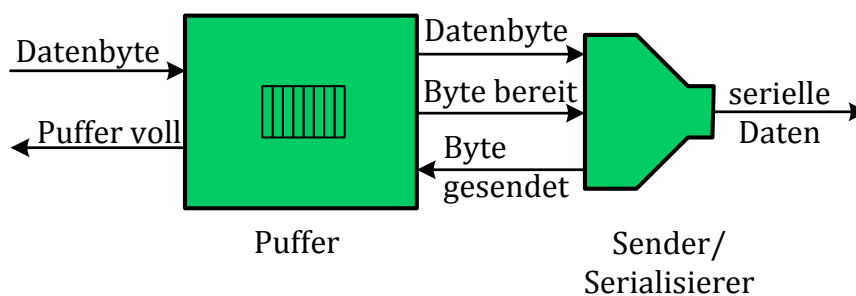


Abbildung 55: Serialisierung der zu sendenden Daten für den Profibus

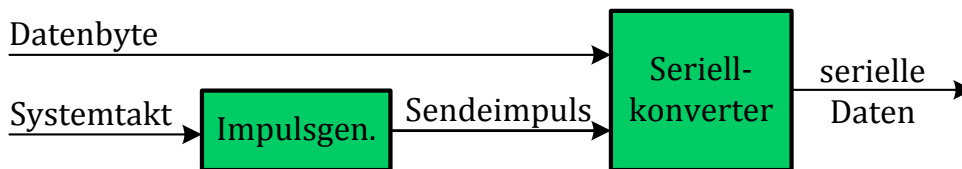


Abbildung 56: Struktur des Datensenders in der UART-Stufe

Die Codec-Stufe reiht aus den von der UART-Stufe empfangenen Bytes vollständige Telegramme, nach der Reihenfolge beschrieben in Unterkapitel 4.4. Dabei werden die Sicherungszeichen Start-, Endbegrenzer, Prüfsumme usw. überprüft. Korrekt formatierte Telegramme werden an die Anwendungsstufe übergeben. Telegramme, die von der Anwendungsstufe kommen und gesendet werden sollen, werden als Bytefolge an die UART-Stufe übergeben.

Die Anwendungsstufe stellt die Schnittstelle des Slaves zu seiner Anwendung her. Zentraler Bestandteil der Anwendungsstufe ist ein Automat (siehe Abbildung 57), der die Telegramme verarbeitet und je nach verwendetem Dienst mit einem Antworttelegramm auf sie reagiert. Handelt es sich um ein Telegramm, das mit den Eingangs- oder Ausgangsdaten des Slaves zu tun hat, wird zudem auf die Speicherschnittstelle des Slaves zugegriffen. Diese Schnittstelle wird durch einen RAM-Speicher realisiert. Die Anwendungsstufe schreibt im zyklischen Datenaustausch die Ausgangsdaten, die sie im Austauschtelegramm („Data Exchange“-Telegramm) übermittelt bekommt in den Ausgangsbereich des RAMs und liest die Eingangsdaten für das Antworttelegramm aus dem Eingangsbereich des RAMs aus. Über einen Interrupt an die Anwendung kann der Slave dieser mitteilen, dass ein Ereignis aufgetreten ist. Dies können neue Ausgangsdaten sein oder ein anderes für den Benutzer relevantes Ereignis auf dem Bus, wie etwa, dass der Master, der mit dem Slave kommuniziert, in den abgemeldeten Zustand „offline“ gegangen ist (Clearmode).

Die Grundstruktur des Zustandsautomaten ist in Abbildung 58 dargestellt. Im Zustand Warten wartet der Zustandsautomat auf ein Ereignis, als da wäre ein Telegramm zu empfangen oder das Ablaufen einer Leerlaufzeit. Diese Zeit wird von einem Zeitnehmer, dem sogenannten Watchdog-Timer, der eine Fehlfunktion des Hängenbleiben durch eine Zeitüberschreitung detektiert, gemessen. Solange beide Ereignisse nicht eintreten, werden zyklisch die Benutzermeldungen abgefragt.

Im Zustand Empfangen muss ein Zustandsautomat, bedingt durch den Standard, mit vielen Empfangsmodi umgehen können. In Abbildung 59 ist der Zustandsautomat

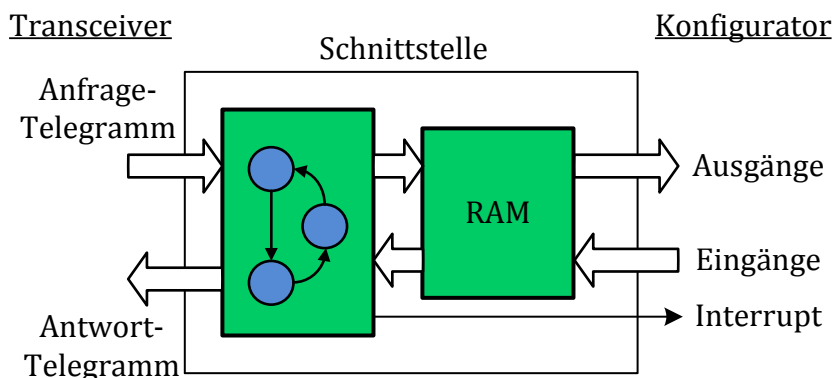


Abbildung 57: Schnittstelle zum Konfigurator

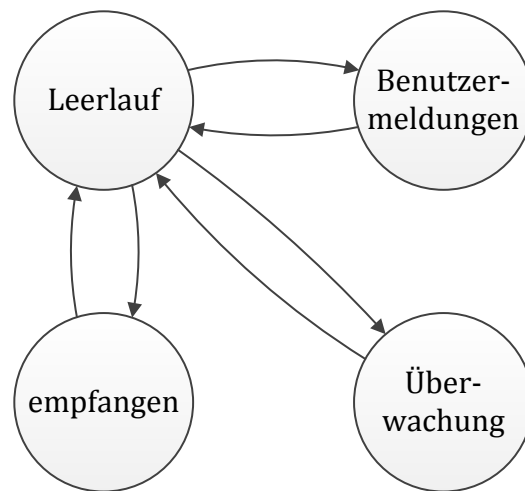


Abbildung 58: Zustandsautomat der Anwendungsstufe

für den Zustand Empfangen mit den acht möglichen Telegrammdiensten verknüpft, die angesprochen werden können. Alle diese Zustände, die den Diensten zugeordnet sind, bestehen wiederum aus Unterautomaten. Die Namen der Dienste in Abbildung 59 entsprechen den im Standard vorgesehenen Diensten für Profibus.

Für die Kommunikation der Anwendung besonders relevant ist der Dienst „Data Exchange“. Der dazugehörige Automat ist in Abbildung 60 dargestellt.

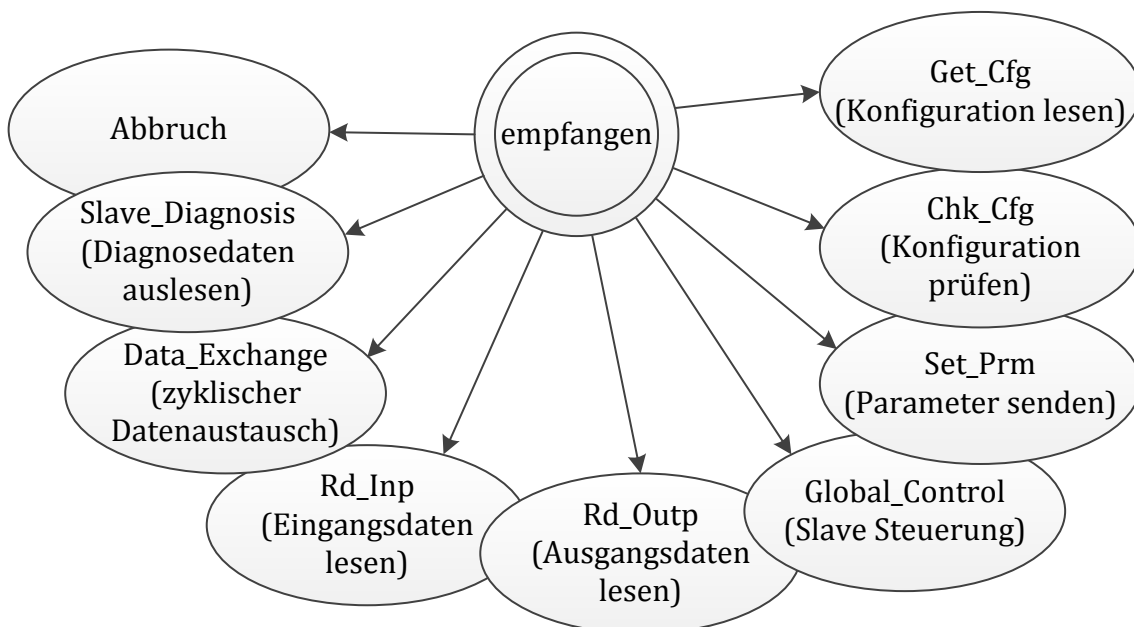


Abbildung 59: Zustandsautomat „Empfangen“ mit den acht möglichen Telegrammdiensten

Im ersten Zustand „**prüfen**“ des Datenaustausch-Automaten „DataExch“ wird die Korrektheit der Formatierung, die Menge der enthaltenen Datenbytes, die Herkunft und die Adressierung des Telegramms geprüft. Ist eine dieser Bedingungen nicht erfüllt, wird das Telegramm verworfen. Einen Spezialfall bildet die Verarbeitung im Clearmode, also wenn der Bus abgemeldet ist. Hier werden die ankommenden leeren Datenaustauschtelegramme nicht beantwortet.

Im Zustand „**Ausgänge lesen**“ wird ein Byte der Dateneinheit des Telegramms aus dem Speicher zwischen CODEC-Stufe und APPLICATION-Stufe gelesen.

Entsprechend wird im Zustand „**Ausgänge schreiben**“ das gelesene Byte in den Ausgangsbereich der Benutzerschnittstelle geschrieben. Reihum werden die restlichen Datenbytes der Ausgangsdaten gelesen.

Nach Abschluss werden im Zustand „**Eingangsdaten lesen**“ die Eingangsdaten aus deren Speicherbereich aus der Benutzerschnittstelle byteweise ausgelesen, um dann im Zustand „**Eingangsdaten schreiben**“ in den Speicher für zu sendende

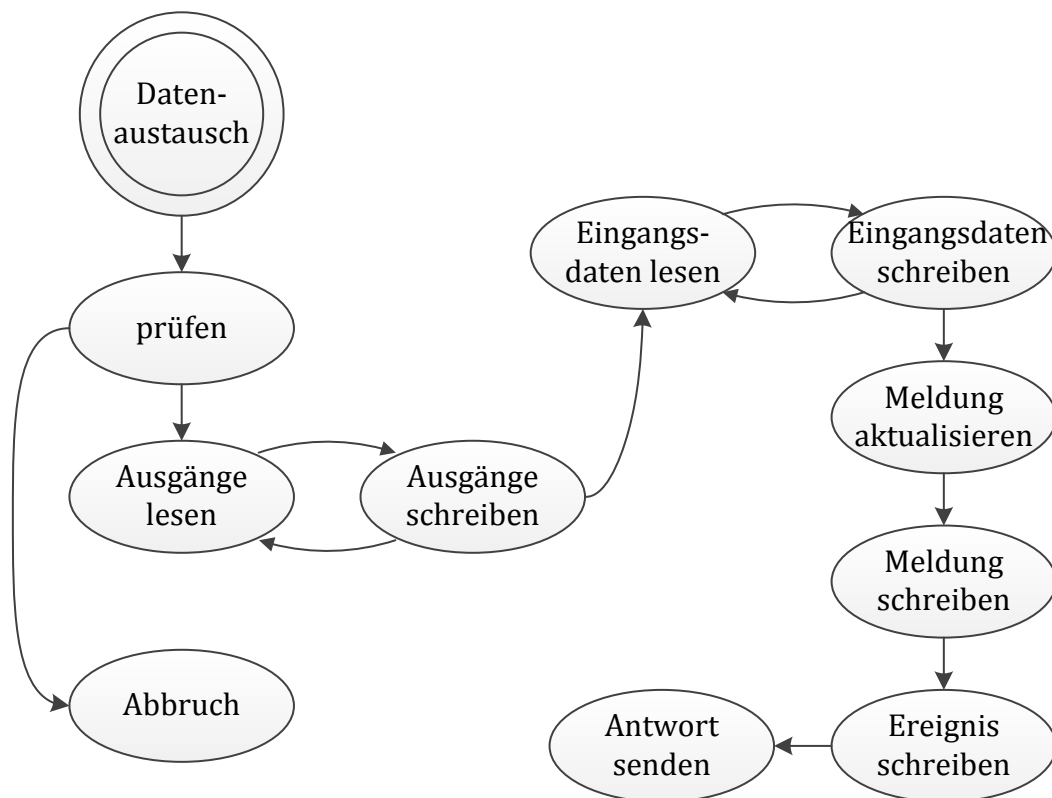


Abbildung 60: Verarbeitung des Datenaustauschtelegamms

Dateneinheiten zwischen Anwendungsstufe und Codec-Stufe geschrieben zu werden.

Im Zustand „**Meldung aktualisieren**“ wird das Meldungsregister des Slaves aktualisiert, um dann im Zustand „**Meldung schreiben**“ in den Speicher der Benutzerschnittstelle geschrieben zu werden.

Im Zustand „**Ereignis schreiben**“ wird das Ereignis geschrieben, dass sich die Daten geändert haben, und ein Interrupt wird ausgelöst.

6.2.3 Konfigurator

Die Aufgabe des Konfigurators ist es, die Daten, die für die Konfiguration der Übertragung gedacht sind, bereitzustellen bzw. den Impulsgenerator damit einzustellen. So kann über den Konfigurator zum Beispiel eine neue Paarung zwischen Sender und Empfänger erstellt werden, um die flexible, zur Laufzeit konfigurierbare Struktur zu realisieren. Des Weiteren können über diese Verbindung neue Impulsformen hochgeladen oder bestehende konfiguriert werden.

6.3 Simulation und Messung der Feldbus-Einbindung

Aufgrund der Komplexität der Realisierung des Profibus-Slaves im FPGA ist eine separate Simulation und Messung notwendig. Schon während der Entwicklung des Profibus-Slaves wird parallel ein Prüfstand für die Simulation entwickelt und ist damit ein wichtiges Entwicklungswerkzeug. Der Prüfstand bettet die zu testende Schaltung in eine Umgebung mit Tester und Evaluatoren ein. Die Schaltungsteile der UART-, Codec- und Anwendungsstufe können so einzeln getestet werden. Der Tester hat in der Simulation Zugriff auf eine Datei, um beispielhafte Telegramme zu benutzen. Die Ergebnisse werden auch in einer Datei gespeichert, so dass die Gleichheit der tatsächlichen Ergebnisse mit den erwarteten Ergebnissen verifiziert werden kann.

Die erste Messung gilt der Verifizierung der UART-Stufe, da diese essentiell für die Funktionalität der Kommunikation ist. Vor allem die richtige Abtastung der asynchronen Daten muss an dieser Stelle besonders beachtet werden. Um die UART-Stufe zu isolieren, wird in der Codec-Stufe der Eingang von der UART-Stufe direkt mit dem Ausgang zur UART-Stufe verbunden, so dass ein Byte direkt wieder in den



Abbildung 61: Test der UART Stufe

Pufferspeicher des Senders geschrieben wird. Dieses empfangene Byte wird dann von der UART-Stufe wieder an den Computer zurückgesandt und von diesem aufgezeichnet.

Für niedrige Datenraten kann zum Test die RS232-Schnittstelle eines Computers verwendet werden. Deshalb reicht ein einfacher Aufbau, wie er in Abbildung 61 dargestellt ist. Die empfangenen Daten werden mit den gesendeten verglichen.

Die Messung ergab, dass sämtliche an die UART gesendeten Bytefolgen korrekt eingelesen und wieder zurückgesandt wurden. Da die längste Übertragung technisch

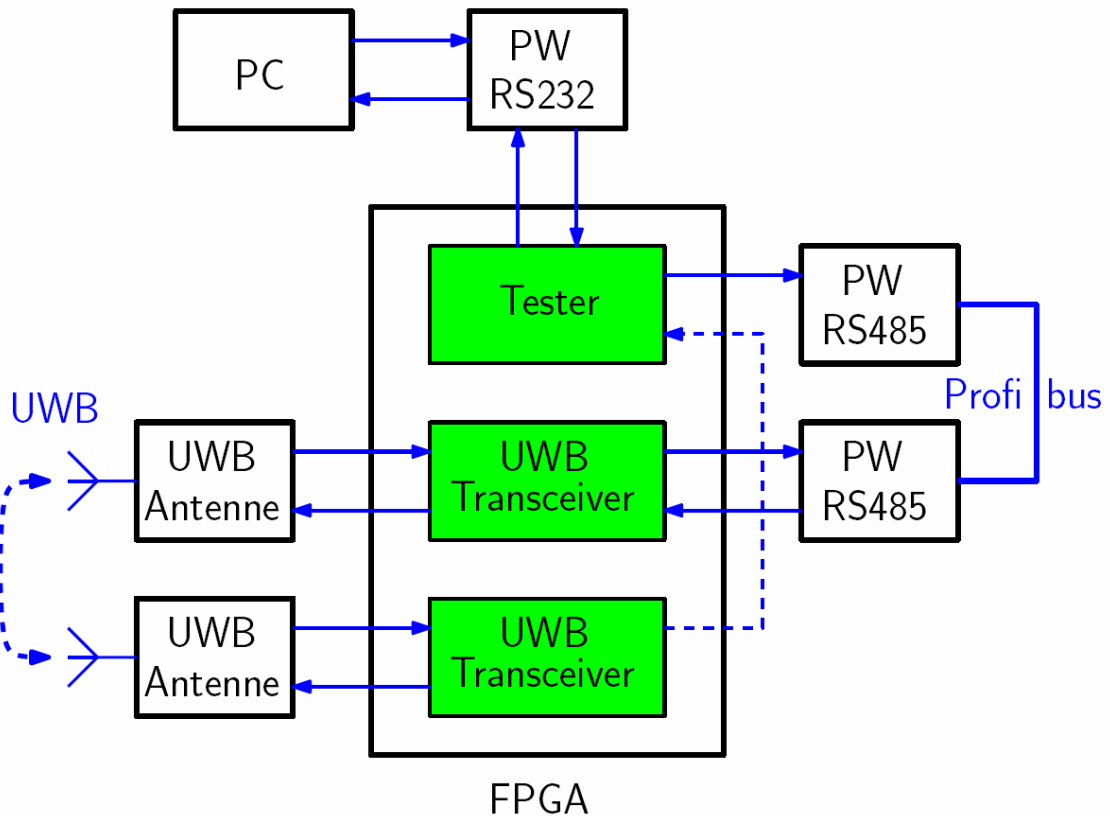


Abbildung 62: Testumgebung für den Test des gesamten Transceivers

bedingt nur 10 MByte betrug, kann man von einer Bitfehlerhäufigkeit ausgehen, die kleiner oder gleich $BER = 1,25 \cdot 10^{-8}$ ist.

Für den umfassenden Test wird eine Datenquelle benötigt, die einen beliebigen seriellen Datenstrom mit einer Bitrate von $R_b = 1,2 \cdot 10^7 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}$ erzeugen kann. Dazu ist die RS232-Schnittstelle, die einfach und ohne zusätzliche Anpassung am PC direkt benutzt werden kann, nicht imstande. Ebenso wird eine Datensenke benötigt, mit der man die Daten des Ergebnisses einlesen und speichern kann. Für diese Funktionalität wird ein Tester realisiert, der über die RS232-Schnittstelle die Testdaten empfängt, puffert und dann schnell an das Testobjekt senden kann. In Abbildung 62 sind der Tester und die Testumgebung dargestellt.

Mit dieser Testumgebung kann der gesamte UWB-Transceiver getestet werden. Die Testumgebung beinhaltet den über RS232 an den Computer angeschlossenen Tester, die Profibus-Schnittstellenplatinen und zwei UWB-Transceiver, der eine zum Senden der andere zum Empfangen der Testdaten. Für den Test der Einbindung in den Profibus kann die UWB-Strecke zunächst überbrückt werden. Es können immer

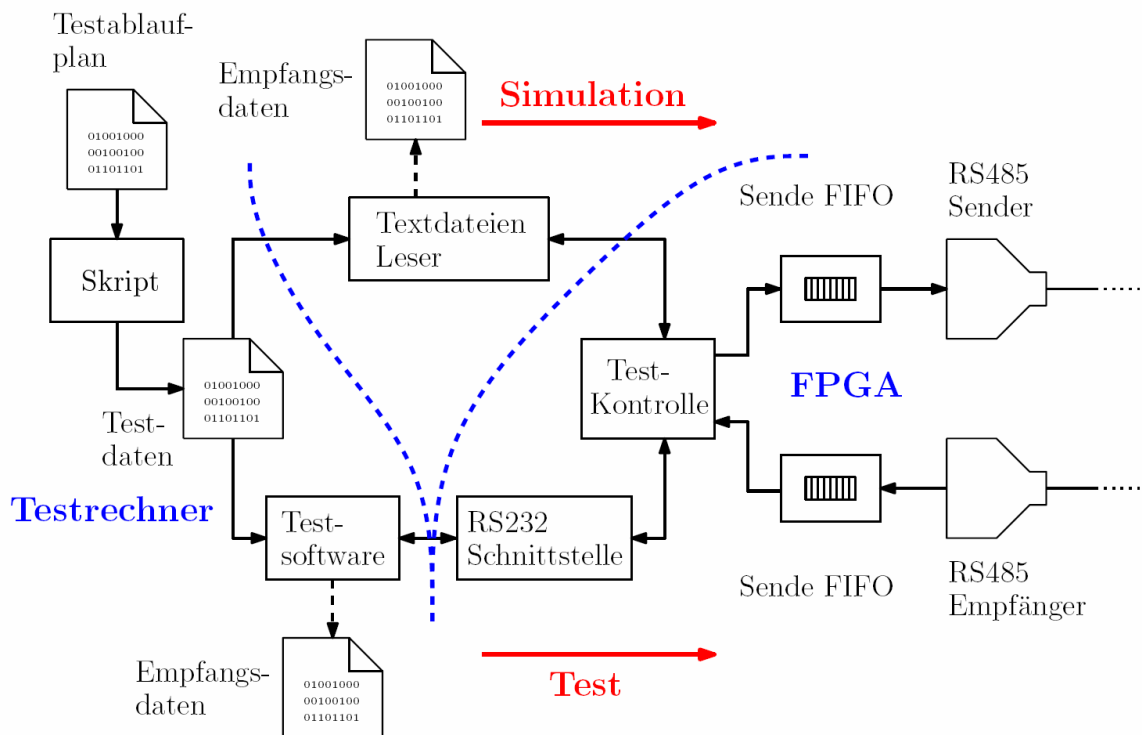


Abbildung 63: Blockschaltbild und Ablauf des universellen Testers

die gleichen Module verwendet werden, egal, ob nun nur ein Teil oder der Gesamtaufbau gemessen oder simuliert wird. Es muss immer nur eine Testprogrammierung verwaltet werden. Somit ist bei allen verschiedenen Tests Konsistenz gewahrt.

Der Tester besteht aus dem Computer der Test-Software und den Teilschaltungen des Testers im FPGA. Der Tester ist so gestaltet, dass nacheinander mehrere Telegramme an den UWB-Transceiver gesendet werden können. Nach dem Senden eines Telegramms an den Profibus-Slave wird das Antwort-Telegramm vom Computer seriell eingelesen und Byte für Byte in einer Textdatei gespeichert. Anschließend wird dieses Vorgehen mit dem Senden der nachfolgenden Telegramme fortgesetzt. In Abbildung 63 ist das Blockschaltbild des universellen Testers dargestellt. An erster Stelle steht dabei eine Textdatei, die den Ablaufplan für den Test enthält. Ein Skript erzeugt aus diesem Ablaufplan die Testrohdaten. Ein Telegramm entspricht dabei immer 256 Zeilen der Datei, in der die Testrohdaten enthalten sind. Die Rohdaten der Telegramme werden Byte für Byte von einer Software über RS232 seriell an den FPGA gesendet. Auf dem FPGA ist eine RS232-Schnittstelle implementiert, welche die Bytes auf Fehlübertragung prüft und parallel an die Testkontrolle weiterreicht. Die Testkontrolle schreibt die Daten immer direkt in einen FIFO-Speicher und prüft, ob insgesamt die richtige Anzahl Bytes von der Testsoftware gesendet werden. Der FIFO-Speicher kann alle 256 Bytes des zu sendenden Telegramms aufnehmen. Sind 256 Bytes auf diese Weise in den FIFO-Speicher übertragen worden, kann man mit dem Senden der Daten über RS485 beginnen. Der RS485-Sender liest die Bytes nacheinander aus dem FIFO-Speicher und versendet sie lückenlos mit einer Bitrate von 12 MBit/s.

Das Antworttelegramm schreibt der RS485-Empfänger ebenfalls Byte für Byte in einen FIFO-Speicher. Über die Software werden die Rohdaten in diesem Speicher wieder mit Hilfe der Testkontrolle und der RS232-Schnittstelle ausgelesen und in eine Datei geschrieben.

Für die Simulation des UWB-Transceivers am Rechner wurde statt der Software zum Versenden der Rohdaten über RS232 eine Dateischnittstelle geschrieben. Diese ist in Abbildung 63 im oberen Zweig eingezeichnet. Sie verhält sich wie die verwendete

RS232-Schnittstelle im FPGA. Die zu sendenden Daten bezieht sie direkt aus der Datei, welche die Rohdaten enthält.

Um die Testdaten nicht von Hand zu erzeugen, wird eine Routine entwickelt, die alle möglichen gültige Telegramme in eine Datei schreibt, die von dem Tester direkt eingelesen werden kann, um den Transceiver zu testen.

In Abbildung 64 ist der Zustandsautomat dargestellt, der die Einheit Testkontrolle beschreibt. Die Testkontrolle liest die Datenbytes 1 und 2 aus der RS232-Schnittstelle aus. Byte 1 speichert Nutzdaten, welche über RS485 versendet werden sollen. Byte 2 enthält das Startbit, Stoppbit und Paritätsbit, mit denen die Nutzdaten versendet werden. Dadurch lässt sich ein absichtlicher Fehler in den Sendedaten an beliebiger Stelle der 11 Bit, die seriell übertragen werden, erzeugen, um die Funktionalität der Kontrollmechanismen zu überprüfen.

Nach Inbetriebnahme der Schaltung erwartet die Testkontrolle eine Sende-anfrage. Wird diese Sende-anfrage von der RS232-Schnittstelle übermittelt, überprüft die

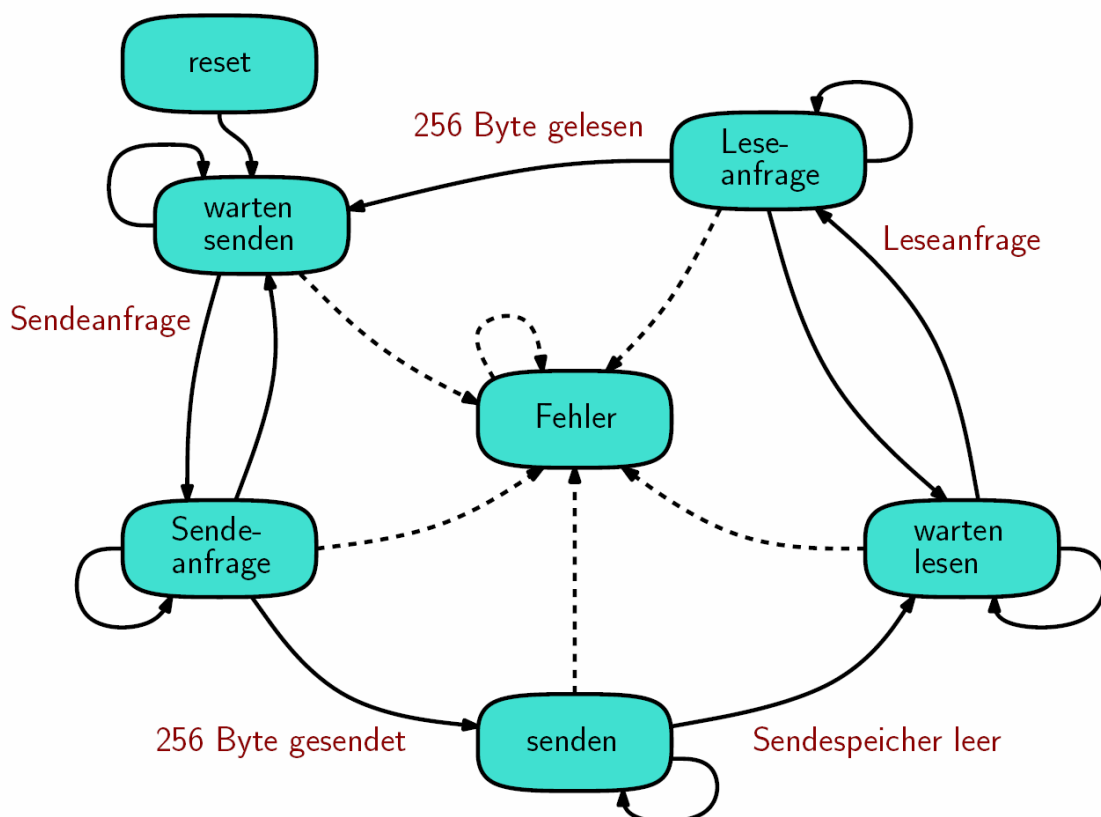


Abbildung 64: Test der UART Stufe

Testkontrolle, ob von der Testsoftware als erstes Daten für die Adresse 0x00 gesendet wurden. Kommt etwas anderes als eine Sendeanfrage für diese Zieladresse, wechselt die Testkontrolle direkt in den Fehlerzustand. Der Fehlerzustand wird nur durch einen Reset der Schaltung verlassen. Für jedes der zu sendenden 256 Bytes wird von der Software bei der Sendeanfrage die Zieladresse um eins erhöht. Wird ein Byte von der RS232-Schnittstelle nicht quittiert, sendet es die Software erneut. Durch die Testkontrolle wird dabei stets geprüft, ob immer nur ein Byte für eine Zieladresse von der RS232-Schnittstelle weitergereicht wird. Wurde das letzte zu sendende Datum der 256 Bytes übergeben (Zieladresse 0xFF), wird der Sender für das Profibussignal freigegeben. Bis der Sender den Sendespeicher geleert hat, dürfen keine weiteren Anfragen von der Testsoftware kommen. Auch hier würde die Testkontrolle sonst in den Fehlerzustand wechseln. Als nächstes erwartet die Testkontrolle von der Testsoftware einen Auslesebefehl für die Zieladresse 0x00. Hier wird wieder verlangt, dass für die Leseanfragen alle Adressen bis 0xFF durchlaufen werden. Sind alle 256 Bytes des Empfangsspeichers ausgelesen worden, werden wieder 256 Bytes zum Senden erwartet. Dieser Vorgang wird zyklisch wiederholt, bis der Test sein letztes Telegramm verschickt hat.

Um die Standardkonformität des realisierten Profibus-Slaves zu verifizieren, kommt ein Master-Simulator von der Firma HMS [77] für Profibus DP-V0 zum Einsatz, der für Funktionstests von Profibus-Slaves vorgesehen ist. Der Mastersimulator sendet in seinem Test eine bestimmte gültige Telegrammsequenz an den Slave, die dieser bedienen können muss. Wenn der Slave gültige Antworten auf diesen Test zurückgibt, gilt der Test als erfolgreich. Die Messung des erfolgreichen Tests wird in Anhang C vollständig gezeigt. Der Aufbau ist der Abbildung 91 dargestellt.

Abschließend kann man festhalten, dass alle Simulationen und Messungen zur Verifikation der Einbindung des UWB-Transceivers in den Profibus erfolgreich verlaufen sind und sowohl die Standardkonformität mit dem Profibus-Standard als auch die fehlerfreie Übertragung, nachgewiesen werden konnten. Die Bitfehlerhäufigkeit ist bedingt durch die Begrenzung der Größe der Testdatei kleiner oder gleich $BER = 1,25 \cdot 10^{-8}$.

6.4 Digitale Impulssynthese

Das Modul der digitalen Signalverarbeitung hat die Aufgabe, den Impuls für die IR-UWB-Übertragung zu generieren und mit den Daten zu modulieren. Damit das Übertragungsband effizient genutzt wird, lohnt es sich, den Impuls dahingehend zu optimieren und dazu verschiedene Herangehensweisen zu betrachten. Im Unterkapitel 4.2 werden die Grundlagen zur impulsbasierten UWB-Übertragung behandelt und verschiedene elementare Impulsformen verglichen. Hier sollen nun anhand verschiedener Maßnahmen die möglichen Impulsformen und auch Wege, wie diese in den Transmitter gelangen, gefunden werden.

6.4.1 Analoge Maßnahmen zur Impulsoptimierung

Die analoge Maßnahme, ein Filter nachzuschalten, wurde schon zuvor vorgestellt. Mit einem analogen Filter im Frontend des Senders kann erreicht werden, dass das Spektrum des Sendesignals die Form der UWB-Maske einhält. Das Sendefilter hat die Aufgabe, das Spektrum des UWB-Signals auf den Durchlassbereich der UWB-Regulierung zu beschränken und Verletzungen der Regulierung zu vermeiden. Dazu muss das Filter die Transmissionscharakteristik der zugrunde liegenden UWB-Regulierung aufweisen und die Signalanteile jenseits des technisch nutzbaren Bereiches abschneiden. Nach dieser Maßnahme können auch Impulsformen benutzt werden, welche normalerweise die Zielmaske verletzen würden.

Verwendet man statt der Standardimpulse deren Ableitung, so kann die UWB-Regulierung ebenfalls eingehalten werden. Allerdings führt z.B. beim Gaußimpuls erst die fünfte Ableitung auf ein Spektrum, das sich in die Form der UWB-Maske einpasst und deren Grenzen nicht verletzt. Die Impulsbandbreiteneffizienz ist schlechter als beim Gaußimpuls nullter Ableitung.

Mit einem Mischer kann ein Basisimpuls mit der Bandbreite von mindestens 500 MHz auf eine beliebige Mischfrequenz verschoben werden. Mit der Mischfrequenz erhält man einen zusätzlichen Freiheitsgrad. Dies kann man so nutzen, dass man den Impuls im Basisband optimiert und dann erst auf die Mittenfrequenz verschiebt, so wie es in Kapitel 5 realisiert wurde.

6.4.2 Analytische Berechnung

Die nahe liegende Möglichkeit, einen Impuls zu bestimmen, der genau in die UWB-Frequenzmaske passt, besteht darin, den Impuls analytisch anhand der erlaubten Maske zu berechnen. Dazu kann man zuerst die Funktion für das Band aufstellen. Die Maske, die für UWB von der Bundesnetzagentur freigegeben ist [41], dargestellt in Abbildung 8, kann als Summe einzelner spektraler Rechteckfunktionen gesehen werden. Für eine Signalsynthese reicht es aus, das Rechteck mit dem Hauptanteil der Leistung zu nehmen, um daraus den Impuls zu berechnen:

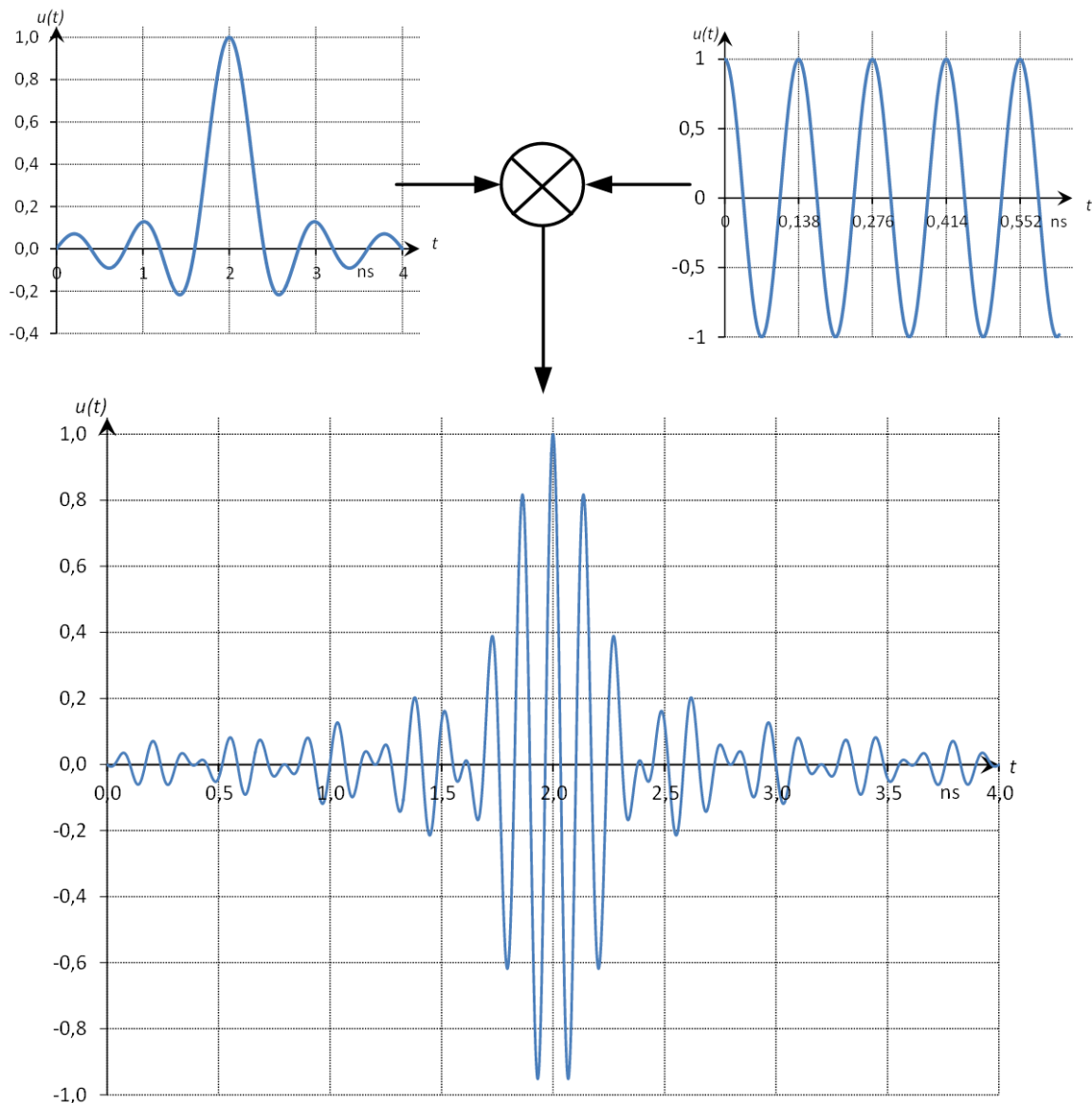


Abbildung 65: Impulserzeugung mit der Modulation eines Si-Impulses mit $f_c = 7,25$ GHz (normierte Amplitude)

$$G(f) = \text{rect}\left(\frac{f - f_c}{B}\right) \quad (37)$$

Die Rechteckfunktion hat eine Bandbreite von $B = 2,5$ GHz und eine Mittenfrequenz von $f_0 = 7,25$ GHz. Mit einer Fouriertransformation, lässt sich das Spektrum direkt in einen mit der Mittenfrequenz f_c modulierten Si-Impuls transformieren:

$$g(t) = \frac{\sin(\pi \cdot B \cdot t)}{\pi^2 \cdot t} \cdot 2 \cdot \cos(2\pi \cdot f_c) \quad (38)$$

In Abbildung 65 erkennt man die Erzeugung des Impulses durch die Modulation des Si-Impulses im Zeitbereich. Der Impuls kann nur als endlicher Impuls verwendet werden. Durch das Abschneiden nach einer sinnvollen Zeitspanne T_{Sym} verändert sich das Spektrum. Es ergibt sich eine Restwelligkeit, und die Flanken im Spektrum verlieren an Steilheit (siehe Abbildung 66).

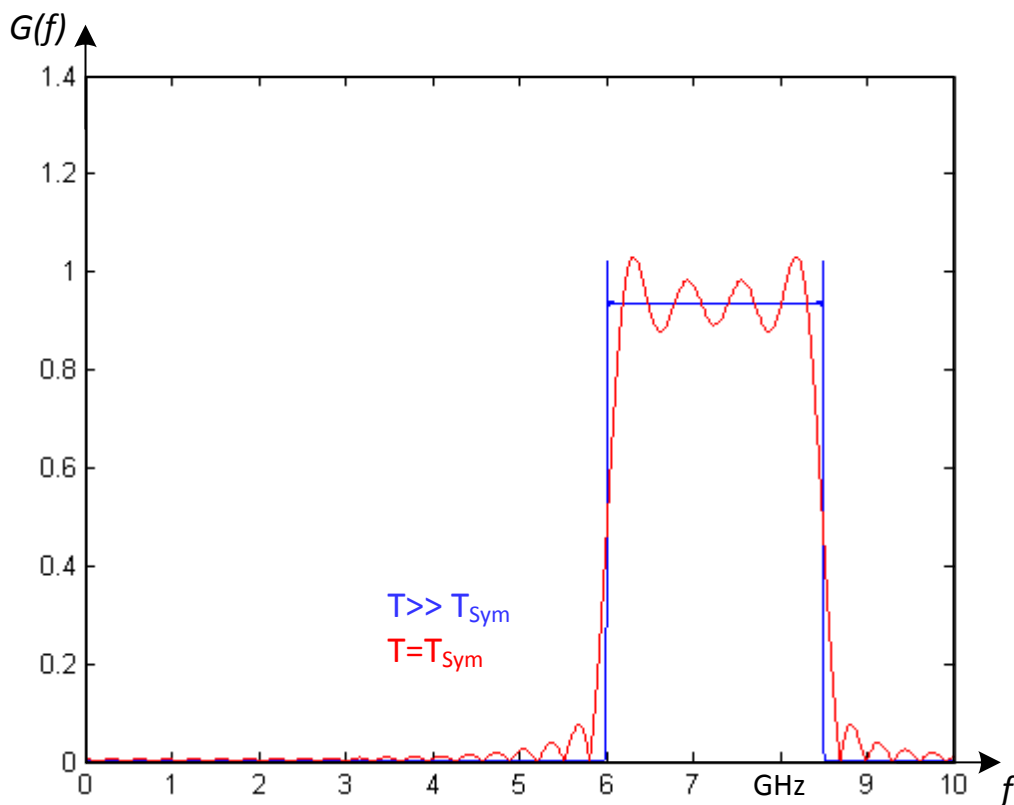


Abbildung 66: Spektrum des erzeugten Impulses

6.4.3 Digital gefilterter elementarer Impuls

Man kann auch einen elementaren Impuls nehmen und ihn mit digitalen Filtern bearbeiten, so dass er genau in die Frequenzmaske passt. Auch die Modulation kann so realisiert werden, indem man verschiedene Filtersequenzen verwendet. Die Umsetzung in der Hardware kann so erfolgen, dass man den digitalen elementaren Impuls in einem Speicher ablegt, um ihn dann zur Laufzeit mit einem DSP bearbeiten zu können.

Zum Bearbeiten der Impulse kann ein FIR-Filter (FIR: Finite Impulse Response) eingesetzt werden. Für die Anpassung des Impulses an die UWB-Frequenzmaske kann man den FIR-Filter als Optimierungsproblem bearbeiten. Der FIR-Filter besitzt N_{Filter} Filterkoeffizienten. Als Optimierungsziel setzen kann man die Maximierung der mittleren Leistung des UWB-Signals im Durchlassbereich der gegebenen Regulierung, die als Leistungsdichtespektrum $S_{\text{BNA}}(f)$ gegeben ist. Das Ziel-Leistungsdichtespektrum $P(f)$ soll stets kleiner als oder gleich der Regulierung sein und diese möglichst gut approximieren [8]:

$$\max_{p \in F_p} (\eta(p)) = \int_{F_p} |P(f)| df \quad | \quad \forall f \in F : P(f) \leq S_{\text{BNA}}(f) \quad (39)$$

6.4.4 Numerische Herleitung des Impulses

Auch mit numerischen Methoden kann man eine Annäherung an einen optimalen Impuls erreichen. So stellt das Programm Matlab mit dem Paket *fdatool* Filterentwurfsmethoden zur Verfügung, mit denen Filter erzeugt und optimiert werden können. Grundlagen und Theorie zum Filterentwurf werden ausführlich in der Vorlesung von Prof. Yang behandelt [102].

Mit der Frequenzmaske von UWB als Filtervorgabe kann man nun mit der *cfirpm*-Funktion einen komplexwertigen FIR-Filter mit linearer oder nicht-linearer Phase unter Anwendung des erweiterten Remez-Verfahren entwerfen [103], wovon sich dann die Impulsantwort als Impulsentwurf benutzen lässt, wie er in Abbildung 67 zu sehen ist.

Der in Abbildung 68 dargestellte Impuls wurde mit der `fircls`-Funktion entworfen, ein Multiband-Filter mit der Bedingung über die Methode der kleinsten quadratischen Fehler zu erzeugen.

In beiden Fällen kann man erkennen, dass das Spektrum des Impulses schon der Maske folgt. Die Begrenzung der Digital-Analog-Wandlers wird noch eine wesentliche Rolle spielen und somit ist eine weitere Optimierungsschleife notwendig. Das Ergebnis abgebildet in Abbildung 68 erreicht noch nicht die Maske. Dies müsste erst durch einen weiteren Filter verbessert werden.

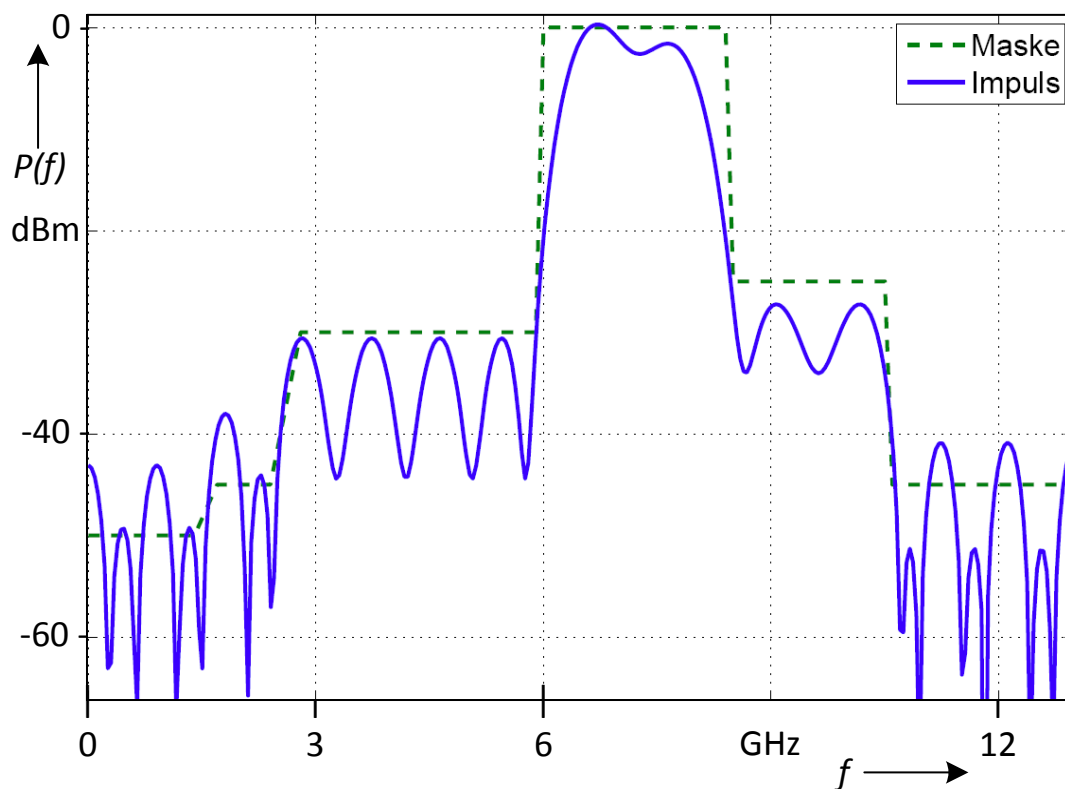


Abbildung 67: Impulsentwurf mit der `cfirpm`-Funktion

6.4.5 Einfluss der Begrenzungen

In einem realen Aufbau existieren immer eine Zeitbegrenzung des Impulses, eine Bandbegrenzung des Bandes und eine Auflösungsbegrenzung durch den Digital-Analog-Wandler. Durch die Quantisierung des Wandlers in diskrete Stufen und durch die Abweichung vom idealen Wert entsteht das Quantisierungsrauschen. Es stellt sich nun die Frage, wie stark der reale Impuls vom ideal berechneten abweicht

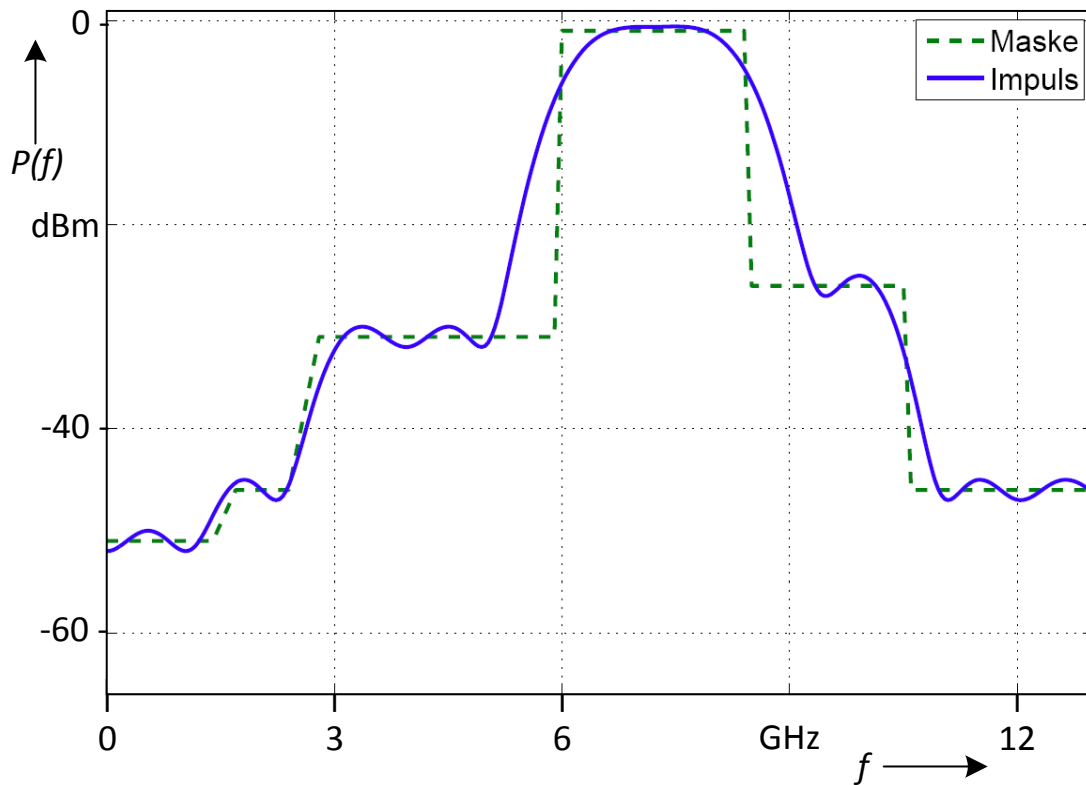


Abbildung 68: Impulsentwurf mit der fircls-Funktion

und wie hoch die Auflösung sein muss, damit sich der Impuls ausreichend vom Rauschen und den Nebengebändern abhebt, um noch beim Empfänger detektiert zu werden.

Der Rauschabstand SNR des nicht sinusförmigen Impulses zum Quantisierungsrauschen mit der Auflösung N lässt sich wie folgt berechnen [104]:

$$SNR = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_{S,eff}}{U_{N,eff}} \right) \quad (40)$$

$$U_{N,eff} = \frac{Q}{\sqrt{12}} \quad (41)$$

$$U_{S,eff} = 2^{n-1} \cdot Q \cdot \frac{A_{eff}}{A_{peak}} \quad (42)$$

$$SNR = N \cdot 6,02 \text{ dB} + 4,77 \text{ dB} - 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{A_{peak}}{A_{eff}} \right) \quad (43)$$

Dabei stellt A_{peak} den Spitzenwert des Nutzsignals und A_{eff} den Effektivwert des Nutzsignals dar.

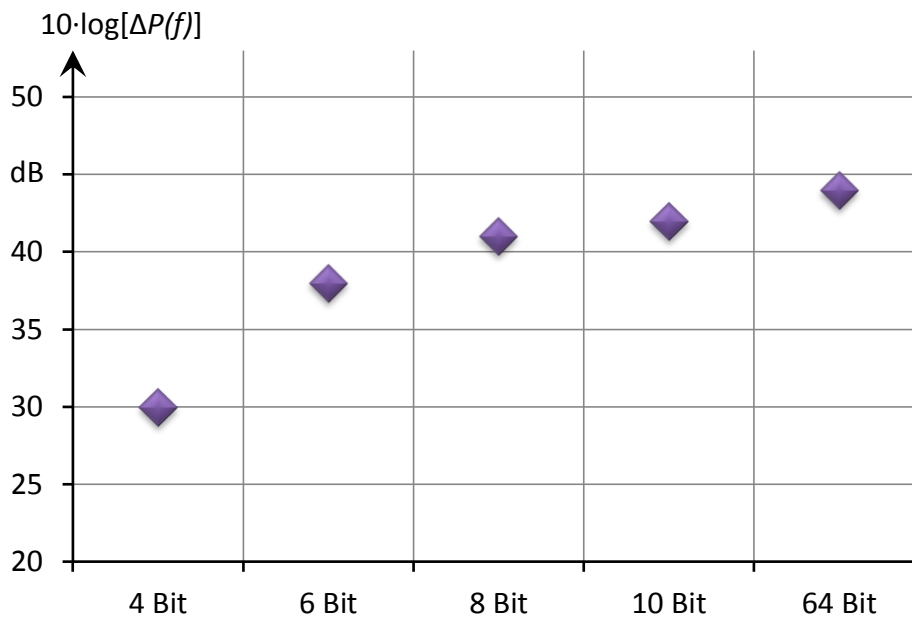


Abbildung 69: Abhängigkeit der Amplitudendifferenz zwischen Leistungshauptband und -nebenband von der Auflösung des Impulses

Wenn man nun den Abstand der Leistung im Hauptband zum Nebenband des UWB-Spektrums über der Auflösung des Digital-Analog-Wandlers betrachtet, so erhält man Werte, wie sie in Abbildung 69 zu sehen sind. Als Hauptband wird hier das Band genommen, in dem die höchste Sendeleistung zugelassen ist. Der Abstand wird reduziert durch das spektrale Verhalten des Impulses selbst, das Quantisierungsrauschen und den Effektivwert des Impulses. Als Referenz wird hier ein Impuls genommen, der mit einer Auflösung von 64 Bit nach dem IEEE-754-Standard (double precision) einen Nebenbandabstand von 44 dB hat. Die Werte des Nebenbandabstands nehmen wie erwartet mit dem Reduzieren der Auflösung ab.

Da es bei den hier erwünschten UWB-Impulsen eher um die Geschwindigkeit bzw. die Abtastrate geht, reicht die Verwendung der Auflösung von 6 Bit. Dies kann in der erwünschten Geschwindigkeit und Bandbreite der DAC von Herrn Thomas Alpert leisten [105, 106]. Um eine größere Auswahl an Digital-Analog-Wandlern zu haben, wird zunächst von einer Auflösung von 4 Bit ausgegangen. Die daraus resultierende Abweichung des Spektrums ist in Abbildung 70 sichtbar gemacht.

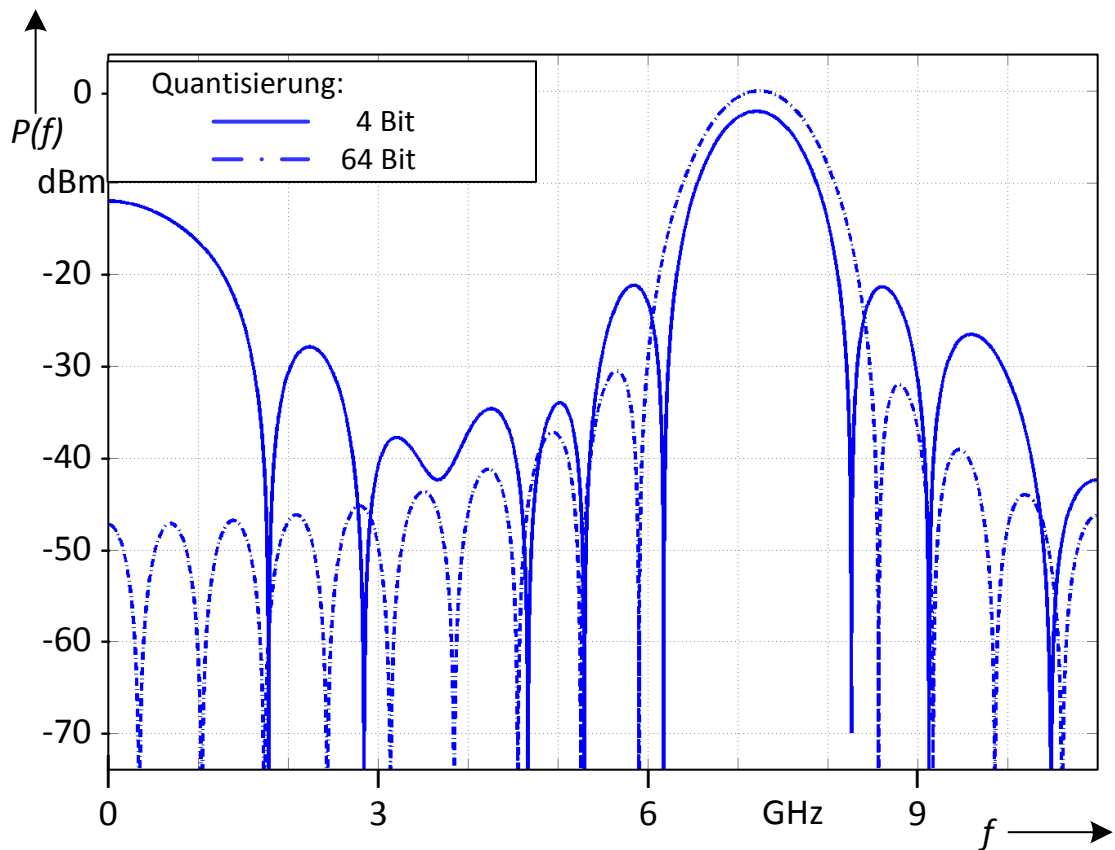


Abbildung 70: Spektrum beim Quantisieren des UWB-Impulses

6.4.6 Optimierung

Der Impuls wird numerisch oder analytisch mit hoher Auflösung berechnet und nutzt nach der Quantisierung das Spektrum, wie im vorherigen Abschnitt erläutert und in Abbildung 70 dargestellt, nicht mehr so gut aus. Es ist jedoch anzunehmen, dass wenn die Quantisierung miteingerechnet wird, ein besseres Ergebnis auch mit der beschränkten Auflösung erzielt werden kann. Daher wird ein Entwurfsprozess für die UWB-Impulse entwickelt, der dies mit einbezieht.

Zu Beginn wird die UWB-Frequenzmaske in dem Werkzeug für Filterentwurf von Matlab FDA-Tool modelliert und parametrisiert. Zu einem entworfenen Filter gibt es eine Impulsantwort, die dann in diesem Fall dem erwünschten Impuls entspricht. Das Filter wird mit der erwünschten Auflösung quantisiert. Die erste Optimierung kann nun schon im Filterentwurf erfolgen. Daraufhin wird der Filter numerisch in Matlab mit einem iterativen Algorithmus optimiert. Mit dem nun erhaltenen Filter, der mit der gegebenen Auflösung bestmöglich die UWB-Maske ausnutzt, lässt sich mit der Impulsantwort der erwünschte Impuls bestimmen. (Abbildung 71)

Der in der zweiten Optimierungsstufe verwendete Algorithmus ist anhand des bestehenden Vorschlags von Herr Krukowski [107] entstanden. Alle Details zum Algorithmus können nachgelesen werden [108].

Bei der Optimierung der quantisierten Impulse können Impulse entstehen, die einen Gleichanteil besitzen. Dies ist nicht erwünscht, da jedoch die Antenne eine Filtercharakteristik besitzt, die einem Hochpass entspricht, können diese Anteile hier vernachlässigt werden.

6.5 Digitaler Modulator und Impulsgenerator

Für den Teil im FPGA gibt es zwei Versionen, eine davon ist auf Geschwindigkeit hin und die andere auf Versatilität hin optimiert. Die zweite Version wurde, was die Logik betrifft, bereits in Unterkapitel 6.3 verifiziert. Um eine direkte Erzeugung der Impulse mit einem Digital-Analog-Wandler zu verifizieren, ist ein im Hinblick auf die Geschwindigkeit optimierter Aufbau nötig.

In Unterkapitel 6.4 wurde gezeigt, wie ein UWB-Impuls für einen digitalen Impulsgenerator berechnet werden kann. Die Modulation der Daten mit den



Abbildung 71: Entwurfsprozess für einen UWB-Impuls

Impulsen erzeugt wiederum Daten, mit denen der Digital-Analog-Umsetzer analoge Impulse und Impulsreihen für die Ausstrahlung mit der Antenne hervorbringt. Diese Daten werden in einen Speicher geschrieben, der bei Bedarf schnell ausgelesen werden kann. Die Daten daraus werden direkt über die Schnittstellen des FPGAs an den DAC geschrieben. Durch die geringe Belastung des FPGAs kann dieser mit einer internen Taktrate von $f_{clk} = 600$ MHz betrieben werden. Da der Wandler zeitverschachtelt arbeitet und somit die eine Hälfte zur steigenden Flanke und die andere Hälfte zur fallenden Taktflanke abtastet, erzeugt der Wandler entsprechend die Daten ebenfalls zeitverschachtelt.

6.6 Entwicklung einer Vivaldi-Antenne

Die erste verwendete Version der Antenne war von IHP Frankfurt nach dem Modell einer einfachen Leiterplattenantenne, wie sie Herr Chen vorgestellt hat [109]. Da diese nicht selbst entwickelt und hergestellt wurde, waren nur zwei Exemplare verfügbar. Außerdem haben die Messungen der S11-Parameter der Antenne ergeben (siehe Abbildung 74), dass sie nicht das gesamte UWB-Band abstrahlen kann. Die S11-Parameter einer Antenne geben an, wie viel Leistung an der Antennenspeisung reflektiert wird. Der verbleibende Anteil der Leistung teilt sich auf in Verlustleistung in der Antenne und abgestrahlte Leistung. Für UWB wird bei einer Antenne für das Sendeband ein S11-Parameterwert der Reflexion erwartet, der geringer ist als -10 dB [67]. Da die Antenne nicht zentrales Element der Arbeit ist, wird kein neues Konzept erarbeitet, sondern es wird eine Antenne entworfen, die auf bekannte Strukturen und einen bekannten Entwurfsprozess zurückgreift.

Die Antenne soll für das Band von 6 GHz bis 8,5 GHz Impulse möglichst verzerrungsfrei abstrahlen. Für eine gute Ausnutzung des gesamten Bandes wird die Antenne für UWB von 3 GHz bis 10 GHz ausgelegt. Wegen der einfachen Realisierbarkeit und den geringen Kosten wird für dieses Projekt eine planare Antenne entwickelt, die man auf ein Hochfrequenzsubstrat ätzen kann. In der Literatur werden verschiedene Antennen speziell für das UWB untersucht [110] [111] [112] [63] [113]. Ausgehend von den dortigen Ergebnissen wird für dieses Projekt eine Vivaldi-Antenne entwickelt und realisiert. Die Vorteile einer Vivaldi-Antenne sind ihre einfache Realisierbarkeit und ihre mögliche große Bandbreite. Die

Richtcharakteristik kann später zum Nachteil werden, beim prototypischen Messungsaufbau im Labor jedoch vereinfacht dies die Abschätzung des Kanals.

Die Antenne überträgt die elektrische Energie von der Leitung in die Luft. Dies geschieht anhand einer Schlitzleitung, die sich von der Einspeisung zum Raum hin exponentiell öffnet. Die Welle läuft an der sich öffnenden Leitung entlang, die den Wellenwiderstand mit der Öffnung in den Wellenwiderstand des freien Raumes transformiert. Die Leitung endet bei der Breite, die durch die erwünschte abstrahlende untere Grenzfrequenz definiert ist, und beginnt mit einer Öffnung, die der oberen Grenzfrequenz entspricht. Die Energie wird über eine Anpassung (Taper) von dem Stecker in einen mit einem Kreissegment realisierten Leerlauf (radial stub) auf der Platinenunterseite gespeist. Dieser Leerlauf liegt exakt unter einem kreisförmigen Leerlauf (circular stub) auf der Oberseite der Platine. Beide zusammen bewirken eine breitbandige Kopplung. Dadurch wird schließlich die Energie an den Anfang der Schlitzleitung gebracht, die dann die Transformation in den Raum durchführt. Um möglichst wenig Energie in der Antenne zu verlieren und somit eine bessere Energieeffizienz zu erzielen, wird ein dämpfungsarmes Substrat gewählt. Weitere Details zur Antennenstruktur und zum Material sind im Anhang D zu finden.

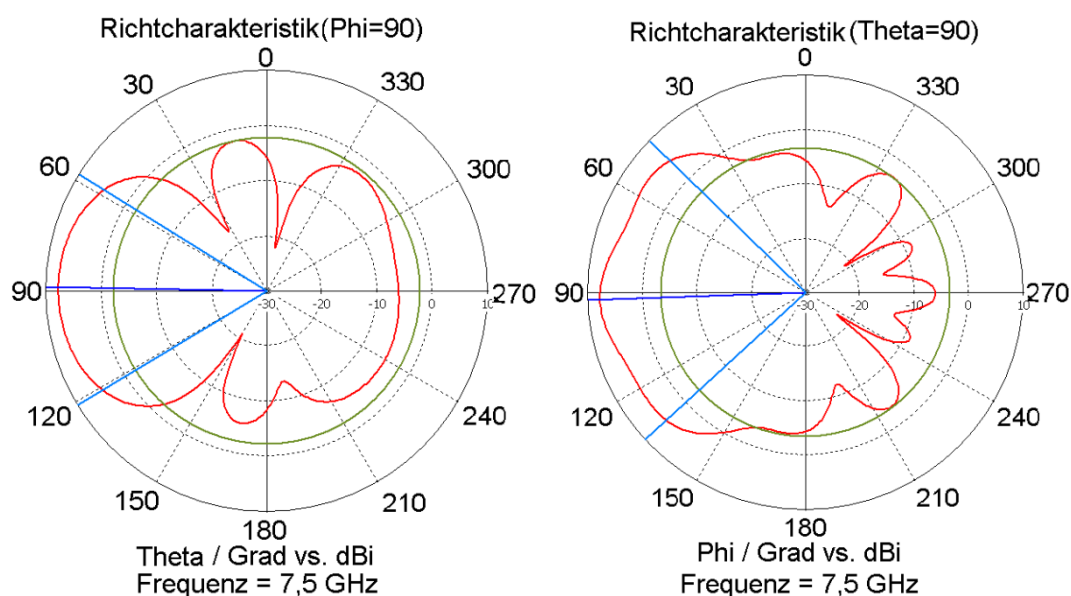


Abbildung 72: Zweidimensional Richtcharakteristik der Vivaldi-Antenne bei 7,5 GHz

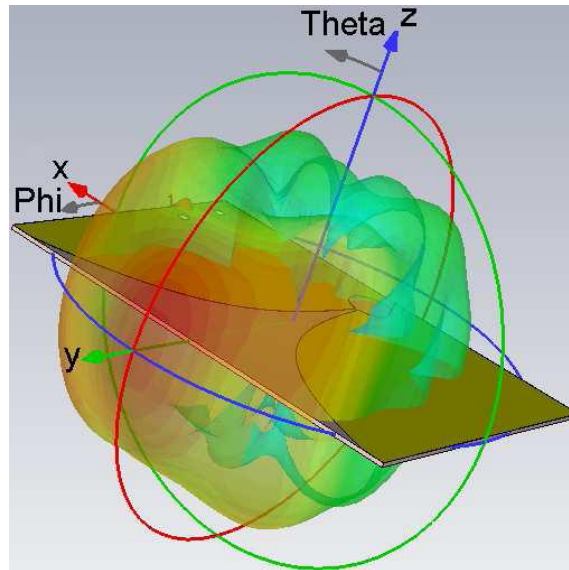


Abbildung 73: Dreidimensionale Richtcharakteristik bei 7,5 GHz

Beim Entwurf der Antenne wird von bekannten Strukturen und Dimensionen der Antenne ausgegangen [114] [115] [111] und durch Simulation und iterative Optimierung die Dimensionierung mit den erwünschten Eigenschaften gefunden. Das Fernfeld wird bei 101 diskreten Frequenzen über den Frequenzbereich von 0,5 GHz bis 12 GHz simuliert. Die Abbildung 72 und Abbildung 73 zeigen das Fernfeld bei der für diese Anwendung relevanten Mittenfrequenz von $f_0 = 7,5$ GHz.

Für eine einfache Verifizierung der Eigenschaften der Antenne wird zunächst eine Simulation der Eingangsreflexion vorgenommen und diese mit der Messung abgeglichen. Eine Messung der vollständigen Übertragungscharakteristik wurde nicht durchgeführt, da für diese Antennen der Reflexionsfaktor S_{11} ausschlaggebend und üblich ist [67].

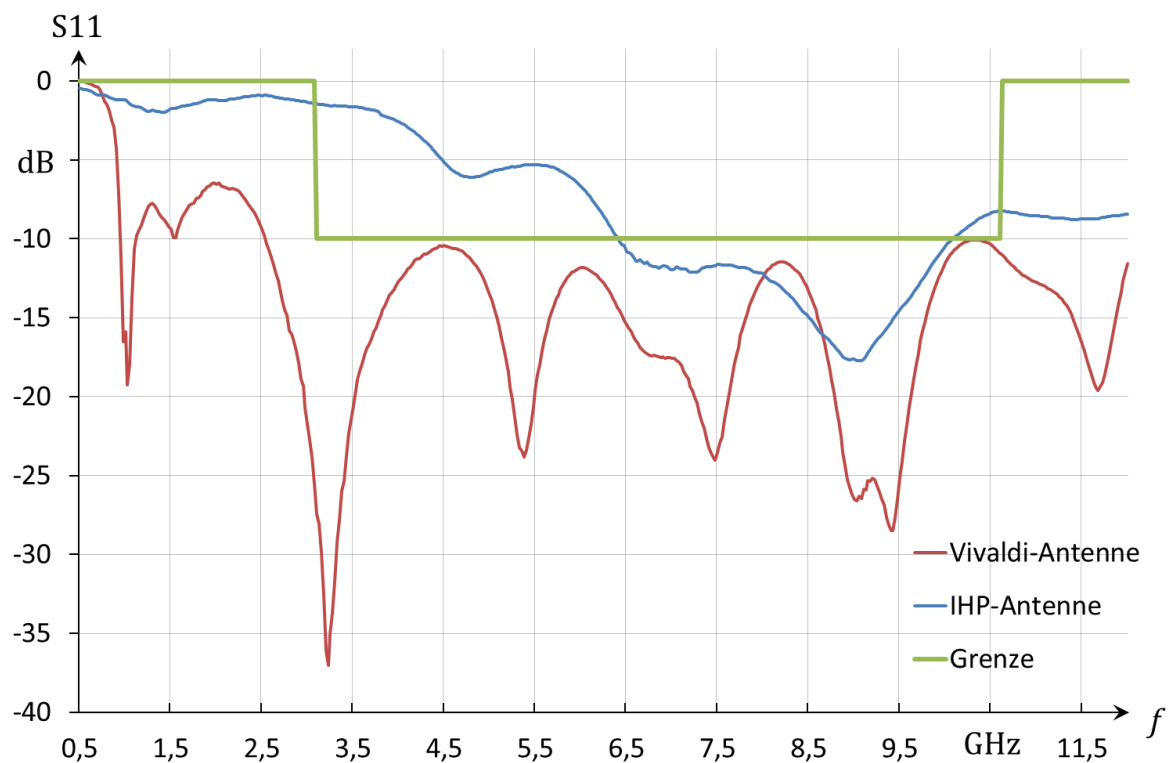


Abbildung 74: Messung des Eingangsreflexionsfaktor S_{11} der Antennen

Die im ersten Aufbau verwendete Antenne dämpft das UWB-Signal im Bereich 3 GHz bis 6,5 GHz stärker, als sie sollte.

Die Messung der Eingangsreflexion zeigt, wie in Abbildung 74 zu sehen ist, dass das Ziel einer Eingangsreflexion unter $S_{11} \leq -10$ dB für das gesamte UWB-Band von 3 GHz bis 10 GHz erreicht wird. Auch stimmen Simulation und Messung gut überein. Die Messungen ergeben, dass die Antenne sich gut für den Einsatz im UWB-Messsystem eignet. Sie wird daher auf einer Antennenvorrichtung montiert und für die Übertragung verwendet. Auch im Vergleich zu veröffentlichten Antennen, siehe [67], hat diese Antenne gute Ergebnisse.

6.7 Messung der UWB-Übertragung

Mit dieser Messung soll die softwaredefinierte Erzeugung der Impulse und deren Übertragung verifiziert werden.

Für die Erzeugung der analogen Impulse aus der digitalen Impulsform wird ein Digital-Analog-Wandler benötigt, der die Impulse in der geforderten Bandbreite direkt erzeugen kann. Hier soll nun der Wandler von Herrn Thomas Alpert benutzt

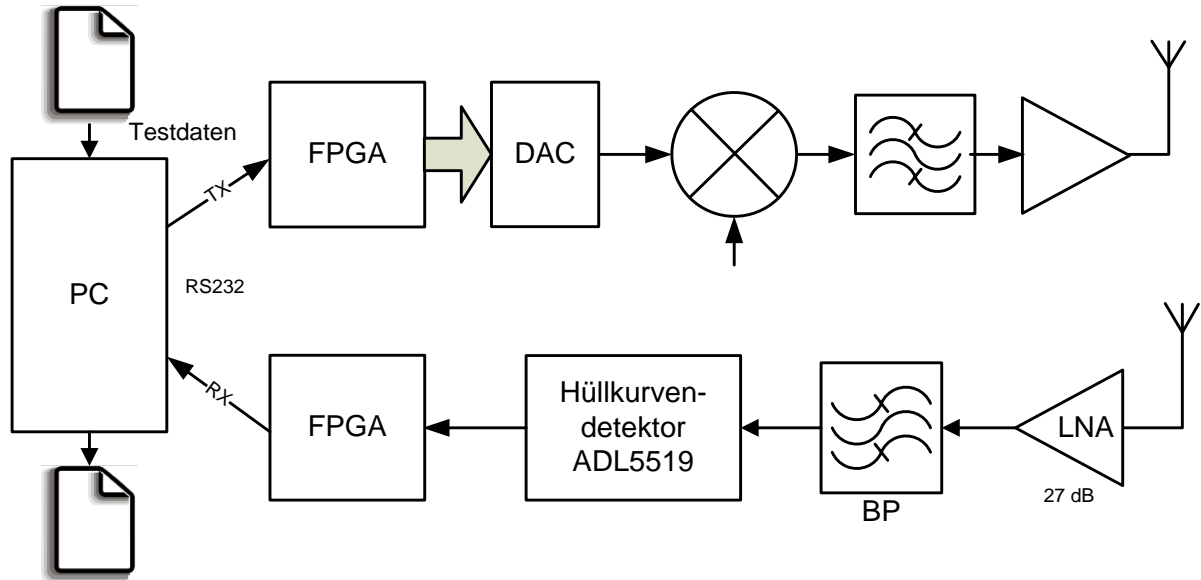


Abbildung 75: Messaufbau mit dem softwaredefiniertem Impulsgenerator

werden, der mit $f_{sample} = 28$ GHz die Impulse direkt im richtigen Band erzeugen kann [105] [106]. Für diesen Aufbau soll jedoch der Wandler zunächst an der nicht so schnellen, aber synchronen Schnittstelle des FPGAs der LVDS-Schnittstelle angeschlossen werden.

Der Messaufbau ist schematisch in Abbildung 75 dargestellt. Die Architektur des Impulsgenerators im FPGA ist realisiert wie in Abbildung 76 dargestellt.

Details zum Zusammenspiel von FPGA und DAC können in der Veröffentlichung [116] nachgelesen werden. Der FPGA erzeugt die Impulse und gibt diese zeitverschachtelt und digital an den Wandler weiter. Für eine schnelle Umstellung der elementaren Impulse kann der Konfigurator auch direkt über die Tasten am FPGA-Board angesteuert werden. Die Abtastrate des Wandlers ist doppelt so schnell wie der Takt $f_{sample} = 2 \cdot f_{clk}$. Der DAC gibt die analogen Impulse aus, die bei diesem Aufbau noch mit einem Mischer mit einer Frequenz von $f_{LO} = 7,25$ GHz hochgemischt werden.

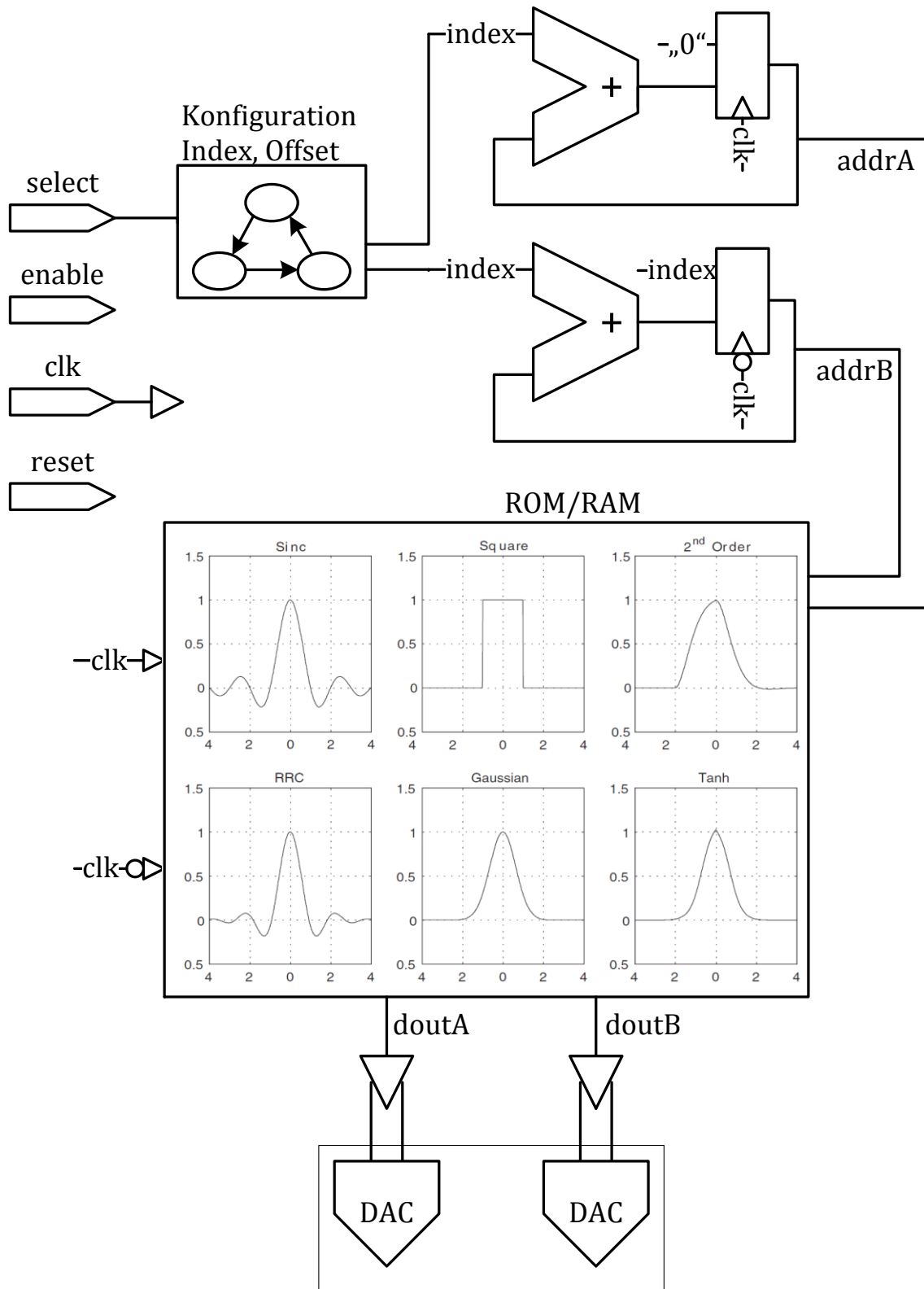


Abbildung 76: Architektur des softwaredefinierten Impulsgenerators

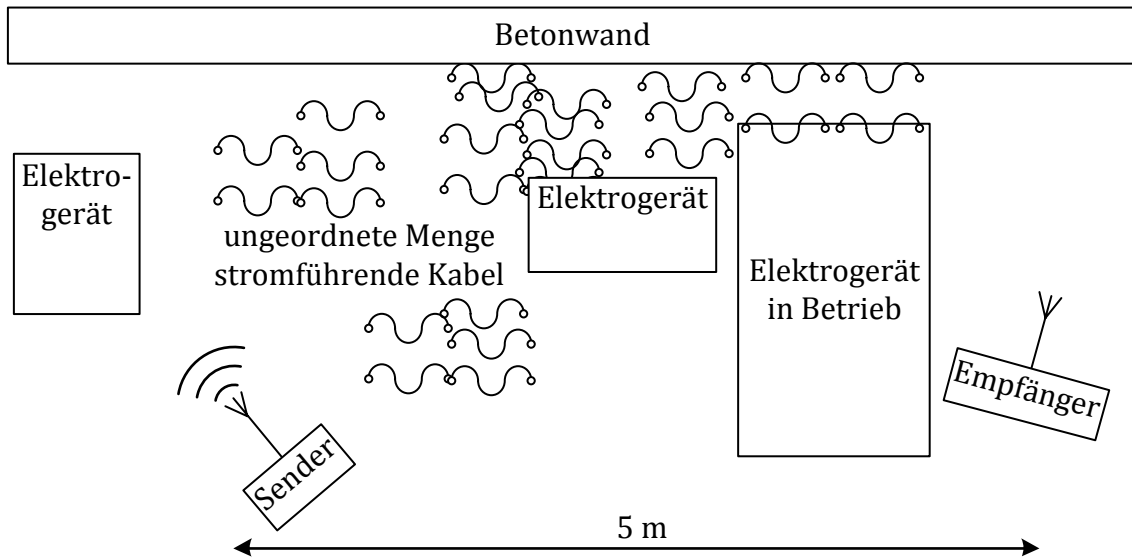


Abbildung 77: Skizze der Messumgebung

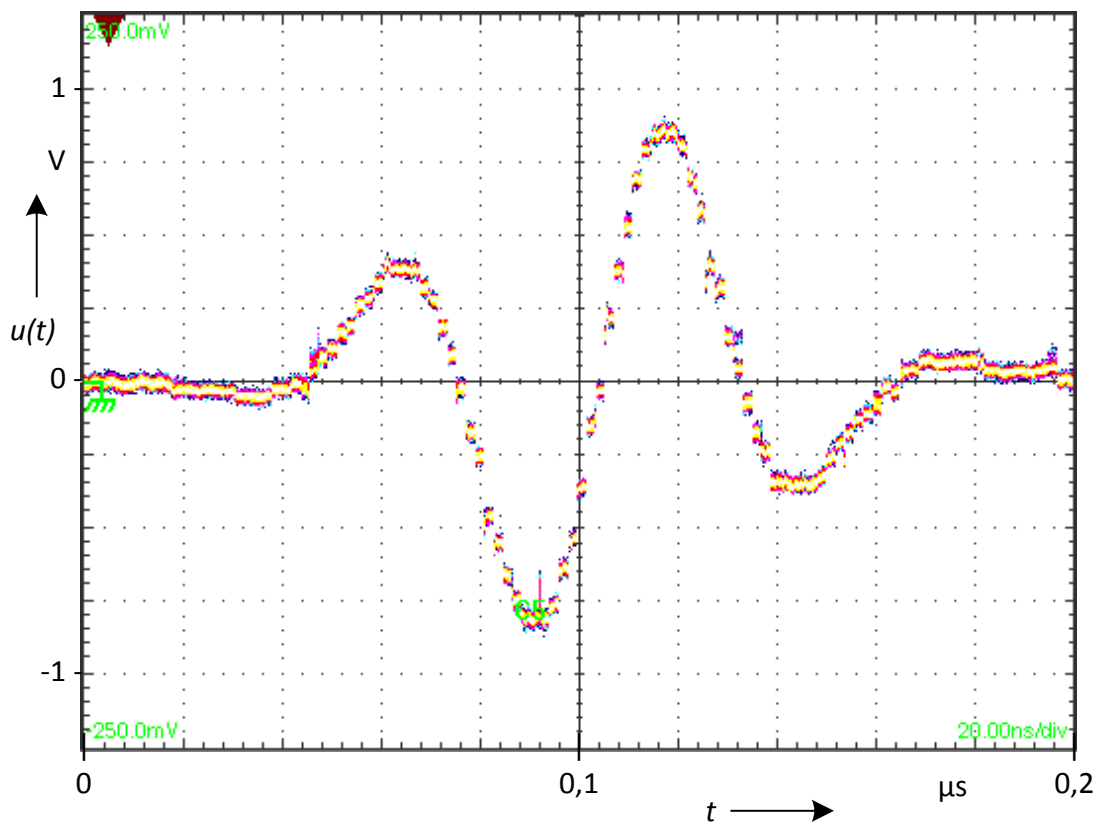


Abbildung 78: Erzeugter Impuls mit einer Abtastrate von 1340 MS/s

Mit dem Bandpassfilter werden noch unerwünschte Frequenzanteile gefiltert, und dann wird das Signal über die zuvor vorgestellte Antenne abgestrahlt. Um einen realistischen Kanal zu erhalten, wurde die Messumgebung so gewählt, dass die Übertragung keine Sichtverbindung hat und über mindestens zwei Reflexionen gehen muss. Außerdem wurde dafür gesorgt, dass ausreichend viele metallische Flächen und aktive Geräte, die nicht zum Aufbau gehören, vorhanden waren. Die Abbildung 77 zeigt eine Skizze der Messumgebung, von oben betrachtet. Die Geräte haben teilweise metallische Gehäuse.

Die erste Messung ist direkt nach dem DAC. In Abbildung 78 ist ein erzeugter Impuls zu sehen, der mit 1340 MS/s und 256 Werten abgetastet wurde. Bei einer Abtastrate von 1340 MS/s ist die Begrenzung des Aufbaus erreicht. Höhere Abtastraten sind sowohl mit dem DAC als auch mit dem FPGA zwar möglich, doch konnten die schnellen Schnittstellen des FPGA bisher nicht mit dem DAC synchronisiert werden.

Bei 256 Abtastwerten mit einer Abtastrate von 1340 MS/s dauert der Impuls $T_{\text{Sym}} = 191$ ns. Um diesen Wert bei dieser Abtastrate zu reduzieren, werden die Abtastwerte pro Impuls reduziert. Dies kann direkt im FPGA zur Laufzeit geschehen.

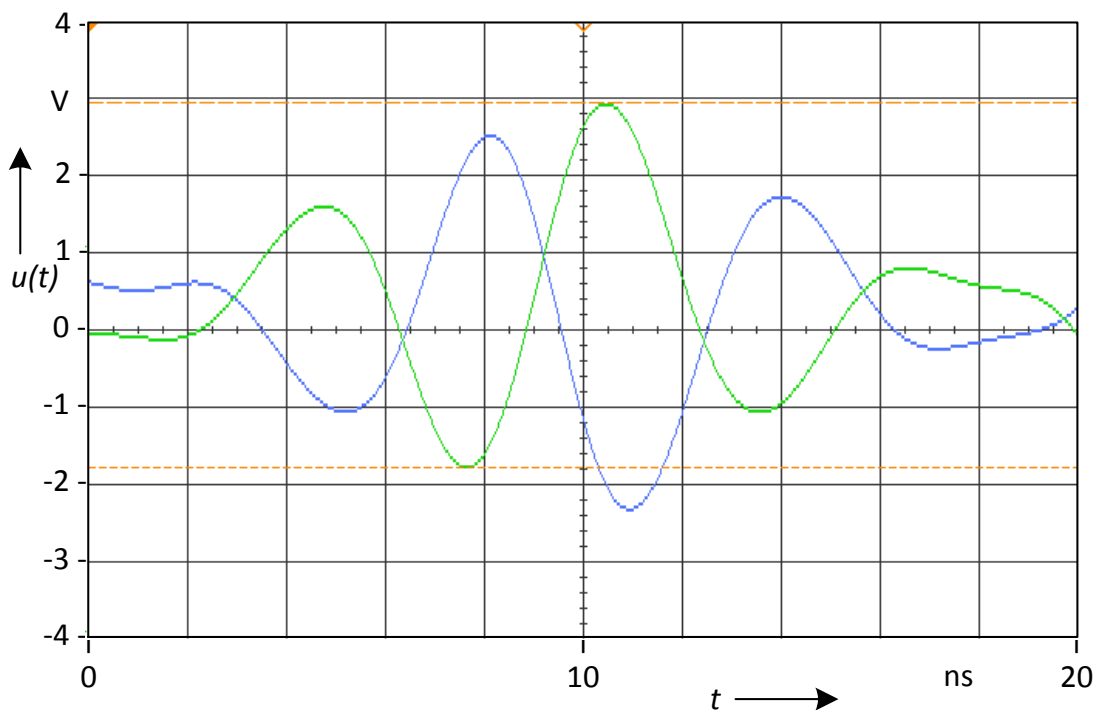


Abbildung 79: Erzeugter Impuls mit einer Abtastrate von 700 MS/s

In Abbildung 79 ist ein erzeugter Impuls differentiell im Zeitbereich dargestellt, der mit 700 MS/s abgetastet wurde. Im Vergleich zum vorherigen Impuls hat dieser Impuls nur 18 Abtastwerte und dadurch eine Impulsdauer von $T_{\text{Sym}} = 26$ ns.

In Abbildung 80 ist die Messung des auf $f(t) = 7,25$ GHz hochgemischten Impulses im Zeitbereich dargestellt.

Im FPGA kann man anhand des Konfigurators die verschiedene Impulse auswählen, hier durch einen variablen Zeiger realisiert. Man kann erkennen, dass man im gleichen Aufbau mit der Wahl des Impulses die UWB-Frequenzmaske mehr oder weniger effektiv ausnutzen kann. In Abbildung 81 ist das Spektrum eines erzeugten Impulses zu sehen, der die Maske von UWB nicht effektiv ausfüllt und auch nicht den Bedingungen der UWB-Frequenzmaske entspricht, da er nur eine Bandbreite von rund 100 MHz besitzt. Die Maske ist relativ zur maximalen Sendeleistung eingetragen. Da es nicht die abgestrahlte Leistung ist, muss die Maske nicht absolut eingehalten werden. Hier gilt es die Maske optimal auszufüllen.

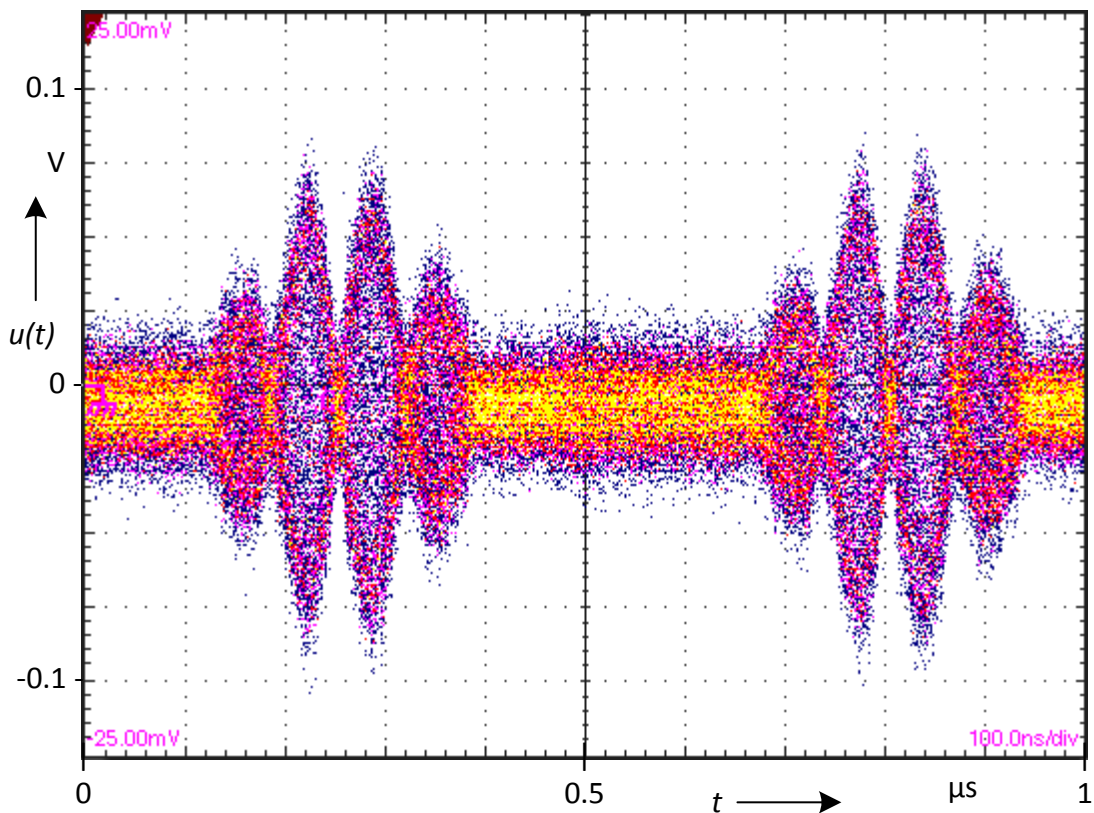


Abbildung 80: Sendeimpuls im Zeitbereich

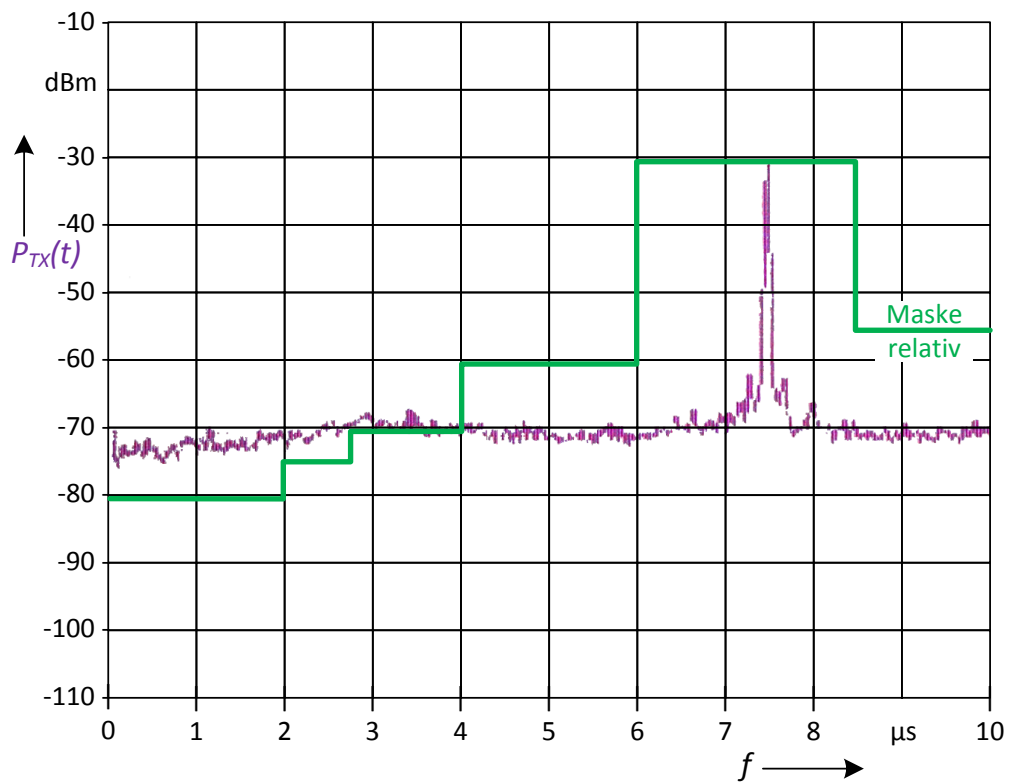


Abbildung 81: Spektrum eines hochgemischten Impulses mit einer Bandbreite von 100 MHz

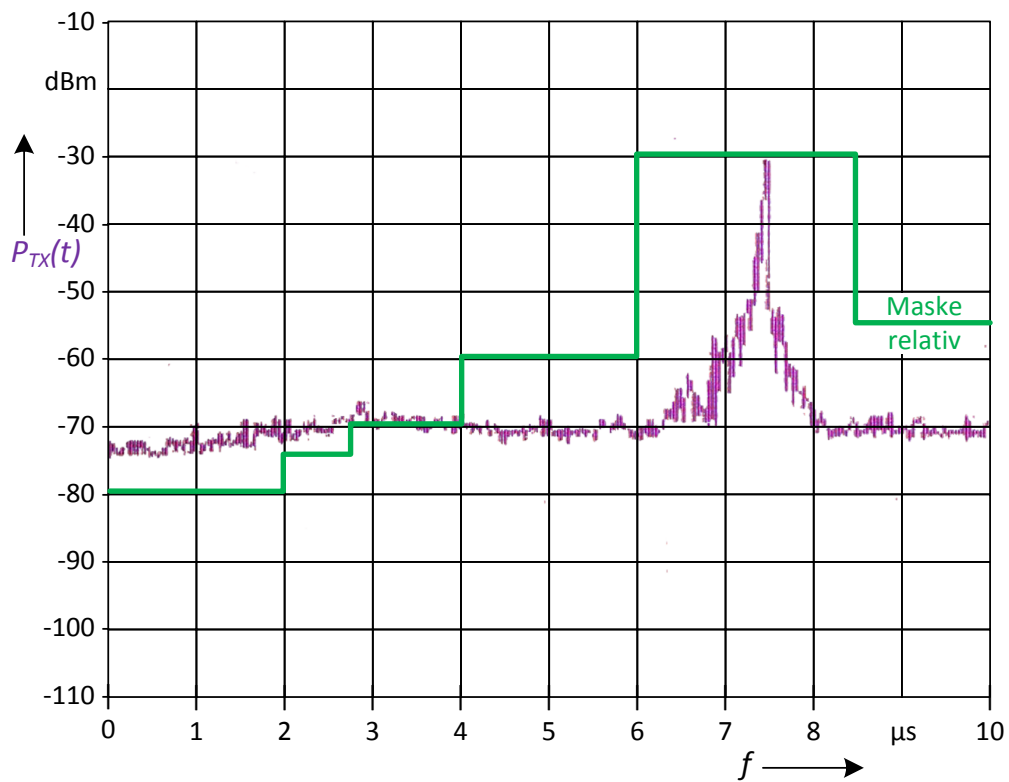


Abbildung 82: Spektrum eines hochgemischten Impulses mit einer Bandbreite von 200 MHz

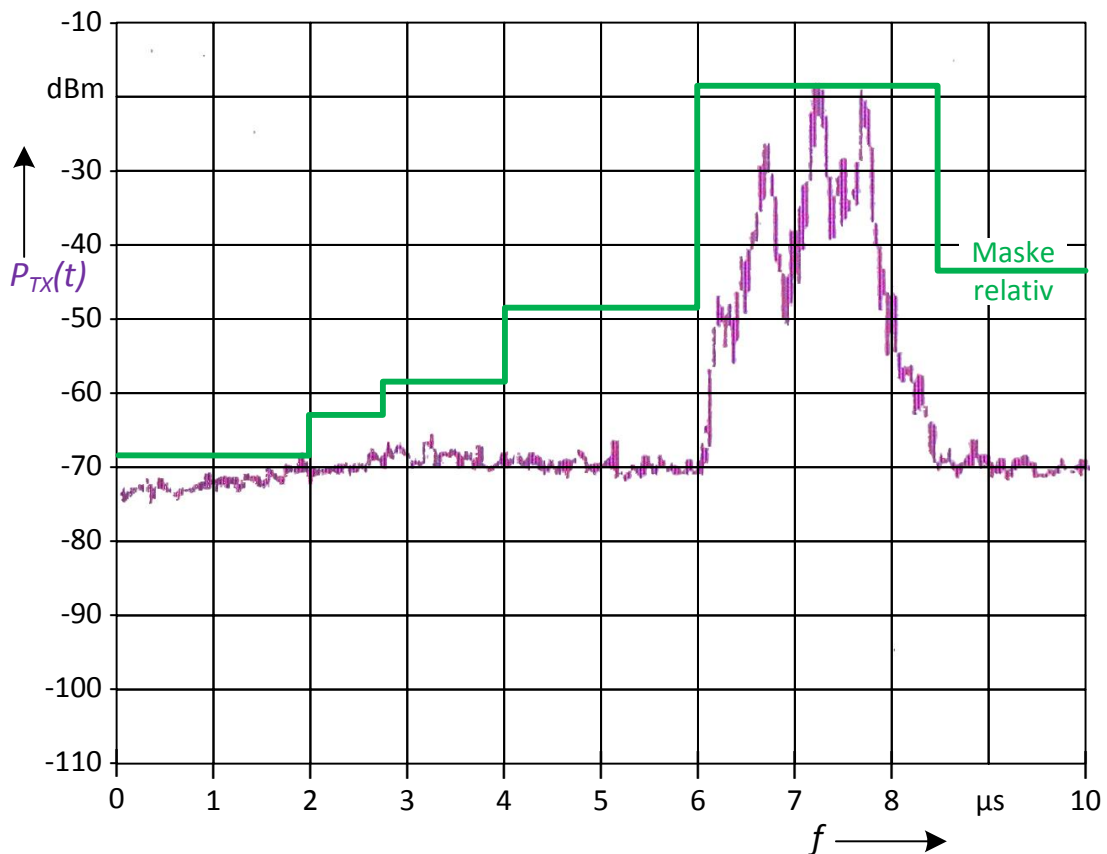


Abbildung 83: Spektrum eines hochgemischten Impulses mit guter Ausnutzung der UWB Maske

Durch Reduzieren der Abtastwerte des Impulses erhält man eine höhere Bandbreite und ein Spektrum, wie es in Abbildung 82 dargestellt ist. Auch hier ist die erlaubte Maske nicht effektiv ausgenutzt.

Bei der Messung in Abbildung 83 und 84 dahingegen ist mit einer Bandbreite von 800 MHz die Maske effektiver ausgenutzt. Mit einer besseren Ansteuerung des DAC ist eine Bandbreite von 2 GHz realisierbar.

Bis hierhin konnte gezeigt werden, dass der Impulsgenerator und Sender funktioniert und im für UWB vorgesehenen Spektrum sendet. In der folgenden Messung (siehe Abbildung 84) ist der Impuls dargestellt, wie er von dem Empfänger empfangen wird. Der Messpunkt ist direkt nach der Antenne und dem rauscharmen Verstärker lokalisiert.

Nachdem zu sehen war, dass ein Impuls beim Empfänger trotz schwieriger Umgebung ankommt, kann der Empfänger noch mit dem Hüllkurvendetektor

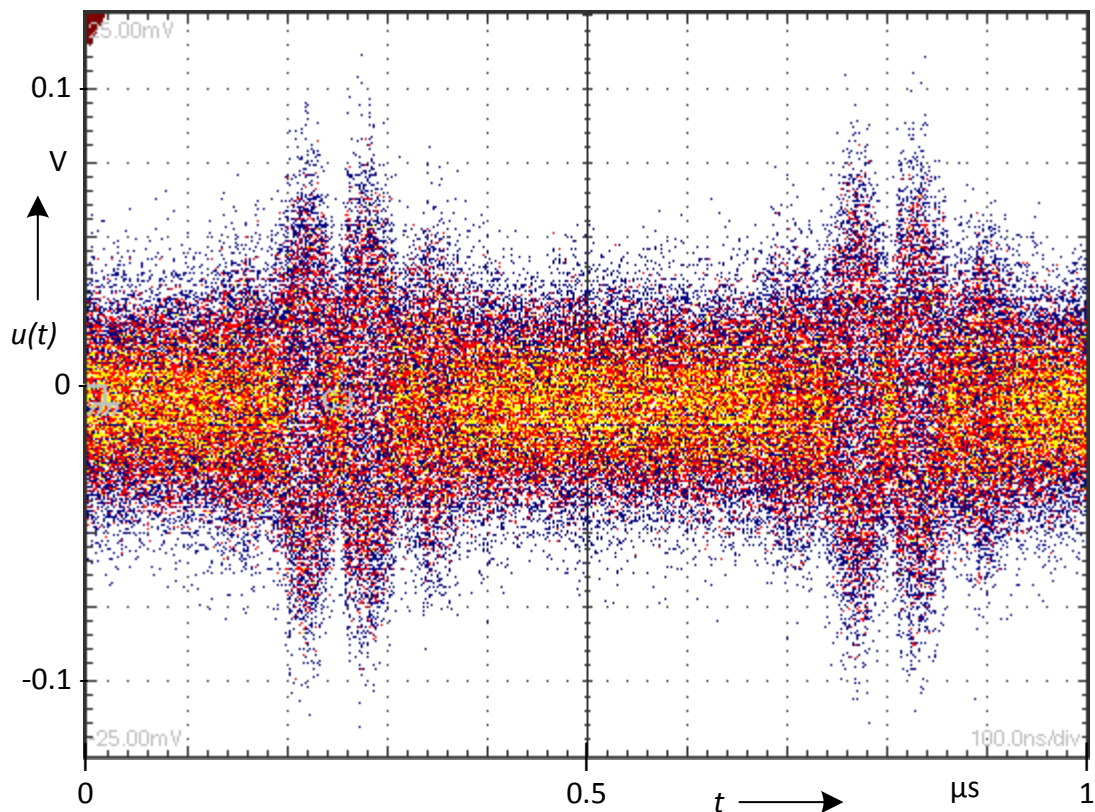


Abbildung 84: Empfangener Impuls nach Antenne und LNA

ADL5519 von Analog Devices [117] versehen werden. Dieser Hüllkurvendetektor ist zugekauft, eine Alternative wäre der Hüllkurvendetektor von Linear [118]. Der Kern des Hüllkurvendetektors ist ein sechsstufiger logarithmischer Verstärker (siehe Abbildung 85).

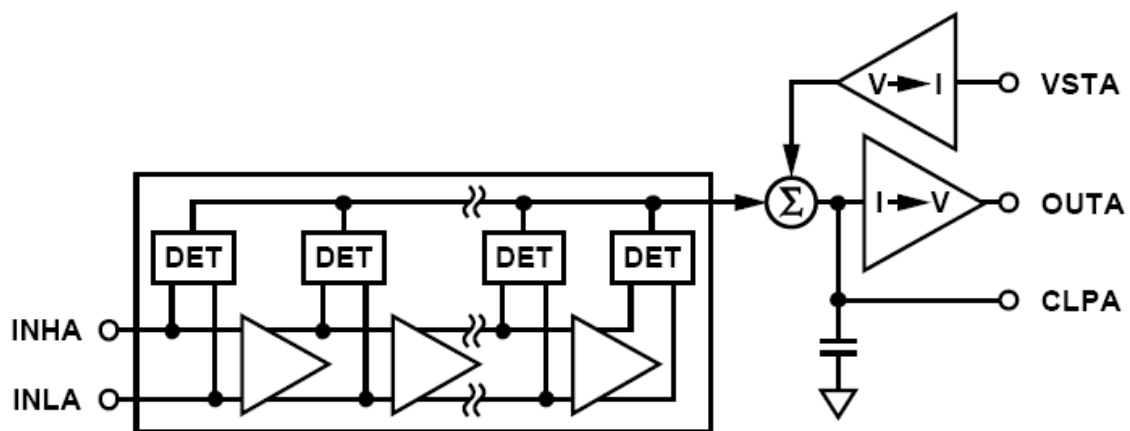


Abbildung 85: Sechsstufiger logarithmischer Verstärker für den Hüllkurvendetektor, [117]

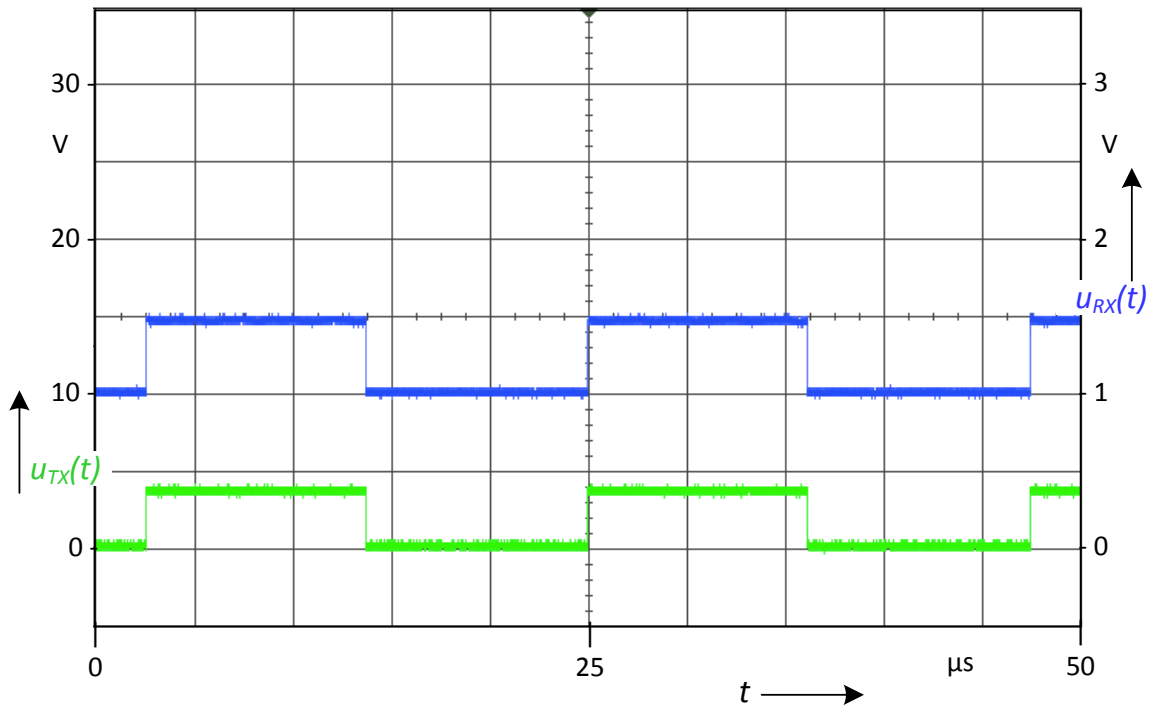


Abbildung 86: Serielle Daten vor (grün) und nach (blau) der Übertragung mit 22 Bit/s

Bei geringen Datenraten liefert er aus den Impulsen mit OOK-Modulation zuverlässig die gesendete Information zurück. In Abbildung 86 sind die Sendedaten in grün und die Empfangsdaten in blau dargestellt. Die Datenrate liegt hier bei 22 Bit/s, (Abbildung 86). Wenn man nun die Datenrate erhöht, erhält man schon bei einer Datenrate von 200 kBit/s eine deutliche Abflachung der Flanken der Empfangsdaten. Dies geht auf die hohe Trägheit des Hüllkurvendetektors zurück. In Abbildung 87 ist die Übertragung mit 200 kBit/s dargestellt, mit den Sendedaten in grün und den Empfangsdaten in blau.

Für den abschließenden Test wird die gesamte Übertragung zusammenschaltet und von einem PC ein serieller Datenstrom erzeugt, den der UWB-Sender aufnimmt, in UWB-Impulse moduliert und sendet (siehe Abbildung 75). Der Empfänger empfängt diese UWB-Impulse und digitalisiert den Leistungswert. Als Testdatei wurde das Testbild Lenna in verschiedenen Größen übertragen, zu sehen in Abbildung 88. Bedingt durch den Messaufbau war die Dateigröße beschränkt. Nach der Übertragung wurden die gesendete Datei und die empfangene verglichen und mögliche Fehler festgehalten. Bei allen Übertragungen bis zu einer Geschwindigkeit von 14,4 kBit/s konnte kein Fehler gefunden werden. Aufgrund der geringen

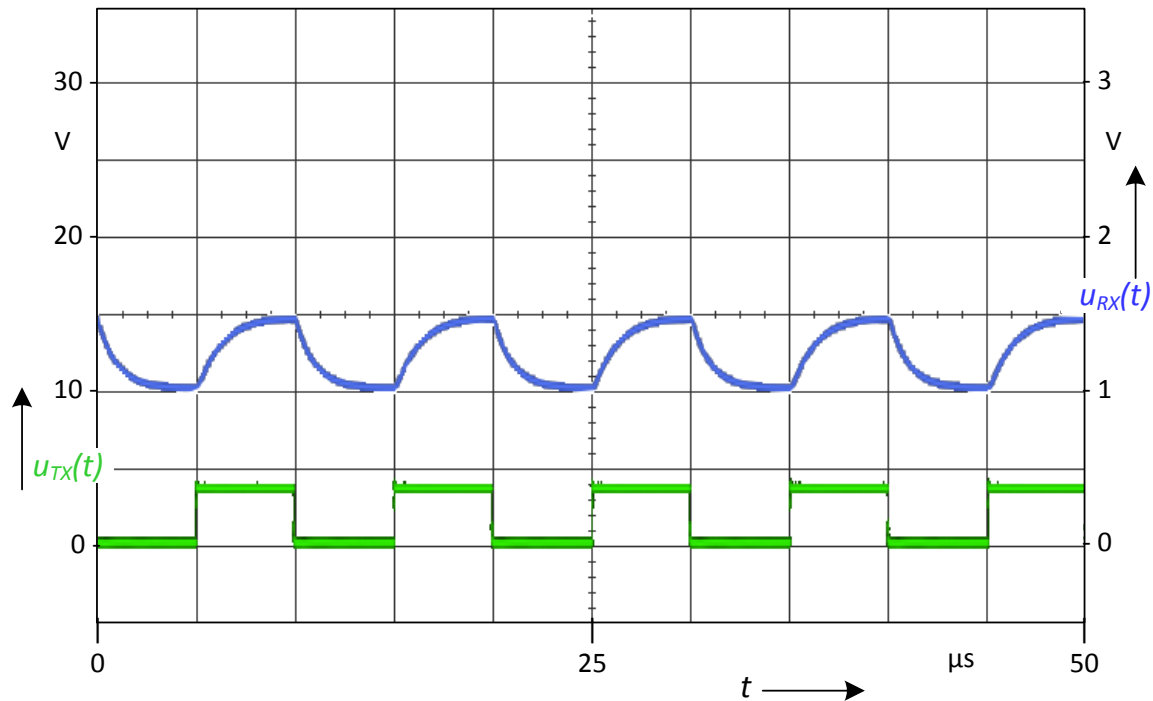


Abbildung 87: Serielle Daten vor (grün) und nach (blau) der Übertragung mit 200 kbit/s

Dateigröße liegt dadurch die Fehlerrate bei $BER \leq 3 \cdot 10^{-6}$. Die Übertragung findet im tatsächlich dafür vorgesehenen Band zwischen 6 GHz und 8,5 GHz statt. Der softwaredefinierte Sender kann mit dem aktuellem Aufbau bei einer Samplerate des DAC von 1340 MS/s und acht Abtastwerte pro Impuls bis zu 167,5 Millionen Impulse pro Sekunde senden. Bei der Modulation Transmitted Reference können damit bis zu 83,75 Mbit/s gesendet werden.



Abbildung 88: Testbild Lenna aus der Bilder-Datenbank des Signal & Processing Institute

7 Zusammenfassung und Ausblick

Durch die stetige Optimierung der Prozesse und Technologien hin zu einer effizienteren und wandlungsfähigeren Produktion werden auch die Anforderungen an die Wandlungsfähigkeit der Datenverbindungen immer höher. Insofern eine drahtlose Verbindung in der Fertigungsumgebung die Entwicklung einer größeren Wandlungsfähigkeit vereinfachen kann, gilt es eine drahtlose Funktechnologie zu finden, deren Datenübertragung den erhöhten Anforderungen entspricht, und sie dann zu evaluieren.

Der hier betrachtete Anwendungsfall verwendet eine drahtlose Verbindung als protokollunabhängige und transparente „Brücke“, um innerhalb einer Werkzeugmaschine den Feldbus über eine Distanz von bis zu 10 Metern zu überbrücken. Die Anforderungen werden abgeleitet aus dem Einsatz in der Fertigungsumgebung der wandlungsfähigen Fabrik, dem Qualitätsanspruch an die Daten und der Verwendung eines Feldbusses. Die Abhängigkeit der technologischen Parameter von diesen Anforderungen wird herausgearbeitet und dient dazu, die richtige Wahl der Funktechnologie zu treffen.

In Frage kommen dabei die Funktechnologien WLAN, Bluetooth, ZigBee und UWB. Bei der Untersuchung dieser Funktechnologien stellt sich heraus, dass die Funktechnologien, die das ISM-Band verwenden, aufgrund ihrer mangelnden Störfestigkeit nicht ausreichend zuverlässig sind. Daher fällt die Entscheidung zugunsten von UWB.

UWB bedeutet, dass bei der Kommunikation eine Bandbreite von mehr als 500 MHz benutzt wird. In Deutschland wurde 2008 das Band von 3,1 GHz bis 10,6 GHz für die UWB-Übertragung freigegeben. Im Anwendungsfall wird UWB mit einer impulsbasierten Übertragung ohne Trägerfrequenz verwendet. Zurzeit gibt es noch keine kommerzielle IR-UWB-Übertragungsstrecke. Auch Sender und Empfänger sind noch nicht verfügbar. Deshalb muss in dieser Arbeit die UWB-Übertragung von Grund auf neu entwickelt werden.

Die UWB-Übertragung wird in zwei Schritten realisiert. Im ersten Schritt wird ein modular aufgebauter Sender entwickelt, der zum Teil aus kommerziellen HF-

Komponenten besteht. Im zweiten Schritt wird eine Entwicklungsplattform für softwaredefiniertes UWB hergestellt, mit der man verschiedene Impulsformen und Modulationen in einem FPGA während der Laufzeit umschalten und vermessen kann. Das Ganze wird in den Feldbus PROFIBUS eingebettet und lässt sich mit einem Konfigurator über den Feldbus konfigurieren.

Zuerst wird für die Simulation der Übertragung ein Kanalmodell ausgearbeitet, das die Eigenschaften der Fertigungsumgebung in Betracht zieht. Um die gesetzlichen Vorgaben für die spektrale Leistungsdichte einzuhalten, wird ein Bandpassfilter entwickelt. Dieses ist mit einem zwölfstufigen Kapazitäts- und Impedanzwandlernetzwerk als Koppelleitungsschaltung realisiert. Für den Empfänger werden zwei Hüllkurvendetektoren entwickelt, die größtenteils als Leitungsschaltung arbeiten. Der Kodierer und Impulsgenerator wird im FPGA realisiert.

Die Messungen zeigen, dass mit Ausnahme der Hüllkurvendetektoren alle Einzelkomponenten wie erwartet funktionieren. Es gelingt, abhängig von den eingehenden Daten mit dem FPGA einen Impuls zu generieren, diesen zu senden und dann wieder zu empfangen. Da die Detektoren aber nicht so funktionieren, wie simuliert wurde, lassen sich die empfangenen Impulse nicht wieder in digitale Daten umwandeln.

Im zweiten Schritt wird die Entwicklungsplattform für softwaredefinierte und impulsbasierte Ultrabreitbandtechnik hergestellt. Dazu werden bestehende Komponenten verwendet und zusätzliche Komponenten neu entwickelt. Die Signalverarbeitung wird zumeist softwaredefiniert mit dem FPGA realisiert. Für die Wandlung in analoge Impulse kommt ein schneller DAC mit einer Wandlerrate von 28 GS/s zum Einsatz. Die Einbindung in den Feldbus erfolgt über eine Schnittstellenplatine und eine Schnittstelle in der Programmierung im FPGA. Für die Konfiguration der Signalverarbeitung im FPGA wird ein Konfigurator, der als PROFIBUS-Slave über den Feldbus angesteuert werden kann, entwickelt und verifiziert.

Für eine zuverlässige Übertragung sollte man die erlaubte spektrale Maske effektiv nutzen. Zur Optimierung der Impulse gibt es verschiedene Möglichkeiten:

analytische Berechnung, digitales Filtern elementarer Impulse, numerische Herleitung und numerische Optimierung mit Algorithmen. Da die digitale Impulssynthese den digitalen Effekten unterliegt, wird der Einfluss der Quantisierung und Begrenzung auf eine Auflösung, die man in der gewünschten Geschwindigkeit noch handhaben kann, untersucht.

Als zusätzliche Komponente für eine breitbandige Übertragung wird eine Vivaldi-Antenne entwickelt. Die Simulationsergebnisse ließen sich in einer Messung verifizieren. Für den Empfänger wird ein neuer Hüllkurvendetektor verwendet, der allerdings eine geringere Dynamik aufweist.

Nach dem Zusammenschalten aller entwickelten Komponenten ließ sich im Gesamtaufbau eine Übertragung messen. Bedingt durch den Empfänger, beträgt die Datenrate der fehlerfreien Übertragung 14,4 kBit/s. Die Übertragung findet tatsächlich im dafür vorgesehenen Band statt. Der softwaredefinierte Sender kann mit dem aktuellem Aufbau bei einer Samplerrate des DAC von 1340 MS/s und acht Abtastwerten pro Impuls bis zu 167,5 Impulse senden. Bei der Modulation Transmitted Reference können damit bis zu 83,75 Mbit/s gesendet werden.

Um die Entwicklungsplattform noch weiter zu verbessern, muss man die schnellen Schnittstellen des FPGAs verwenden. Dadurch entfällt die momentane Begrenzung von 1340 MS/s, und der DAC kann mit höchster Geschwindigkeit ausgenutzt werden.

Auf der Empfängerseite gibt es noch viel Potenzial, denn der Hüllkurvendetektor im Empfänger bildet den Flaschenhals bei der Datenrate. Eine Datenrate im Bereich von 100 Mbit/s ist erreichbar.

Der diskrete und modulare Aufbau birgt etliche Probleme, die die Signalintegrität betreffen. Viele Messprobleme und unerwünschte Nebeneffekte gehen auf den aufwändigen und verteilten Messaufbau zurück. Er macht eine sehr große Anzahl von Messgeräten nötig, die eine Messung in der realen Fertigungsumgebung erschweren. Erstrebenswert wäre daher eine integrierte Lösung. Sie böte den großen Vorteil, die hohe Energieeffizienz erzielen zu können, die durch die Verwendung von UWB ermöglicht wird.

Literaturverzeichnis

- [1] E. Westkämper und E. Zahn, Wandlungsfähige Produktionsunternehmen, Hrsg., Berlin: Springer, 2005
- [2] M. Griesenbach, „Marktstudie Industrieller Kommunikation: Feldbus Ethernet Wireless: Ergebnisse einer Befragung von Unternehmen aus dem Maschinenbau im Januar/Februar 2008,“ Bd. 2008.
- [3] I. Näther, „Zuverlässig funken im industriellen Bereich“. *elektrotechnik, Das Automatisierungs-Portal*.
- [4] Phoenix Contact GmbH & Co. KG, Hrsg., Serial Bluetooth Converter for V.24 (RS-232), RS-422, and RS-485 2-Wire Bus Systems PSI-WL-RS232-RS485/BTPSI-WL-RS232-RS485/BT, TNR:102403-00-GB, Blomberg, Deutschland.
- [5] L. Rauchhaupt, „Funkgestützte Kommunikation in der Automatisierungstechnik,“ *Automatisierungstechnik*, Nr. 53, 2005.
- [6] M. Alberts, Analysis of the IEEE 802.15.4a Ultra Wideband Physical Layer Through Wireless Sensor Network Simulations in Omnet++, Pretoria: University of Pretoria.
- [7] M. Eisenacher, Optimierung von Ultra-Wideband-Signalen (UWB), Institut für Nachrichtentechnik - Communications Engineering Lab (INT - CEL), Karlsruhe, 2006.
- [8] J. Timmermann, Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-Übertragung, Karlsruhe: KIT Scientific Publishing, 2010, pp. XII, 178 S..
- [9] K. Schwieger, Betrachtungen zur Energieeffizienz in Funknetzwerken mit geringer Datenrate, Dresden: Vogt, 2006, pp. VII, 130 S.
- [10] International Organization for Standardisation. (ISO) (1991), Hrsg., ISO/IEC:

- 9126 Information technology Software Product Evaluation-Quality characteristics and guidelines for their use.
- [11] ZVEI, Hrsg., Koexistenz von Funksystemen in der Automatisierungstechnik, 2008, p. 20.
- [12] Verein Deutscher Ingenieure, Hrsg., VDI 4001 Blatt 1, Allgemeine Hinweise zum VDI-Handbuch Technische Zuverlässigkeit, ICS 21.020, VDI-Richtlinie, Düsseldorf: Verein Deutscher Ingenieure, 2009-03.
- [13] Verein Deutscher Ingenieure, Hrsg., VDI 4001 Blatt 2, Terminologie der Zuverlässigkeit, ICS 01.040.21, VDI-Richtlinie, Düsseldorf: Verein Deutscher Ingenieure, 2006-07.
- [14] Verein Deutscher Ingenieure, Hrsg., VDI 4003 Zuverlässigkeitsmanagement - Reliability Management, ICS 21.020, VDI-Richtlinie, Düsseldorf: Verein Deutscher Ingenieure, 2009-03.
- [15] B. Bertsche, Zuverlässigkeit mechatronischer Systeme, Berlin ;, Heidelberg [u.a.]: Springer, 2009, pp. XII, 464 S..
- [16] IEEE, Hrsg., IEEE Std 802.11-2007 Standard for Information Technology-Telecommunications and Information Exchange Between Systems-Local and Metropolitan Area Networks-Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, New York, 2007.
- [17] Bundesnetzagentur, Test Allgemeinzuteilung von Frequenzen im Frequenzbereich 2400,0 – 2483,5 MHz für die Nutzung durch die Allgemeinheit in lokalen Netzwerken; Wireless Local Area Networks (WLAN-Funkanwendungen).
- [18] Bundesnetzagentur, Allgemeinzuteilung von Frequenzen in den Bereichen 5150 MHz - 5350 MHz und 5470 MHz - 5725 MHz für Funkanwendungen zur breitbandigen Datenübertragung, WAS/WLAN („Wireless Access Systems including Wireless Local Area Networks“).

- [19] H&D Wireless, Hrsg., Datenblatt: HDG104-WiFi 802.11b/g System in Package, Kista, Sweden.
- [20] Digi International Inc., Hrsg., Datenblatt: RabbitCore RCM4400W OEM User's Manual, Minnetonka, 2009.
- [21] Laird Technologies, Hrsg., Datenblatt: High-Performance 802.11b/g Module WLM400, 2010.
- [22] Lantronix, Hrsg., Datenblatt: PremierWave® EN 940-001c, 2011.
- [23] Farnell, „Farnell Elektronik Distributor Onlinekatalog,“ [Online]. Available: <http://de.farnell.com/>. [Zugriff am 1 3 2012].
- [24] IEEE, Hrsg., IEEE Std 802.15.4-2011 Standard for Local and metropolitan area networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), New York, 2011.
- [25] ZigBee Alliance, *ZigBee Specification*, ZigBee Standards Organization, Hrsg., San Ramon, CA.
- [26] *ISO-OSI Modell: Information technology - Open Systems Interconnection - Basic Reference Model - The Basic Model*, 1994 Hrsg.
- [27] Reichelt, „Reichelt Elektronik Onlinekatalog,“ [Online]. Available: www.reichelt.de. [Zugriff am 1 3 2012].
- [28] R. Lemos, „Angriff der Killerbiene,“ *Technology Review*, Bd. 2010, 2010.
- [29] Atmel, Hrsg., Datenblatt: ZigBit™ 2.4 GHz Wireless Modules ATZB-24-A2/B0 Rev 8226B, 2009.
- [30] MaxStream Inc., Hrsg., Datenblatt: XBee™/XBee-PRO™ OEM RF Modules Product Manual Rev v1.xAx, Lindon UT.
- [31] Texas Instruments Incorporated, Hrsg., Datenblatt: CC2530, A True System-on-Chip Solution for 2.4-GHz IEEE 802.15.4 and ZigBee Applications, Rev. B SWRS081A, Dallas, 2009.

- [32] Digi International Inc., Hrsg., Datenblatt: XBee™ ZigBee®/802.15.4 Modules XB24-Z7CIT-004, 2006.
- [33] IEEE, Hrsg., IEEE Std 802.15.1 Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements. - Part 15.1: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs), New York, 2005.
- [34] Bluetooth SIG, Hrsg., Specification of the Bluetooth System, 2010.
- [35] AMBER wireless GmbH, Hrsg., Manual AMB2300 Ver. 1.7, Köln, 2007.
- [36] Panasonic Electronic Devices Europe GmbH, Hrsg., Datenblatt: ENW89818C2JF Class 1 or 2 Bluetooth Module, Lüneburg, 2011.
- [37] ADEUNIS RF, Hrsg., Datenblatt: ARF52 Bluetooth® Modules, Crolles, Frankreich, 2007.
- [38] Texas Instruments Incorporated, Hrsg., Datenblatt: CC2540 2.4-GHz Bluetooth® low energy System-on-Chip, Dallas, 2011.
- [39] IEEE, Hrsg., IEEE Std 802.15.4a-2007 Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirement Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs), New York, 2007.
- [40] Bundesnetzagentur, Allgemeinzuteilung von Frequenzen für die Nutzung durch Anwendungen geringer Leistung der Ultra- Wideband (UWB) Technologie, 2008.
- [41] Bundesnetzagentur, Allgemeinzuteilung von Frequenzen für die Nutzung durch Ultraweitband-Anwendungen geringer Leistung (UWB), 2010.
- [42] CableToGo, Hrsg., Datenblatt: TruLink™ Wireless USB to HDMI® Kit.
- [43] E. Oswald, „Cognitive Radio für lokale Industrienetze“. *Fraunhofer ESK*,

München.

- [44] VDI/VDE 2185 *Funkgestützte Kommunikation in der Automatisierungstechnik*, Bde. 1, Düsseldorf.
- [45] J. Jasperneite und M. Peter, „Echtzeitaspekte beim Einsatz von Funktechnologien im Feldbusbereich,“ *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, Bd. 117, Nr. 5, pp. 345-348, 2000.
- [46] P. F. Smulders, *60 GHz radio: prospects and future directions*, Eindhoven University of Technology, Department of Electrical Engineering,, Eindhoven, The Netherlands, 2003.
- [47] J. B. Radic, A. M. Djugova und M. S. Videnovic-Misic, „Low power IR-UWB pulse generator in 0.18 um CMOS technology,“ Bd. 2, 2011, pp. 761-764.
- [48] R. Khalaf und I. Rubin, „Improving the Bit-per-Joule Performance of IEEE 802.11 Based Wireless Networks through High Power Transmissions,“ 2008, pp. 1-6.
- [49] HMS Industrial Networks AB, Hrsg., Datenblatt: Anybus Wireless Bridge, MM0020 Version 2, 2011.
- [50] HMS Industrial Networks AB, Hrsg., Product Guide: Anybus Wireless Bridge – Ethernet to WLAN 2.4 GHz, SCM-1200-109, Version 1, 2011.
- [51] E-Senza Technologies GmbH, Hrsg., Datenblatt: SenzaGate SG130/ SG131 - Wireless Communication Gateways, Konstanz, 2011.
- [52] E-Senza Technologies GmbH, Hrsg., Datenblatt: SenzaGate SG132 - Wireless I/O Gateways, Konstanz: E-Senza Technologies GmbH, 2011.
- [53] L. Smaini, C. Tinella, D. Helal, C. Stoecklin, L. Chabert, C. Devaucelle, R. Cattenoz, N. Rinaldi und D. Belot, „Single-chip CMOS pulse generator for UWB systems,“ *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, Bd. 41, Nr. 7, pp. 1551-1561, 2006.
- [54] Shengxi Diao und Yuanjin Zheng, „An ultra low power and high efficiency UWB

- transmitter for WPAN applications," 2008, pp. 334-337.
- [55] T. Norimatsu, R. Fujiwara, M. Kokubo, M. Miyazaki, A. Maeki, Y. Ogata, S. Kobayashi, N. Koshizuka und K. Sakamura, „A UWB-IR Transmitter With Digitally Controlled Pulse Generator," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, Bd. 42, Nr. 6, pp. 1300-1309, 2007.
- [56] Caixia Chen, Manh Anh Do, Kiat Seng Yeo und Chirn Chye Boon, „A low power UWB direct conversion receiver with pulse detectors," 2009, pp. 17-20.
- [57] C. M. Keller, J. M. Burkhart und T. T. Phuong, „Ultra-Wideband Direct Sampling Receiver," 2007, pp. 387-392.
- [58] P. Saad, R. Merz, F. Chastellain, C. Robert, U. Yodprasit, C. Botteron, P.-A. Farine, R. Caillet, A. Heubi und N. Senouci, „A low-power, low data-rate, Ultra-wideband receiver architecture for indoor wireless systems," Bd. 1, 2008, pp. 37-40.
- [59] J. Ryckaert, G. van der Plas, V. Heyn, C. Desset, G. Vanwijnsberghe, B. van Poucke und J. Craninckx, „A 0.65-to-1.4nJ/burst 3-to-10GHz UWB Digital TX in 90nm CMOS for IEEE 802.15.4a," 2007, pp. 120-591.
- [60] G. Dolmans und K. Philips, „An UWB Transceiver for IEEE 802.15.4a WPAN," 2008, pp. 710-712.
- [61] M.-G. Benedetto, T. K. Andreas, F. Molisch, I. Oppermann, C. Politano und D. Porcino, *UWB communication systems - A Comprehensive Overview*, New York (N.Y.): Hindawi Publ., op. 2006, pp. 1 vol. (XIII-497).
- [62] Young-Jin Park, Soon-Woo Lee, Chang-Wook Yoon, Yun Seong Eo und Kwan-Ho Kim, „Low complexity impulse radio based UWB (IR-UWB) transceiver," 2007, pp. 673-676.
- [63] S. Olonbayar, D. Kreiser und R. Kraemer, „Performance and design of IR-UWB transceiver baseband for wireless sensors," 2009, pp. 809-813.
- [64] M. D. Blech, P. Neumaier, A. T. Ott, A. A. Zan und T. F. Eibert, „Performance analysis of a software defined subsampling ultra-wideband B-/QPSK impulse

- radio transceiver," 2009, pp. 112-115.
- [65] S. Wood und R. Aiello, Essentials of UWB - Cambridge Wirelless Essentials Series, Cambridge: Cambridge University Press, 2008, pp. Online-Datei.
- [66] C. E. Shannon, "Communication in the Presence of Noise," Proceedings of the IEEE, Bd. 86, Nr.2, pp. 447-457, 1998
- [67] B. Allen, Ultra-wideband antennas and propagation for communications, radar and imaging, Chichester [u.a.]: Wiley, 2007
- [68] M. Ghavami, L. B. Michael und R. Kohno, Ultra wideband signals and systems in communication engineering, 2nd Hrsg., Chichester: Wiley, 2007
- [69] Europäischen Union, *ENTSCHEIDUNG DER KOMMISSION vom 21. Februar 2007 über die Gestattung der harmonisierten Funkfrequenznutzung für Ultrabreitbandgeräte in der Gemeinschaft (Bekannt gegeben unter Aktenzeichen K(2007) 522), 2007/131/EG.*
- [70] Federal Communications Commission (FCC), *Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, FCC 02-48, FCC 02-48, ET Docket 98-153 Hrsg., Washington, D.C. 20554.*
- [71] H. Nikookar und R. Prasad, Introduction to ultra wideband for wireless communications, [New York]: Springer Science+Business Media, 2009, pp. Online-Datei.
- [72] European Telecommunications Standards Institute ETSI, Hrsg., ETSI EN 302 065 V1.2.1 (2010-07) - Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Short Range Devices (SRD) using Ultra Wide Band technology (UWB) for communications purposes; Harmonized EN covering the essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive, Sophia Antipolis Cedex, France: ETSI, 2010-07.
- [73] D. D. Wentzloff, Pulse-Based Ultra-Wideband Transmitters for Digital Communication, Massachusetts Institute of Technology, June 2007.

- [74] H. Nuskowski, *Digitale Signalübertragung*, 2., neu bearb. u. erg. Hrsg., Dresden: Jörg Vogt Verlag, 2009, p. 200 S.
- [75] M. Felser, *PROFIBUS Manual: A collection of information explaining PROFIBUS networks*, Berlin: epubli GmbH, 2011, p. 240.
- [76] F. Maier, „Entwurf und Realisierung einer Profibus-Schnittstelle und Testbench für eine Datenübertragung im Ultra Breitband (UWB),“ Universität Stuttgart, Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik, Stuttgart, 21. Mai 2010.
- [77] HMS Industrial Networks AB, Hrsg., *Tool für Test und Inbetriebnahme für Profibus-DP/DPV1-Slaves*, Nr: 017505, Part No: MM0055 - Version No 1 - 02/2007, 2007.
- [78] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, C.-c. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster und K. Siwiak, „IEEE 802.15.4a channel model - final report,“ [Online]. Available, 2004.
- [79] M. Dohler, J. Liu, R. M. Buehrer, S. Venkatesh und B. Allen, *Large- and Medium-scale Propagation Modelling // Ultra-wideband antennas and propagation for communications, radar and imaging*, Chichester [u.a.]: Wiley, 2007, pp. XXXI, 475 S..
- [80] G. Kadel und R. W. Lorenz, „Impact of the radio channel on the performance of digital mobile communication systems,“ *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1995. PIMRC'95.*, Bd. 2, pp. 419-423 vol.2.
- [81] J.-P. Rossi, „Influence of measurement conditions on the evaluation of some radio channel parameters,“ *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Bd. 48, Nr. 4, pp. 1304-1316, 1999.
- [82] R. C. Qiu und I-Tai Lu, „Wideband wireless multipath channel modeling with path frequency dependence,“ *IEEE International Conference on Communications, 1996. ICC 96, Conference Record, Converging Technologies for Tomorrow's Applications. 1996*, Bd. 1, pp. 277-281 vol.1.

- [83] R. C. Qiu und I-Tai Lu, „Multipath resolving with frequency dependence for wide-band wireless channel modeling,“ *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Bd. 48, Nr. 1, pp. 273-285, 1999.
- [84] A. A. M. Saleh und R. Valenzuela, „A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation,“ *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, Bd. 5, Nr. 2, pp. 128-137, 1987.
- [85] S. Venkatesh, R. M. Buehrer, J. Liu, M. Dohler und B. Allen, *Small-Scale Ultra-Wideband Propagation Modelling // Ultra-wideband antennas and propagation for communications, radar and imaging*, Chichester [u.a.]: Wiley, 2007.
- [86] T. Schmid, „Vergleich von Hochfrequenz-Schaltungen in Simulation und Messung,“ Studienarbeit, Universität Stuttgart, Stuttgart, April 2009.
- [87] G. Gronau, *Höchstfrequenztechnik*, Berlin: Springer, 2001.
- [88] K. C. Gupta, *Microstrip lines and slotlines*, 2nd Hrsg., Boston: Artech House, 1996.
- [89] J. F. White, *High frequency techniques*, [Piscataway, N.J.?], Hoboken, N.J.: IEEE Press;Wiley-Interscience, 2004, pp. xxii, 502.
- [90] H. Chen und Y. Zhang, „Design of an UWB bandpass filter using microstrip-coplanar transition structure with composite CPW open/short-circuited resonators,“ Bd. 1, 2008, pp. 366-368.
- [91] B.-S. Kwon, S.-S. Myoung, Y.-H. Kim und J.-G. Yook, „Co-planar waveguide filter with ground perforation for ultra-wideband system,“ Bd. 3, 2005, p. 4 pp.
- [92] W. Zong, X. Zhu, C. You und J. Wang, „Design and implement of compact UWB bandpass filter with a frequency notch by consisting of coupled Microstrip line structure, DGS and EOS,“ 2009, pp. 179-182.
- [93] J. Marimuthu und M. Esa, „Equivalent J - Inverter Network Parameters Analysis and Cancellation of Spurious Response of Parallel Coupled Microstrip Line,“ *RF and Microwave Conference, 2006. RFM 2006. International*, Bd. 2006,

- pp. 247-252, 2006.
- [94] M. Kohlenbecker, „Entwurf und Realisierung einer Ultrabreitband Übertragungsstrecke,“ Diplomarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik, Stuttgart, November 2009.
- [95] Infineon Technologies AG, Hrsg., Datenblatt: BAT 15 Silicon Schottky Diodes, München, Germany, 19.04.2007.
- [96] Xilinx Inc., Hrsg., Virtex-4 FPGA User Guide XC4VFX100, UG070 (v2.6) December 1, December 1, 2008.
- [97] Xilinx Inc., Hrsg., ML42x User Guide UG087: Virtex-4 FX FPGA RocketIO Characterization Platform, v1.3, May 30, 2008.
- [98] Xilinx Inc., Hrsg., User Guide UG076: Virtex-4 RocketIO Multi-Gigabit Transceiver, v4.1, November 2, 2008.
- [99] Mini Circuits, Hrsg., Datenblatt Coaxial Frequency Mixer WIDE BAND ZX05-153+ Level 7 (LO Power +7 dBm) 3400 to 15000 MHz, New York: Mini Circuits.
- [100] Mini Circuits, Hrsg., Datenblatt Coaxial Amplifier ZHL-42, 50 Ohm Medium High Power 700 to 4200 MHz, New York: Mini Circuits.
- [101] Linear Technology Corp., Hrsg., LTC2856-1, 20Mbps and Slew Rate Limited 15kV RS485/RS422 Transceivers, LT 0308 REV E, Milpitas, CA, 2006.
- [102] B. Yang, Vorlesung Entwurf digitaler Filter, Lehrstuhl für Systemtheorie und Signalverarbeitung Universität Stuttgart, Stuttgart, 2009.
- [103] J. Hoffmann und F. Quint, Signalverarbeitung mit MATLAB und Simulink, München ;, Wien: Oldenbourg, 2007.
- [104] A. V. Oppenheim und R. W. Schafer, Zeitdiskrete Signalverarbeitung, München: Oldenbourg Verlag, 1999
- [105] T. Alpert, F. Lang, D. Ferenci, M. Grozing und M. Berroth, A 28GS/s 6b pseudo segmented current steering DAC in 90nm CMOS, Baltimore, USA: IEEE

- International Microwave Symposium, 2011.
- [106] T. Alpert, F. Lang, M. Grözing und M. Berroth, A 28 GS/s 6 bit CMOS DAC with Real-Time Interface, Helsinki, Finland: European Solid-State Circuits Conference, 2011.
- [107] A. Krukowski und I. Kale, „Two approaches for fixed-point filter design bit-flipping algorithm and constrained downhill simplex method,“ in *Signal Processing and Its Applications*, Bd. 2, 1999.
- [108] M. Möller, Entwurf und Implementierung eines Software definierten Senders für eine Ultra-Wideband Übertragungsstrecke, Diplomarbeit, Stuttgart, 2011.
- [109] Z. N. Chen, T. S. P. See und X. Qing, „Small ground-independent planar UWB antenna,“ 2006.
- [110] S. Licul, J. Noronha, W. Davis, D. Sweeney, C. Anderson und T. Bielawa, „A parametric study of time-domain characteristics of possible UWB antenna architectures,“ IEEE, 2003.
- [111] J. Powell, New Mexico State University, May 7, 2004.
- [112] J. H. Reed, An introduction to Ultra Wideband Communication systems, Upper Saddle River, N.J. ;, London: Prentice Hall PTR, 2005.
- [113] M. D. Blech, Antennen und Sende-/Empfangskonzepte für pulsbaasierte, ultra-breitbandige Kommunikations- und Lokalisierungsanwendungen, 1 Hrsg., München: Verl. Dr. Hut, 2010.
- [114] C. A. Balanis, Antenna theory, 3e édition. Hrsg., Hoboken (N.J.): J. Wiley-Interscience, op. 2005.
- [115] P. Cerny, J. Nevrlý und M. Mazanek, „Optimization of tapered slot Vivaldi antenna for UWB application,“ IEEE, 2007.
- [116] T. Alpert, M. Werz, F. Lang, D. Ferenci, M. Masini, M. Grözing und M. Berroth, Arbitrary Waveform Generator Based on FPGA and High-Speed DAC with Real-Time Interface, Aachen: PRIME 2012.

- [117] Analog Devices, Hrsg., Datenblatt: 1 MHz to 10 GHz, 62 dB Dual Log Detector/Controller ADL5519, Rev. A, Norwood, MA, USA, 2008.
- [118] Linear Technology Corp., Hrsg., Datenblatt: LTC5533, 300MHz to 11GHz Precision Dual RF Power Detector, LT/TP 0105 1K, Milpitas, CA, 2005.
- [119] Aarlon Materials for Electronics, Datasheet CuClad® Microwave Materials, Rancho Cucamonga CA, 1998

Lebenslauf - wissenschaftliche Ausbildung

Michelangelo Masini

Geburt: 08. Dezember 1980 in Rom, Italien

Staatsangehörigkeit: italienisch

08/1987 – 06/2000 Freie Waldorfschule Esslingen

Abschluss: Allgemeinen Hochschulreife

10/2001 – 4/2008 Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik,
Universität Stuttgart

Vertiefung: Informationsverarbeitung und Technische
Informatik

05/2008-07/2012 Promotion an der Graduate School of Excellence advanced
Manufacturing Engineering, GSaME und am Institut für
Elektrische und Optische Nachrichtentechnik, Universität
Stuttgart

Betreuung: Prof. Dr.-Ing. Manfred Berroth

Eigene Veröffentlichungen

Gunter Fischer, Denys Martynenko, Oleksiy Klymenko, Sonom Olonbayar, Dan Kreiser, Johannes Digel, Michelangelo Masini, Markus Grözing, Rolf Kraemer: *IR-UWB single-chip transceiver for high-band operation compliant to IEEE 802.15. 4a*, IEEE, Sydney, Australia, 2013, pp. 270-277, Ultra-Wideband (ICUWB), 2013 IEEE International Conference on, DOI:10.1109/ICUWB.2013.6663861

Johannes Digel, Michelangelo Masini, Markus Grözing, Manfred Berroth, Gunter Fischer, Sonom Olonbayar, Hans Gustat, Johann-Christoph Scheytt: *Integrator and Digitizer for a non-coherent IR-UWB Receiver*, IEEE, Austin, Texas, 2013, pp. 93-95, Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2013 IEEE 13th Topical Meeting on, DOI: 10.1109/SiRF.2013.6489443

Thomas Alpert, Marc Werz, Felix Lang, Damir Ferenci, Michelangelo Masini, Markus Grözing, Manfred Berroth: *Arbitrary Waveform Generator Based on FPGA and High-Speed DAC with Real-Time Interface*, VDE, Aachen, Germany, 2012, pp. 1-4, Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 2012 8th Conference on, E-ISBN: 978-3-8007-3442-9

Johannes Digel, Michelangelo Masini, Markus Grözing, Manfred Berroth, Gunter Fischer, Sonom Olonbayar, Hans Gustat, Johann-Christoph Scheytt: *A 6 bit and a 7 bit 80 MS/s SAR ADC for an IR-UWB receiver*, IEEE, Tel Aviv, Isreal, 2011, pp. 1-4, Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), 2011 IEEE International Conference on, DOI: 10.1109/COMCAS.2011.6105902

Johannes Digel, Michelangelo Masini, Markus Grözing, Manfred Berroth, Gunter Fischer, Sonom Olonbayar, Hans Gustat, Johann-Christoph Scheytt: *An Integrating*

Digitizer for an IR-UWB Receiver, VDE, Erlangen, Germany, 2011, Conference: ANALOG '11 - 12. GMM/ITG-Fachtagung, ISBN 978-3-8007-3369-9

Markus Grözing, Thomas Alpert, Felix Lang, Hao Huang, Damir Ferenci, Michelangelo Masini, Manfred Berroth: *25 GS/s 6 bit DACs and ADCs for 100 Gbit/s Photonic Networks*, Shanghai, China, 2011, 1st Chinese-German Young Scientists Forum on Microelectronics and Microwave Systems

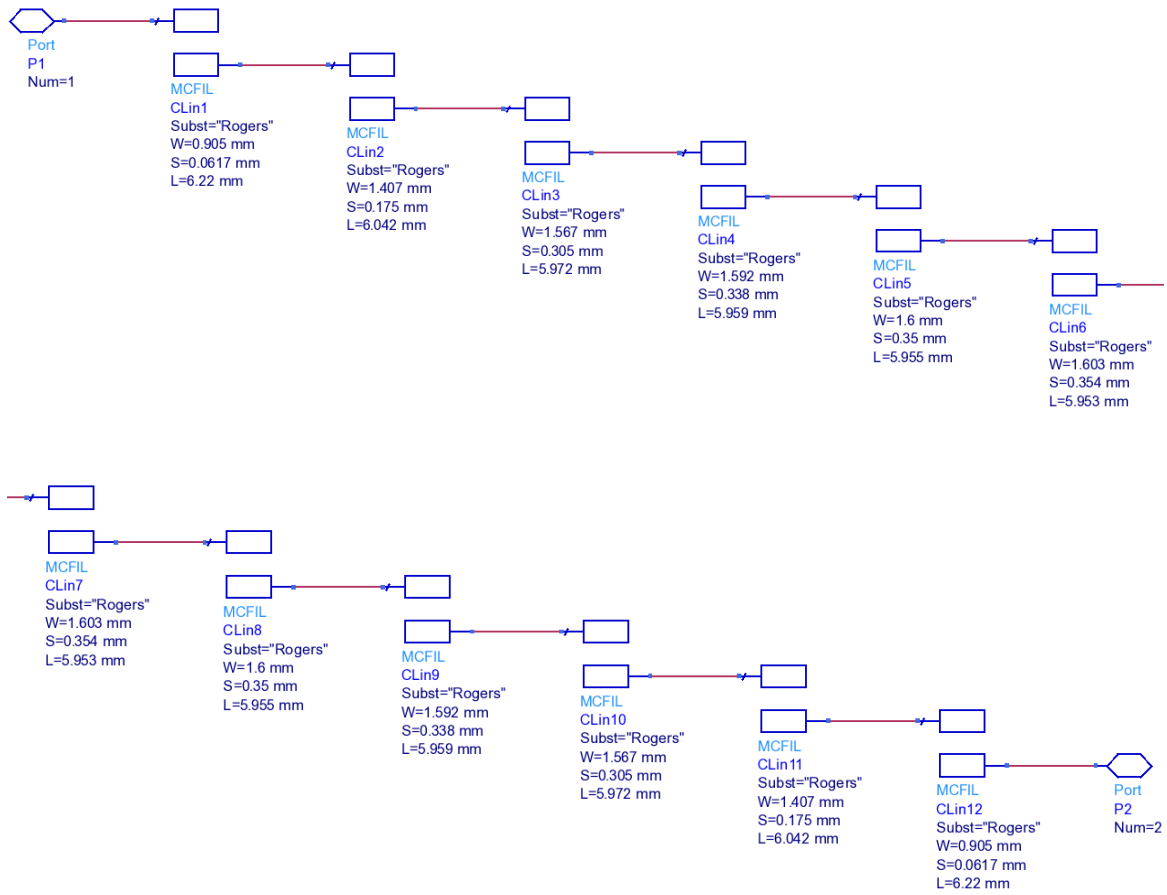
Michelangelo Masini, Thomas Alpert, Felix Lang, Markus Grözing, Manfred Berroth: *Wireless field bus communication with software defined IR-UWB in a manufacturing environment*, IEEE, Sevastopol, Ukraine, 2010, pp. 168-170, Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), 2010 5th International Conference on, DOI: 10.1109/UWBUSIS.2010.5609151

Michelangelo Masini, Mihály Jakob, Manfred Berroth: *Wireless Field Bus Communication with UWB for Manufacturing Environments*, CIRP, Vienna, Austria, 2010, 43rd CIRP International Conference on Manufacturing Systems

Stefan Letz, Michelangelo Masini, Juergen Vielfort, Kai Weber: *Verifying a register-transfer level design of an execution unit*, IBM, New York, 2010, US Patent 8,402,403,

Anhang A: UWB-Bandpassfilter

Die genauen Maße für den UWB-Bandpassfilter.



Anhang B: Profibusadapterplatine

Für den Anschluss des Profibus an den FPGA wurde im Rahmen dieser Arbeit eine Profibus Adapterplatine erstellt. Die Oberseite dieser Adapterplatine ist in Abbildung 49a, die Unterseite in Abbildung 49b zu sehen. Auf der Platine befinden sich zwei Transceiver (LTC2856-1) für Profibus. Diese Transceiver wandeln das bidirektionale, differenzielle Profibussignal in zwei unidirektionale Empfangs- und Sendesignale mit TTL-Pegeln und umgekehrt. Der Anschluss des Profibus erfolgt über einen Profibusstecker, der in die 9-polige SUBD-Buchse auf der Platine gesteckt wird. Die beiden Transceiver sind mit dem Profibusstecker verbunden. Kleine Stichleitungen auf der Leitung des Profibuskabels sind innerhalb des Geräts ab dem Stecker in dieses hinein erlaubt. Es können also pro Profibusstecker zwei Geräte, die sich im FPGA befinden, an den Bus angeschlossen werden. Der FPGA wird über einen Wannenstecker mit der Adapterplatine verbunden. Zum Anschluss der Profibusplatine an das Spartan-3 Evaluation Board von Digilent genügt es, die Platine in das Evaluation Board zu stecken, für andere Evaluationsplatinen ist es evtl. nötig, die Profibus Adapterplatine über ein Flachbandkabel mit dem Stecker oder der Buchse auf der Evaluationsplatine zu verbinden. Die Pinbelegung des Wannensteckers ist in Tabelle 14 aufgelistet.

Neben den Bustreibern befinden sich auf der Adapterplatine auch zwei Buffer, mit denen LEDs zur Anzeige betrieben werden. Durch die Buffer werden die Signale, die den Zustand der LEDs beeinflussen, viel geringer belastet als durch den LED-Strom selbst. Mit orangen LEDs werden die Sendesignale zu den beiden Transceiver-ICs und die Empfangssignale von den Transceiver-ICs angezeigt. Durch ein Flackern der LEDs kann man erkennen, dass Daten gesendet oder empfangen werden. Mit grünen LEDs wird angezeigt, ob das jeweilige Signal am Transceiver freigeschaltet ist, ob also der Transceiver empfangen oder senden soll. Über Jumper, die zur Übersicht links neben den Freigabe-LEDs angebracht sind, kann eingestellt werden, ob der FPGA die jeweilige Freigabe ansteuert (linke Stellung), ob sie dauerhaft freigegeben sein soll (rechte Stellung) oder ob sie dauerhaft gesperrt sein soll (nicht gesetzter

Jumper). Durch diesen Jumper kann man z.B. sehr schnell, zu Debugging Zwecken, ein Signal vom Bus abklemmen und erspart es sich so, die interne Konfiguration im FPGA zu ändern.

Neben den LEDs zur Anzeige der Transceiver Aktivität/Freigabe existiert auch eine LED, die die Spannungsversorgung der Platine durch ein Leuchten anzeigt. Die Spannungsversorgung kann über den Wannenstecker erfolgen, oder es wird ein externes Labornetzteil über Laborstecker angeschlossen. Über einen Jumper kann dies konfiguriert werden. Die Spannungsversorgung für die Adapterplatine beträgt +5V.

Tabelle 14: Pinbelegung des Wannensteckers zum FPGA auf der Profibus Adapterplatine

Pin	Belegung
7	Sendesignal (Transceiver 2)
8	Sendefreigabe (Transceiver 2)
9	Empfangsfreigabe (Transceiver 2)
10	Empfangssignal (Transceiver 2)
13	Sendesignal (Transceiver 1)
14	Sendefreigabe (Transceiver 1)
15	Empfangsfreigabe (Transceiver 1)
16	Empfangssignal (Transceiver 1)
39	GND
40	+5 V

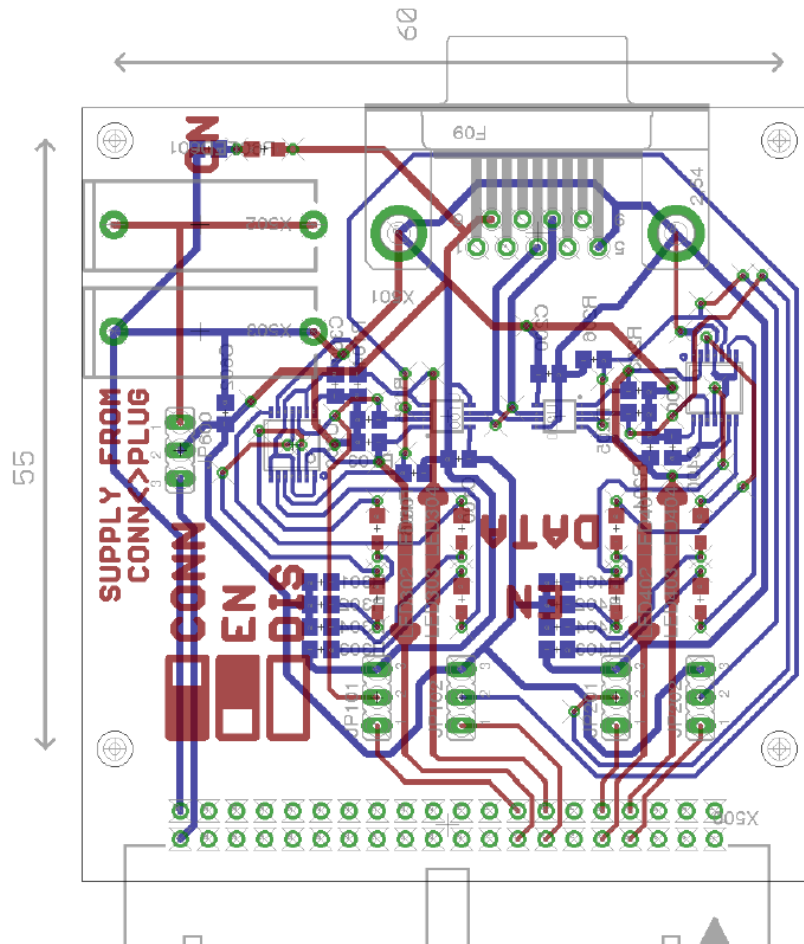


Abbildung 89: Layout der Profibus Adapterplatine.

Rote Leiter sind auf der Oberseite, blaue an der Unterseite der Platine. Grüne Leiter sind Durchkontaktierungen. Bestückungsdruck und Dokumentation des Layouts sind grau dargestellt.

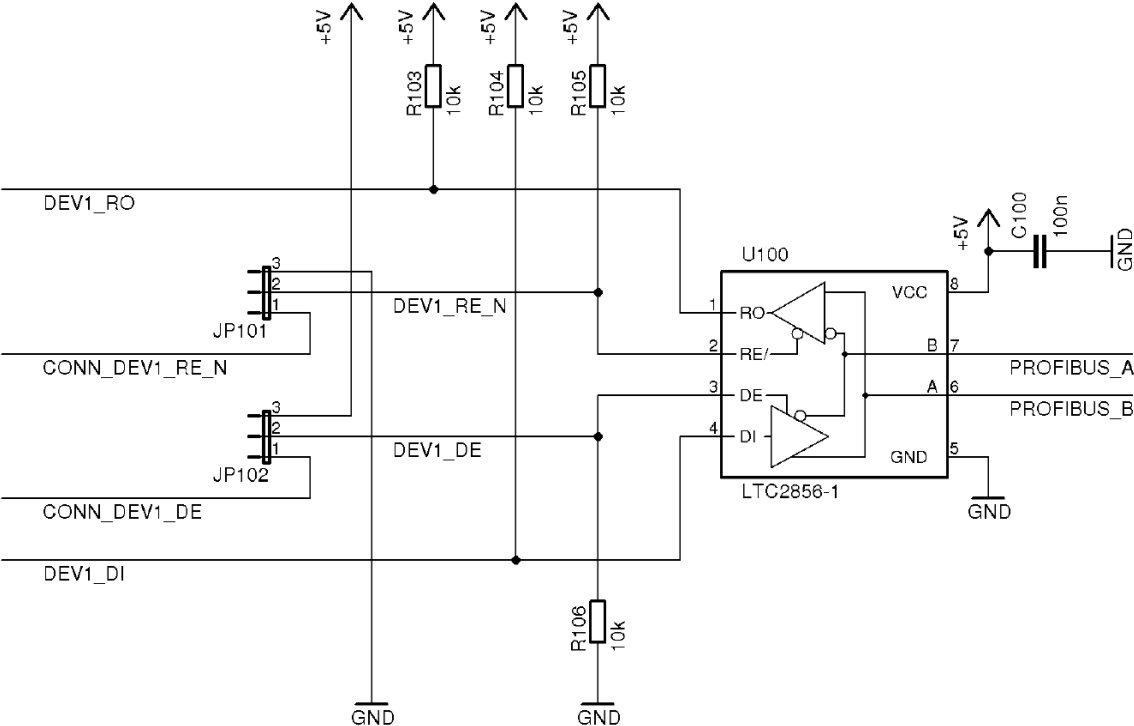


Abbildung 90: Beschaltung des Treibers auf der Profibus Adapterplatine

Anhang C: Testaufzeichnung der Profibus Verifikation

Der Mastersimulator sendet für den Test des Profibuslaves eine Testsequenz auf die dieser mit gültigen Telegrammen antworten muss. Der Aufbau ist der Abbildung 91 dargestellt.

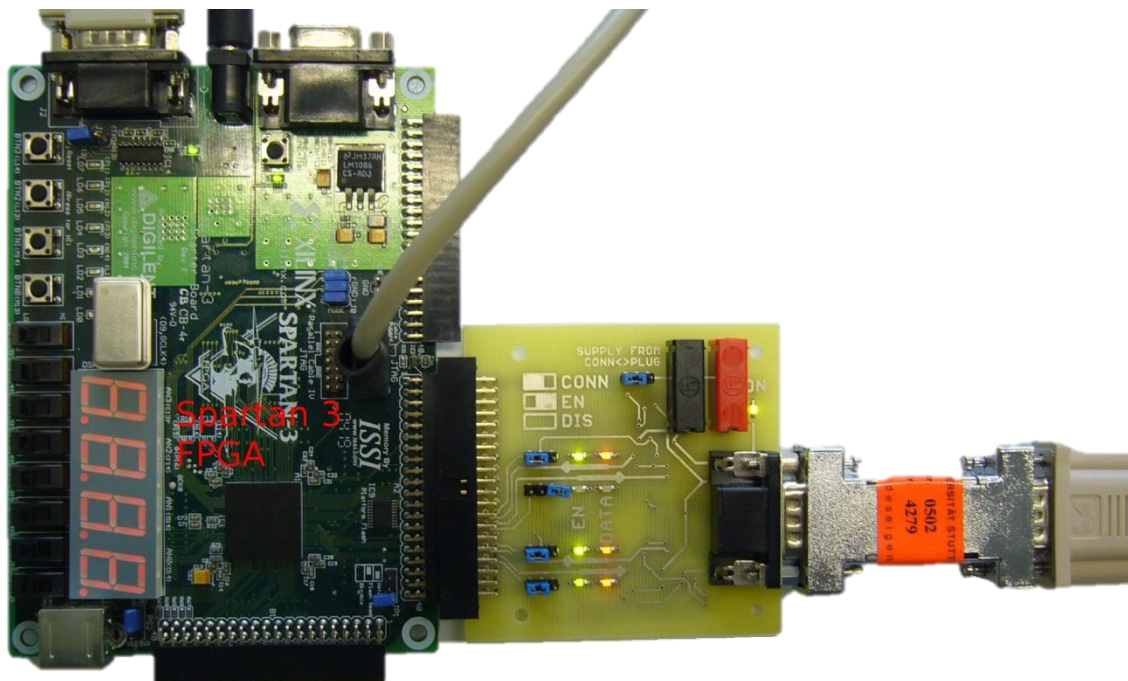


Abbildung 91: Testaufbau mit Mastersimulator

Mastersimulator und UWB-Transceiver senden einander folgende Telegramme zu:

1. Get_Cfg Anfrage - Master will Konfiguration auslesen
2. Get_Cfg Antwort - Slave sendet Konfiguration
3. Slave_Diag Anfrage - Master fordert Diagnose des Slaves an
4. Slave_Diag Antwort - Slave sendet Diagnose an Master
5. Slave_Diag Anfrage - Master fordert Diagnose des Slaves an
6. Slave_Diag Antwort - Slave sendet Diagnose an Master
7. Set_Prm Anfrage - Master sendet Parameter an Slave
8. Kurzquittierung durch Slave (wird durch Aufzeichnung nicht erfasst)
9. Rd_Outp Anfrage - Master will Ausgänge auslesen

10. Rd_Outp Antwort - Slave sendet Ausgänge an Master
11. Chk_Cfg - Master sendet Schnittstellenkonfiguration an Slave
12. Kurzzuittierung durch Slave (wird durch Aufzeichnung nicht erfasst)
13. Slave_Diag Anfrage - Master fordert Diagnose des Slaves an
14. Slave_Diag Antwort - Slave sendet Diagnose an Master
15. Slave_Diag Anfrage - Master fordert Diagnose des Slaves an
16. Slave_Diag Antwort - Slave sendet Diagnose an Master
17. Glob_Control - Master geht in Operate Mode
18. Data_Exch Anfrage - Master sendet Ausgänge an Slave
19. Data_Exch Anfrage - Master sendet Ausgänge an Slave
20. Data_Exch Antwort - Slave sendet Eingänge an Master
21. Data_Exch Anfrage - Master sendet Ausgänge an Slave
22. Data_Exch Antwort - Slave sendet Eingänge an Master
23. Data_Exch . . . usw

Die Aufzeichnung wird im Folgenden Byte für Byte eingefügt. Jedes Byte der Telegramme wird dabei in hexadezimaler Schreibweise dargestellt. Die gesamte Aufzeichnungsdatei wurde nachträglich von Hand kommentiert. Das vierte Byte in einer Zeile gibt das Datenbyte eines Rahmens an. Das dritte Byte einer Zeile gibt den Wert von Start-, Stopp- und Paritätsbit an. Der Wert ergibt sich zu:

$$\text{Wert} = B_{\text{Stopp}} \cdot 2^2 + B_{\text{Par}} \cdot 2^1 + B_{\text{Start}} \cdot 2^0 \quad (44)$$

Die vorderen beiden Bytes werden nur von der adaptierten Software verwendet und sind daher hier nicht von Bedeutung.

```
Get_Cfg Request:
00 00 06 68 # SD
00 00 04 05 # LE 5
00 00 04 05 # LE 5
00 00 06 68 # SD
00 00 06 8a # DA 10
00 00 06 80 # SA 0
00 00 06 6d # FC
00 00 06 3b # DSAP Get_Cfg
00 00 06 3e # SSAP Slave_Handler
00 00 04 f0 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Get_Cfg Response:
```

```
00 00 06 68 # SD
00 00 06 07 # LE 7
00 00 06 07 # LE 7
00 00 06 68 # SD
00 00 06 80 # DA 0
00 00 06 8a # SA 10
00 00 04 0a # FC high
00 00 06 3e # DSAP Slave_Handler
00 00 06 3b # SSAP Get_Cfg
00 00 04 a0 # Outputs Configuration (1 Byte consistent)
00 00 04 90 # Inputs Configuration (1 Byte consistent)
00 00 04 bd # FCS
00 00 06 16 # ES
00 00 07 ff # Bus idle...
Slave_Diag Request:
00 00 06 68 # SD
00 00 04 05 # LE 5
00 00 04 05 # LE 5
00 00 06 68 # SD
00 00 06 8a # DA 10
00 00 06 80 # SA 0
00 00 06 6d # FC
00 00 04 3c # DSAP Slave_Diag
00 00 06 3e # SSAP Slave_Handler
00 00 06 f1 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Slave_Diag Response:
00 00 06 68 # SD
00 00 06 0b # LE 11
00 00 06 0b # LE 11
00 00 06 68 # SD
00 00 06 80 # DA 0
00 00 06 8a # SA 10
00 00 06 08 # FC low
00 00 06 3e # DSAP Slave_Handler
00 00 04 3c # SSAP Slave_Diag
00 00 06 02 # Not Ready
00 00 04 05 # Prm_Req
00 00 04 00 # is always 00 -> no diagnosis data overflow
00 00 04 ff # Master Address (ff=not set)
00 00 04 00 # IDENT Number 0x0000
00 00 04 00 # IDENT Byte2
00 00 06 92 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Slave_Diag Request:
00 00 06 68 # SD
00 00 04 05 # LE 5
00 00 04 05 # LE 5
00 00 06 68 # SD
00 00 06 8a # DA 10
00 00 06 80 # SA 0
00 00 06 6d # FC
00 00 04 3c # DSAP Slave_Diag
00 00 06 3e # SSAP Slave_Handler
00 00 06 f1 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Slave_Diag Response:
```

```
00 00 06 68 # SD
00 00 06 0b # LE 11
00 00 06 0b # LE 11
00 00 06 68 # SD
00 00 06 80 # DA 0
00 00 06 8a # SA 10
00 00 06 08 # FC low
00 00 06 3e # DSAP Slave_Handler
00 00 04 3c # SSAP Slave_Diag
00 00 06 02 # Not Ready
00 00 04 05 # Prm_Req
00 00 04 00 # is always 00 -> no diagnosis data overflow
00 00 04 ff # Master Address (ff=not set)
00 00 04 00 # IDENT Number 0x0000
00 00 04 00 # IDENT Byte2
00 00 06 92 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Set_Prm Request:
00 00 06 68 # SD
00 00 04 0c # LE 12
00 00 04 0c # LE 12
00 00 06 68 # SD
00 00 06 8a # DA 10
00 00 06 80 # SA 0
00 00 06 6d # FC
00 00 06 3d # DSAP Set_Prm
00 00 06 3e # SSAP Slave_Handler
00 00 04 88 # Lock_Req, WD_On
00 00 06 10 # WD_Factor1 decimal 256
00 00 06 10 # WD_Factor2 decimal 256
00 00 06 37 # Min T_SDR decimal 55
00 00 04 00 # Identnumber High Byte
00 00 04 00 # Identnumber Low Byte
00 00 04 00 # Group_Ident -> no group
00 00 04 d1 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Wird von Aufzeichnung nicht erfasst:
00 00 06 E5 # Short Acknowledge durch Slave
Read_Outp Request:
00 00 06 68 # SD
00 00 04 05 # LE 5
00 00 04 05 # LE 5
00 00 06 68 # SD
00 00 06 8a # DA 10
00 00 06 80 # SA 0
00 00 06 6d # FC
00 00 04 39 # DSAP Read_Outp
00 00 06 3e # SSAP Slave_Handler
00 00 04 ee # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Read_Outp Response:
00 00 06 68 # SD
00 00 04 06 # LE 6
00 00 04 06 # LE 6
00 00 06 68 # SD
00 00 06 80 # DA 0
00 00 06 8a # SA 10
```



```
00 00 06 08 # FC low
00 00 06 3e # DSAP Slave_Handler
00 00 04 39 # SSAP Read_Outp
00 00 04 00 # Outputbyte is zero
00 00 06 89 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Chk_Cfg Request:
00 00 06 68 # SD
00 00 06 07 # LE 7
00 00 06 07 # LE 7
00 00 06 68 # SD
00 00 06 8a # DA 10
00 00 06 80 # SA 0
00 00 06 6d # FC
00 00 06 3e # DSAP Chk_Cfg
00 00 06 3e # SSAP Slave_Handler
00 00 04 a0 # Outputs Configuration (1 Byte consistent)
00 00 04 90 # Inputs Configuration (1 Byte consistent)
00 00 06 23 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Wird von Aufzeichnung nicht erfasst:
00 00 06 E5 # Short Acknowledge durch Slave
Slave_Diag Request:
00 00 06 68 # SD
00 00 04 05 # LE 5
00 00 04 05 # LE 5
00 00 06 68 # SD
00 00 06 8a # DA 10
00 00 06 80 # SA 0
00 00 06 6d # FC
00 00 04 3c # DSAP Slave_Diag
00 00 06 3e # SSAP Slave_Handler
00 00 06 f1 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Slave_Diag Response:
00 00 06 68 # SD
00 00 06 0b # LE 11
00 00 06 0b # LE 11
00 00 06 68 # SD
00 00 06 80 # DA 0
00 00 06 8a # SA 10
00 00 06 08 # FC low
00 00 06 3e # DSAP Slave_Handler
00 00 04 3c # SSAP Slave_Diag
00 00 04 00 # Slave Ready
00 00 04 0c # WD_On
00 00 04 00 # is_always 00 -> no diagnosis data overflow
00 00 04 00 # Master Address 00
00 00 04 00 # IDENT Number 0x0000
00 00 04 00 # IDENT Byte2
00 00 06 98 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Slave_Diag Request:
00 00 06 68 # SD
00 00 04 05 # LE 5
00 00 04 05 # LE 5
```

```
00 00 06 68 # SD
00 00 06 8a # DA 10
00 00 06 80 # SA 0
00 00 06 6d # FC
00 00 04 3c # DSAP Slave_Diag
00 00 06 3e # SSAP Slave_Handler
00 00 06 f1 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Slave_Diag Response:
00 00 06 68 # SD
00 00 06 0b # LE 11
00 00 06 0b # LE 11
00 00 06 68 # SD
00 00 06 80 # DA 0
00 00 06 8a # SA 10
00 00 06 08 # FC low
00 00 06 3e # DSAP Slave_Handler
00 00 04 3c # SSAP Slave_Diag
00 00 04 00 # Slave Ready
00 00 04 0c # WD_On
00 00 04 00 # is always 00 -> no diagnosis data overflow
00 00 04 00 # Master Address 00
00 00 04 00 # IDENT Number 0x0000
00 00 04 00 # IDENT Byte2
00 00 06 98 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Glob_Control Telegram:
00 00 06 68 # SD
00 00 06 07 # LE 7
00 00 06 07 # LE 7
00 00 06 68 # SD
00 00 06 8a # DA 10
00 00 06 80 # SA 0
00 00 06 46 # FC
00 00 04 3a # DSAP Glob_Control
00 00 06 3e # SSAP Slave_Handler
00 00 04 00 # Master in Operate Mode
00 00 04 00 # No group
00 00 06 c8 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Cyclic Data Exchange Outputs:
00 00 06 68 # SD
00 00 06 04 # LE 4
00 00 06 04 # LE 4
00 00 06 68 # SD
00 00 04 0a # DA 10
00 00 04 00 # SA 0
00 00 06 6d # FC
00 00 04 00 # Outputbyte 00
00 00 04 77 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Cyclic Data Exchange Outputs:
00 00 06 68 # SD
00 00 06 04 # LE 4
00 00 06 04 # LE 4
00 00 06 68 # SD
```

```
00 00 04 0a # DA 10
00 00 04 00 # SA 0
00 00 06 6d # FC
00 00 04 00 # Outputbyte 00
00 00 04 77 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
Cyclic Data Exchange Inputs:
00 00 06 68 # SD
00 00 06 04 # LE 4
00 00 06 04 # LE 4
00 00 06 68 # SD
00 00 04 00 # DA 0 (no DSAP)
00 00 04 0a # SA 10 (no DSAP)
00 00 06 08 # FC low
00 00 06 01 # Inputbyte (Output + 1)
00 00 06 13 # FCS
00 00 06 16 # ED
00 00 07 ff # Bus idle...
from now on:
Cyclic Data Exchange Outputs
Cyclic Data Exchange Inputs
Cyclic Data Exchange Outputs
Cyclic Data Exchange Inputs
...
```

Anhang D: Antenne

Die Antenne wird als gedruckte Struktur auf doppelseitig beschichtetem Hochfrequenzsubstrat realisiert. Bei dem Substrat handelt es sich um den Typ „CuClad® 250GX“ der Firma Arlon [119]. Es hat eine geringe Dämpfung, eine Permittivität von $\epsilon_r = 2,5$ und eine Permeabilität von $\mu_r = 2,5$ sowie einen Verlustfaktor $\tan \delta = 0,0022$. Die Substratdicke beträgt $d = 0,76$ mm, die Dicke der Kupferschicht $d_{Cu} = 35$ μm . Die Außenmaße der Platine betragen 80 mm x 56 mm.

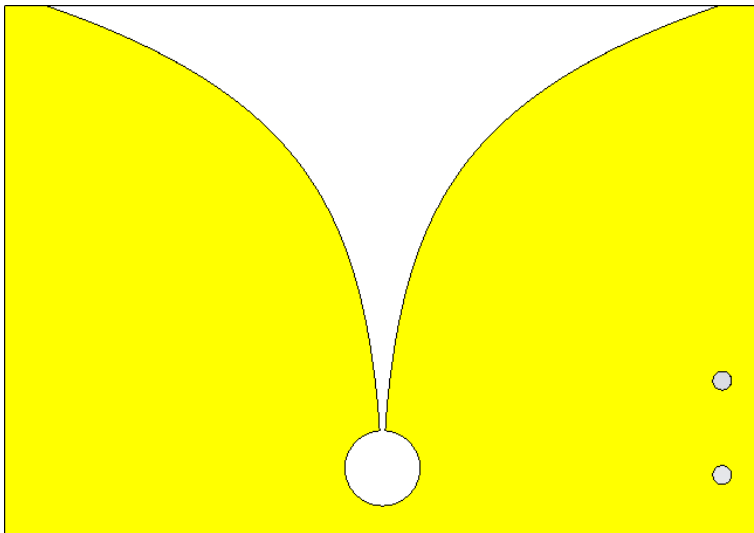


Abbildung 92: Oberseite der Antenne

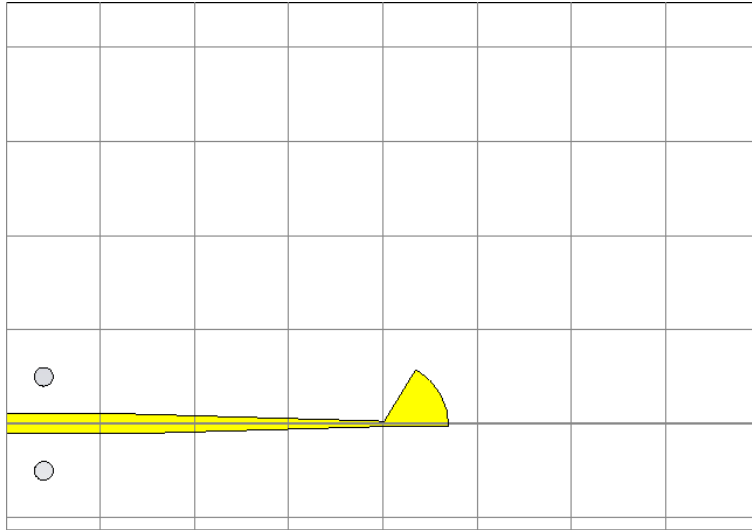


Abbildung 93: Unterseite der Antenne

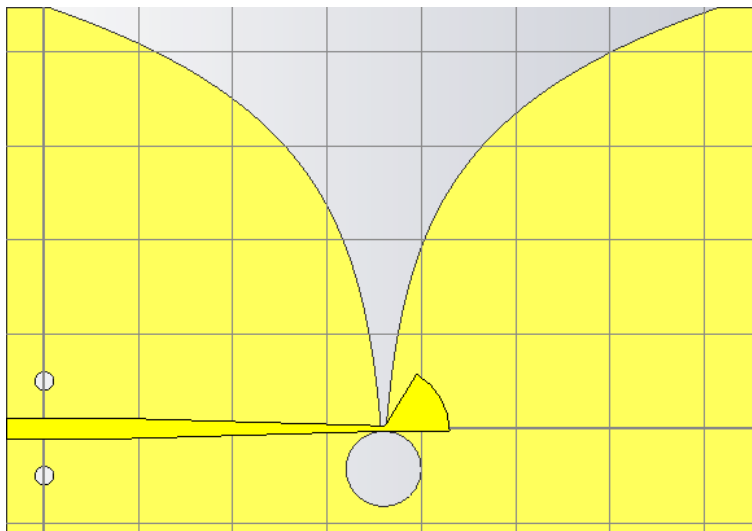
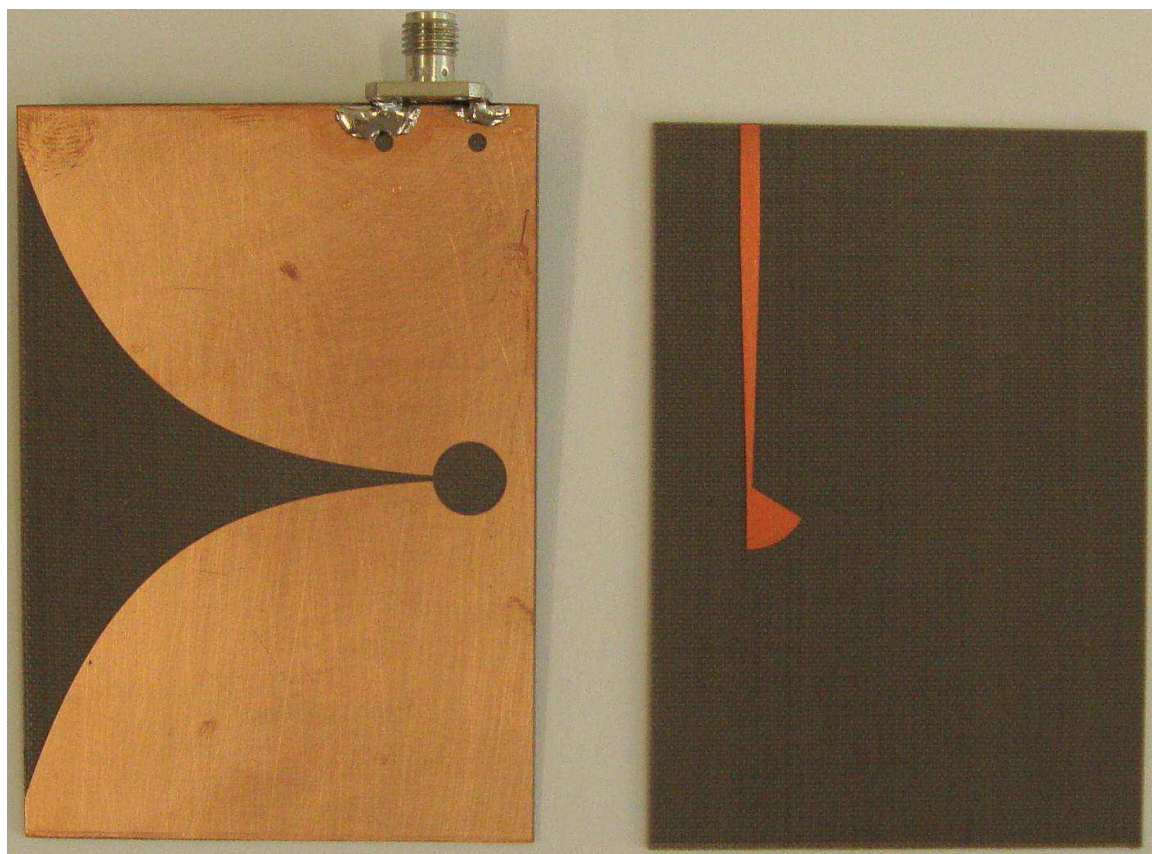


Abbildung 94: Vivaldi-Antenne halbtransparent



oben

unten

Abbildung 95: Gefertigte Vivaldiantenne auf Arlon