

Mess- und Diagnoseverfahren für ein neuartiges Feldbus-System mit Mehrträger-Datenübertragung

Von der Fakultät Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von

Alexander Knaub

aus Atbassar (Kasachstan)

Hauptberichter:	Prof. Dr.-Ing. Joachim Speidel
1. Mitberichter:	Prof. Dr.-Ing. habil. Helmut Beikirch
2. Mitberichter:	Prof. Dr.-Ing. Stephan ten Brink
Tag der Mündlichen Prüfung:	18.10.2018

Institut für Nachrichtenübertragung der Universität Stuttgart
2018

Diese Dissertation entstand im Rahmen des vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) geförderten Verbundprojekts 16M3199B „Netzintegration von Test- und Diagnose-Tools für die innovative Mehr-Punkt-Kommunikation in der Industrie-Automation (TOOLNet)“.

Danksagung

In erster Linie gilt mein Dank meinem Betreuer Prof. Joachim Speidel für das Ermöglichen und die sehr gute Betreuung meines Promotionsvorhabens. Ich bin besonders dankbar, dass Prof. Speidel auch nach Übergabe der Institutsleitung an Prof. ten Brink mein Forschungsprojekt geleitet hat. Sein Vertrauen in meine Arbeit und die wertvollen Anregungen haben mir sehr geholfen, die Arbeit zum erfolgreichen Abschluss zu bringen.

Dem ersten Mitberichter und Projektpartner Prof. Beikirch danke ich für die Begutachtung meiner Dissertation. Dem zweiten Mitberichter und Leiter des Instituts für Nachrichtenübertragung Prof. ten Brink danke ich darüber hinaus für die tolle Möglichkeit, an seinem Institut zu forschen. Die kleinen Nebenprojekte wie Webdemos oder LyX-Templates waren zudem willkommene Erfolgserlebnisse, wenn das Hauptprojekt mal kurz ins Stocken geriet.

Das Verbund-Forschungsprojekt TOOLNet, in dessen Rahmen diese Dissertation entstand, wurde vom Bundesministerium für Bildung und Forschung finanziert, dem ich ebenfalls meinen Dank aussprechen will. Auch den Projektpartnern an den beteiligten Hochschulen und Unternehmen danke ich für die erfolgreiche Zusammenarbeit und die fruchtbaren Diskussionen im Verlauf des Projekts.

Meine Arbeit basiert auf den Ergebnissen meiner Vorgänger, welche die Konzepte des neuartigen Feldbussystem mit Mehrträger-Übertragung im Vorgängerprojekt erarbeitet haben. Hierfür geht mein Dank insbesondere an meine ehemaligen Kollegen Dr. Breuninger, Dr. Hagemeyer und Dr. Handte. Thomas Handte verdient darüber hinaus einen besonderen Dank für die Betreuung meiner Diplomarbeit und für die anschließende Hilfestellung bei der Einarbeitung in meine Rolle als wissenschaftlicher Mitarbeiter. Den Studenten, die unter meiner Betreuung ihre Abschlussarbeiten geschrieben haben, danke ich für die spannende Zusammenarbeit, aus der ich selbst vieles lernen konnte – entweder von ihnen oder mit ihnen zusammen während der oft zu langen Besprechungen.

Allen meinen damaligen Kollegen am Institut danke ich für das angenehme Arbeitsklima, für das pünktliche Auffüllen der Kiosk-Kasse und für die „freiwillige“ Teilnahme am jährlichen Tag der Wissenschaft. Das Support-Team des Instituts hat durch die Pflege der IT- und Laborinfrastruktur sowie durch die Verwaltungstätigkeiten zum Erfolg meiner Arbeit beigetragen, wofür ich ebenfalls sehr dankbar bin.

Nicht zuletzt danke ich meiner Familie und meinen Freunden für die emotionale Unterstützung und Motivierung. Die meiste Unterstützung und Opferbereitschaft hat meine liebe Frau Katharina gebracht, dafür bin ich ihr ganz besonders dankbar.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	v
Notationen und Operatoren	ix
Symbolverzeichnis	xi
Kurzfassung	xv
Abstract	xv
1 Einführung	1
2 Grundlagen	4
2.1 Beschreibung des Systems	4
2.1.1 Systemanforderungen	4
2.1.2 Systemarchitektur	5
2.1.3 Einordnung in das ISO/OSI-Schichtenmodell	5
2.1.4 Übertragungsverfahren	8
2.1.5 Aufbau der Sende- und Empfangsalgorithmen	9
2.1.6 Kanaleigenschaften	12
2.1.7 Prototypische Implementierung	14
2.2 Systemdiagnose	15
2.2.1 Diagnoseparameter	15
2.2.2 Plattformen für die Implementierung der Diagnosewerkzeuge	17
3 Ankopplung von Diagnosewerkzeugen an das Netzwerk	20
3.1 Anforderungen	20
3.2 Simulationsmodell	21
3.3 Ergebnisse	24
3.4 Auswirkungen für den Entwurf der Ankopplungsschaltung	26
4 Diagnose mittels konventioneller Messtechnik	28

4.1	Entwurf der Algorithmen	28
4.2	Aufzeichnung des Signals	31
4.2.1	Grundsätzliches	31
4.2.2	Abtastratenwandlung	33
4.2.3	Erhöhung der effektiven Auflösung der Analog-Digital-Wandlung durch Über- abtastung	35
4.3	Interpolationstiefpassfilter für die Abtastratenwandlung	38
4.3.1	Minimale Anforderungen an den Frequenzgang des Filters	38
4.3.2	Quantitative Anforderung an die Filterordnung	39
4.3.3	Anforderungen an die Filterordnung zur Verringerung des Quantisierungsrau- schens	41
4.3.4	Approximation der Filter-Übertragungsfunktion	43
4.3.5	Auswertung der Unterdrückung von Spiegelspektren	46
4.3.6	Auswertung der Unterdrückung des Quantisierungsrauschens	49
4.4	Implementierung des Interpolationstiefpassfilters in Polyphasenstruktur	55
4.5	Schätzung der Abtastratenabweichung	58
4.5.1	Anforderungen	58
4.5.2	Schätzung der Abtastratenabweichung im Downlink	60
4.5.3	Besonderheit der Schätzung für lange Aufzeichnungen	65
4.5.4	Schätzung der Abtastratenabweichung im Uplink	65
4.6	Korrektur der Abtasttaktabweichung	66
4.7	Darstellung der Diagnoseergebnisse am Bildschirm	67
4.8	Begrenzende Faktoren	69
5	Hardwarebasiertes Werkzeug für die Echtzeit-Diagnose	71
5.1	Diagnoseschnittstelle des Empfängers im FPGA	72
5.2	Diagnoseverfahren	74
5.2.1	Direkte Auswertung von Zwischenergebnissen der Demodulation	74
5.3	Weiterführende Diagnosealgorithmen	76
5.3.1	Auswertung des SFO	76
5.3.2	Schätzung der Signallaufzeit	76
5.3.3	Topologieschätzung (Ausblick)	78
6	Zusammenfassung	83
A	Parameter und Herleitungen	85
A.1	Systemparameter	85
A.2	Erhöhung des Signal-Rausch-Verhältnisses durch die Abtastratenwandlung	86

A.3 Auswertungskriterium zur Unterdrückung der Spiegelspektren 87
A.4 Varianz der Schätzung SFO-bedingter Phasendrehung im Downlink 92

Literaturverzeichnis **99**

Abkürzungsverzeichnis

ADC	Analog-Digital-Umsetzer (Engl: analog-to-digital converter)
AFE	analoge Sende-/Empfangsschnittstelle (Engl.: analog front end)
AS-Interface	Aktuator-Sensor-Interface
ASIC	anwendungsspezifische integrierte Schaltung (Engl.: application-specific integrated circuit)
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (ein fehlerkorrigierender Code)
BER	bit error ratio
BMBF	Bundesministerium für Bildung und Forschung
CCDF	komplementäre Verteilungsfunktion (Engl.: complementary cumulative distribution function)
CSL	Verbindungsschicht (Engl.: connection sublayer)
DAC	Digital-Analog-Umsetzer (Engl: digital-to-analog converter)
DFT	diskrete Fourier-Transformation
DL	Downlink
DLL	Sicherungsschicht (Engl.: data link layer) des ISO/OSI-Referenzmodells
DMT	Discrete Multitone (ein Mehrträger-Modulationsverfahren)
DMT-MA	DMT mit Mehrfachzugriff (Engl: DMT multiple access)
DQPSK	differenzielle QPSK)
DSL	digital subscriber line
DSO	digitales Speicheroszilloskop
DTFT	zeitdiskrete Fourier-Transformation, (Engl.: discrete-time Fourier transform)
DVB-T	digitales terrestrisches Fernsehen (Engl.: digital video broadcasting - terrestrial)
EDW	eigenständiges Diagnosewerkzeug
FAN	field area network
FDR	Reflexionsmessungen im Frequenzbereich (Engl.: frequency domain reflectometry)
FFT	schnelle Fourier-Transformation (Engl.: fast Fourier transform)
FIR	endlich lange Impulsantwort (Engl.: finite impulse response)
FPGA	field programmable gate array (programmierbarer Logikbaustein)
GLUT	OpenGL Utility Toolkit
GUI	grafische Benutzungsoberfläche (Engl.: graphical user interface)
ICI	inter-carrier interference (Zwischenträger-Interferenz)

IDFT	inverse diskrete Fourier-Transformation
IIR	unendlich lange Impulsantwort (Engl.: infinite impulse response)
IoT	Internet of Things
ISI	Intersymbolinterferenz
ISO	Internationale Standardisierungsorganisation
ITU	International Telecommunication Union
LDS	Leistungsdichtespektrum
LS	least squares (kleinste quadratische Abweichung)
LSM	Modul zur Langzeit-Systembeobachtung
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medienzugriffssteuerung (Engl.: medium access control)
MAU	Medienanschlusseinheit (Engl.: medium attachment unit)
MDS	Modulations- und Demodulationsschicht (Engl.: modulation dependent sublayer)
NS	Nullsymbol
OFDM	orthogonaler Frequenzmultiplex (Engl.: orthogonal frequency division multiplexing)
OSI	Kommunikation in offenen Systemen (Engl.: Open Systems Interconnection)
PHY	physikalische Schicht (Engl.: physical layer) des ISO/OSI-Referenzmodells
PLC	Kommunikation über Energieverteilungsnetze (Engl.: power line communication)
PLL	Phasenregelschleife (Engl.: phase-locked loop)
ppm	parts per million
QAM	Quadratur-Amplituden-Modulation
QPSK	Quadraturphasenumtastung (Engl.: quadrature phase-shift keying)
RSA	Echtzeit-Spektrumanalysator (Engl.: real-time spectrum analyzer)
SFO	Abtastratenabweichung (Engl.: sampling frequency offset)
SINR	Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnis (Engl.: signal-to-interference-and-noise ratio)
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis (Engl.: signal-to-noise ratio)
SPS	speicherprogrammierbare Steuerung
TDD	time division duplex (Zeitduplex)
TDR	Reflexionsmessungen im Zeitbereich (Engl.: time domain reflectometry)
TS	Trainingssequenz
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
UL	Uplink
USB	Universal Serial Bus
VCXO	spannungsgesteuerter Quarzoszillator (Engl.: voltage controlled crystal oscillator)
VISA	Virtual Instrument Software Architecture
VSA	Vektorsignalanalyse

WLAN	wireless local area network
ÜF	Übertragungsfunktion

Notationen und Operatoren

a	skalare variable a (kursive Schrift)
\mathbf{a}	Vektorvariable a (aufrechte, fette Schrift)
$a(t)$	skalare Funktion a , abhängig vom wertekontinuierlichen Skalar t (kursiv, runde Klammern, z.B. Zeitfunktionen)
a_n	skalare variable a , abhängig vom wertediskreten Parameter n (kursiv mit tiefgestellten Index, z.B. abgetastete Signale)
$\arg\{a\}$	Phasenwinkel der komplexen Zahl a
a^*	komplex konjugierte Zahl zu a
\hat{a}	Schätzwert des Parameters a
$\ \cdot\ _2^2$	Signalenergie
$\mathbb{E}[\cdot]$	Erwartungswertoperator
$\mathcal{F}\{a\}$	Fouriertransformation von a
$\text{Im}\{a\}$	Imaginärteil der komplexen Zahl a
$\text{Re}\{a\}$	Realteil der komplexen Zahl a

Symbolverzeichnis

β	Formparameter für die Kaiser-Fensterfunktionen
γ	Signal-Rausch-Verhältnis (SNR)
γ_0	SNR des Bussignals vor der Aufzeichnung
γ_G	SNR nach der Abtastung
$\gamma_{G,int}$	SNR nach der Abtastratenwandlung mit realer Interpolation
$\gamma_{G,K}$	SNR nach der Abtastratenwandlung mit idealer Interpolation
Γ	Ausbreitungskoeffizient einer Leitung
$\Delta\varphi$	Phasendifferenz zweier QAM-Symbole
$\Delta\varphi_{F,k}$	Zuwachs der Phasendrehung durch SFO pro Rahmen auf dem Unterträger k
ε	Relative Abweichung der Abtastraten
ζ	Relative Abweichung der Abtasttaktperioden
η	Mit $N_{b,l}$ Normalisierte Filterordnung
κ_q	Dynamikbereich des Analog-Digital-Wandlers eines Messgeräts
λ	Wellenlänge der stehenden Welle auf einem Leitungssegment
ν	Index eines Übertragungsrahmens
ρ	Steilheitsparameter, Verhältnis der Filter-Übergangsbreite zur DMT-Signalbandbreite
$\sigma_{\varphi,k}^2$	Varianz des Phasenrauschens des Unterträgers k
σ_A^2	Mittlere Leistung der Interferenz durch Aliasing
$\sigma_{A,\mu}^2$	Mittlere Leistung der Interferenz durch μ -tes Spiegelspektrum
σ_q^2	Gemeinsame Varianz des Quantisierungs- und des Begrenzungsrauschens eines Messgeräts
$\sigma_{q,K}^2$	Durch Überabtastung verringerte Varianz des Quantisierungsrauschens eines Messgeräts
σ_R^2	Varianz des Rauschens vor der Abtastung durch ein Messgerät
$\sigma_{R,G}^2$	Gemeinsame Varianz aller dem Signal vor der Demodulation überlagerten Rauschanteile
σ_S^2	Varianz des DMT-Signals
τ_{ij}	Signallaufzeit zwischen zwei Teilnehmern: τ_{ij} zwischen i und j
$\tilde{\tau}_{ij}$	Effektive Signallaufzeit zwischen zwei Teilnehmern bei Synchronisierung auf ein Master-Signal: $\tilde{\tau}_{ij}$ von i zu j
φ_k^{SFO}	Durch den SFO verursachte Phasendrehung
φ_k^H	Phase der Kanalübertragungsfunktion
ψ	Relative Standardabweichung

Ω	Kreisfrequenz $\Omega = 2\pi f$
ω_{ADC}	Kreisfrequenz, normiert auf die Abtastfrequenz f_{ADC}
ω_{DAC}	Kreisfrequenz, normiert auf die Abtastfrequenz f_{DAC}
ω_{up}	Kreisfrequenz, normiert auf $L \cdot f_{\text{ADC}}$
\mathbf{b}	Koeffizientenvektor eines FIR-Filters
$\tilde{\mathbf{b}}_i$	Koeffizientenvektor eines FIR-Teilfilters in einer Polyphasenstruktur
B_{Q}	Auflösung des Analog-Digital-Wandlers in Bits
C	Proportionalitätskonstante, in verschiedenen Kontexten verwendet
C_{in}	Eingangskapazität einer Schaltung
\mathbb{C}	Menge der komplexen Zahlen
\mathbf{D}	Distanzmatrix
$\tilde{\mathbf{D}}$	Modifizierte Distanzmatrix
e	Eulersche Zahl; Basis des natürlichen Logarithmus
f	Frequenz
f_{ADC}	Taktfrequenz des Analog-Digital-Umsetzers
f_{DAC}	Taktfrequenz des Digital-Analog-Umsetzers
f_{max}	Maximale Frequenz eines bandbegrenzten analogen Signals
$\tilde{H}(j\Omega)$	Kanal-Übertragungsfunktion zwischen zwei Systemteilnehmern. Fourier-Transformation einer zeitkontinuierlichen Impulsantwort
$H(e^{j\omega_{\text{ADC}}})$	Kanal-Übertragungsfunktion zwischen zwei Systemteilnehmern. Periodische Fourier-Transformation einer zeitdiskreten Impulsantwort
$H_{\mathbf{b}}(e^{j\omega_{\text{up}}})$	Frequenzkontinuierliche Übertragungsfunktion des FIR-Filters mit dem Koeffizientenvektor \mathbf{b}
k	Diskrete Frequenz
K	Überabtastungsfaktor eines Messgeräts
L	Faktor der Aufwärtstastung bei der Abtastratenwandlung
L_i	Länge des Leitungsstücks i , $i \in \mathbb{N}$
l	Diskrete Zeit nach der Abtastung
M	Faktor der Abwärtstastung bei der Abtastratenwandlung
m	Diskrete Zeit nach der Aufwärtstastung
n	Diskrete Zeit nach der Abwärtstastung, Zeitindex für DMT-Abtastwerte
N_{A}	Anzahl an Abtastwerten, in verschiedenen Kontexten verwendet
$N_{\text{A},\text{F}}$	Dauer eines Übertragungsrahmens in Abtastwerten
$N_{\text{A},\text{TS}}$	Dauer der Trainingssequenz in Abtastwerten
$\tilde{N}_{\mathbf{b},\eta}$	Zur Verringerung des Rauschens erhöhte Länge des Koeffizientenvektors \mathbf{b} eines FIR-Filters
$N_{\mathbf{b},\eta}$	Länge des Koeffizientenvektors \mathbf{b} eines FIR-Filters

N_{DMT}	Anzahl an DMT-Unterträger
N_{F}	Anzahl an aufgezeichneten Übertragungsrahmen
N_{GI}	Länge des Schutzintervalls in Abtastwerten
N_{H}	DFT-Länge bei der Untersuchung von Filter-Übertragungsfunktionen
N_{Sym}	Anzahl an DMT-Symbolen pro Uplink- oder Downlink-Teilrahmen
Q	Ein Zwischenergebnis in der SFO-Schätzung
R	Anzahl an Übertragungsrahmen in einem Übertragungszyklus
r	Anzahl an Übertragungsrahmen pro Übertragungszyklus, während denen ein Slave aktiv ist
R_{in}	Ohmscher Eingangswiderstand einer Schaltung
\mathbb{R}	Menge der reellen Zahlen
s	Index eines DMT-Symbols innerhalb eines Übertragungsrahmens
t	Kontinuierliche Zeit
T_{ADC}	Taktperiodendauer des Analog-Digital-Umsetzers
T_{DAC}	Taktperiodendauer des Digital-Analog-Umsetzers
$W(e^{j\omega_{\text{DAC}}})$	Zeitdiskrete Fourier-Transformierte von w_n
$w_{k,s,v}^{\varphi} \left(\sigma_{\varphi,k}^2 \right)$	Realisierung des Phasenrauschens mit der Varianz $\sigma_{\varphi,k}^2$ im Symbol s und Rahmen v
$w_{k,s,v}^{\Delta\varphi} \left(\sigma_{\varphi,k}^2 \right)$	Realisierung des Rauschens einer Phasendifferenz mit der Varianz $\sigma_{\varphi,k}^2$ im Symbol s und Rahmen v
$W_{k,s,\mu}$	QAM-Symbol auf Unterträger k im DMT-Symbol s innerhalb des Rahmens μ
w_n	Abgetastetes DMT-Signal nach der Abtastratenumsetzung
$\tilde{y}(t)$	Zeitkontinuierliches DMT-Signal am Eingang eines ADC
$\tilde{Y}(j\Omega)$	Fourier-Transformierte von $\tilde{y}(t)$
y_l	Zeitdiskretes DMT-Signal nach der Abtastung durch ein ADC
$Y(e^{j\omega_{\text{ADC}}})$	Zeitdiskrete Fourier-Transformierte von y_l
$y_{\text{up},m}$	Abgetastetes DMT-Signal nach der Aufwärtstastung
$Y_{\text{up}}(e^{j\omega_{\text{up}}})$	Zeitdiskrete Fourier-Transformierte von $y_{\text{up},m}$
$y_{\text{int},m}$	Abgetastetes DMT-Signal nach der Aufwärtstastung und Tiefpassfilterung zur Interpolation
$Y_{\text{int}}(e^{j\omega_{\text{up}}})$	Zeitdiskrete Fourier-Transformierte von $y_{\text{int},m}$
\mathbb{Z}	Menge der ganzen Zahlen
Z_{in}	Eingangsimpedanz der analogschnittstelle eines empfangenden Systemteilnehmers
Z_{L}	Wellenwiderstand einer Leitung
Z_{out}	Ausgangsimpedanz der analogschnittstelle eines sendenden Systemteilnehmers

Kurzfassung

Die zunehmende Automatisierung der industriellen Prozesse stellt hinsichtlich Datenraten und Fehlersicherheit immer höhere Anforderungen an die eingesetzten Feldbusnetzwerke. Aus diesem Grund wurde in früheren Arbeiten ein neuartiges Feldbusssystem erarbeitet, welches auf dem Mehrträger-Modulationsverfahren discrete multitone (DMT) basiert.

Diese Arbeit befasst sich mit den Verfahren zur Systemdiagnose des neuartigen Feldbusystems auf der Modulationsebene. Hierfür werden verschiedene Konzepte der Diagnosewerkzeuge ausgearbeitet und umfassend diskutiert. Anhand von Simulationsergebnissen werden Anforderungen an die Eingangsimpedanz der Diagnosewerkzeuge ermittelt, sodass das Anschließen der Diagnosewerkzeuge an die Busleitung eine möglichst geringe Änderung des Systemzustands hervorruft. Es wird das Potenzial der Systemdiagnose mittels Messgeräten wie z.B. schnellen Speicheroszilloskopen aufgezeigt und der erforderliche Algorithmus zur Abstratenwandlung beschrieben. Bei der hierfür notwendigen Interpolationsfilterung kann das Quantisierungsrauschen des Analog-Digital-Umsetzers verringert werden. Der Einfluss der Dimensionierung des Interpolationsfilters auf die Signalqualität wird analytisch und mit Simulationen untersucht. Zudem werden verschiedene Verfahren zur Schätzung und Korrektur der Abtasttaktabweichung beschrieben und hinsichtlich der Schätzgenauigkeit miteinander verglichen. Für eine lückenlose Verfolgung der über das Netzwerk übertragenen binären Daten müssen Diagnosewerkzeuge die DMT-Demodulation sehr schnell in Hardware vornehmen. Ein für diesen Zweck entwickeltes Diagnosewerkzeug auf Basis eines FPGA mit einer flexiblen Datenschnittstelle zu einem Diagnoseprogramm wird vorgestellt. Abschließend werden die hierdurch ermöglichten Diagnosealgorithmen beschrieben, einschließlich eines Ausblicks auf die Rekonstruktion der Netzwerktopologie anhand der Kanalmessungen.

Abstract

The increasing grade of automation in industrial processes continuously demands for higher data rates and error robustness from the exploited fieldbus networks. This was the reason that in previous works a novel fieldbus system has been developed that is based on the modulation technique discrete multitone (DMT) which was not used in fieldbus systems before.

This thesis deals with methods for the diagnosis of the novel fieldbus system on the modulation layer. We elaborate and discuss various concepts for the architecture of diagnosis tools. Basing on simulation results we derive requirements on the input impedance of diagnosis tools to ensure that connecting a tool to the fieldbus network introduces as little influence as possible to the state of the whole system. We show the potential of the system diagnosis using a measurement instrument like a fast storage oscilloscope and we describe the required algorithm of the sampling rate conversion. The interpolation filtering involved here can help reducing the quantization noise, so we analyze in detail analytically and by simulations the influence of the filter design parameters onto the signal quality. Furthermore, various methods for the estimation and correction of the sampling frequency offset are described and compared with regard to the estimation accuracy. For a continuous monitoring of the binary data transferred over the network, the DMT demodulation needs to be implemented in hardware. Thus, we present a diagnosis tool based on a field programmable gate array (FPGA) with a flexible communication interface towards a diagnosis software. Finally we describe some diagnosis algorithms enabled by the demodulation in hardware including an introduction into the field of the topology reconstruction based on the channel measurements.

Kapitel 1

Einführung

Seit dem 18. Jahrhundert ist Automatisierungstechnik Bestandteil der produzierenden Industrie. Die Industrieautomatisierung begann mit Maschinen, die sich entweder durch mechanische Rückkopplung selbst regelten (Dampfmaschine von James Watt mit ihrem Fliehkraftregler, 1788) oder durch mechanische Steuerungen Befehlssequenzen abarbeiteten (Nockenschalter, nach dem Vorbild der Walzenspieldose von Antoine Favre-Salomon ab 1796). Die Nutzung von Elektrizität und später der Mikroelektronik führte in den frühen 1970er Jahren dazu, dass die Steuerung und Regelung der Maschinen digital programmiert werden konnten. Seitdem können diese sogenannten speicherprogrammierbaren Steuerungen (SPS) immer komplexere Prozesse steuern und regeln.

Die Steuerung eines Fertigungsprozesses von einer zentralen Stelle aus erfordert, dass die SPS mit den am Prozess beteiligten Sensoren und Aktuatoren über längere Entfernungen hinweg kommuniziert. Bis in die 1990er Jahre wurden hierfür parallele Verbindungen mittels Kabelbäumen verwendet, die mit wachsenden Systemen auch den Verdrahtungsaufwand erhöhten. Die Einführung von Feldbussystemen ermöglichte, dass sich die Ein- und Ausgabedaten mehrerer Sensoren und Aktuatoren durch geeignete Multiplexverfahren einen gemeinsamen Anschluss einer SPS teilen konnten.

Die heutzutage in einem Fertigungsbetrieb vorhandenen Netzwerke werden oft in Hierarchieebenen eingeteilt. Dabei stehen betriebsweit aufgespannte Rechnernetze der Betriebsleitung (bei Großkonzernen sind das oft weltweite Intranets) weiter oben als anlagenweite Netze von Steuerungsrechnern in der Prozessleitebene, welche wiederum über den Netzen einzelner SPS und anderer Automatisierungsgeräte stehen. Die unterste Hierarchieebene (Feldebene) wird weitgehend von Feldbusnetzen bzw. field area networks (FANs) vertreten [1].

Es existiert eine Vielzahl von verschiedenen Feldbussystemen, welche die Feldebene je nach Anforderung und Einsatzzweck in eine weitere Hierarchiestruktur aufteilen. Insbesondere werden heute Netze auf der Systembusebene, die der Vernetzung von Automatisierungsgeräten untereinander dienen, von Netzen auf der Sensor-Aktuator-Ebene unterschieden. Diese stellen eine Verbindung zwischen einer SPS und den zahlreichen Sensoren und Aktuatoren her [2].

Feldbusse übertragen in den Fertigungsbetrieben vor allem prozessrelevante Daten. Auf der Sensor-Aktuator-Ebene sind das diverse Ein- und Ausgabedaten. Die Zuverlässigkeit der Datenübertragung beeinflusst maßgeblich die Produktqualität und den Produktionsfluss. Heutige FANs sind so ausgereift, dass sie nicht nur diese Anforderungen erfüllen, sondern auch für sicherheitskritische Funktionen eingesetzt werden [3]. So werden über FANs mitunter Daten von diversen Sicherheitssensoren sowie Abschaltbefehle übertragen, mit denen Gefahr für Mensch und Maschine erkannt und abgewendet werden kann.

Aufgrund der immer weiter fortschreitenden Automatisierung und Digitalisierung der Produktion steigen die Anforderungen an die Feldbussysteme ständig. Die Konzepte „Industrie 4.0“ [4] oder „Internet of Things (IoT)“ [5] streben an, dass immer mehr physikalische Objekte Daten über ihren aktuellen Zustand zum Abruf bereitstellen. Für die Feldbussysteme bedeutet dies die Anbindung von immer mehr einfachen Geräten, was auch zu höherem Bedarf an Datenraten führt. Dies betrifft insbesondere die Netze auf der Sensor-Aktuator-Ebene und bringt die aktuellen Systeme an ihre Kapazitätsgrenzen. Aus diesem Grund ist in dem durch das Bundesministerium für Wirtschaft und Technik geförderten Forschungsprojekt „Interdisziplinäre System- Infrastrukturen für die Gerätetechnik“ von einem Verbund aus Hochschulen und Industrieunternehmen ein neuartiges Feldbussystem entwickelt worden [6–8], welches eine deutlich höhere Leistungsfähigkeit als bisher eingesetzte FANs der Sensor-Aktuator-Ebene besitzt.

Dieses neue Feldbussystem verwendet das Mehrträger-Modulationsverfahren discrete multitone (DMT). Ebenso kabelgebunden wird DMT auch im Standard digital subscriber line (DSL) zur Datenübertragung eingesetzt [9, 10]. Für den Einsatz in drahtlosen Systemen wie digitales terrestrisches Fernsehen (DVB-T), drahtlose lokale Netzwerke bzw. wireless local area networks (WLANs) oder in dem als Long Term Evolution (LTE) bekannten Mobilfunk der 4. Generation [11–13] eignet sich orthogonaler Frequenzmultiplex (OFDM) besser, der nach gleichem Prinzip funktioniert aber besser für Bandpasskanäle anwendbar ist, sodass sich DMT als die Basisband-Variante von OFDM definieren lässt. Diese Modulationsverfahren, die den aktuellen Stand der Technik darstellen, sind vor allem dafür bekannt, dass damit stark frequenzselektive Kanäle wie z.B. stark verzweigte Kabelnetzwerke oder Funkkanäle mit ausgeprägter Mehrwegeausbreitung mit relativ geringem Implementierungsaufwand für die Kanalverzerrung im Empfänger zur Datenübertragung verwendet werden können [14].

Diese Arbeit beschäftigt sich mit Diagnosealgorithmen für das neuartige Feldbussystem, welche insbesondere die Aspekte des Übertragungsverfahrens abdecken. Hierzu gehört die Untersuchung der Geräte und Verfahren, mit welchen die Diagnosedaten gesammelt werden können, die Kriterien der Anbindung der Geräte an das zu untersuchende Netzwerk, sowie die Herleitung einiger effizienter Algorithmen, mit denen Aussagen über den Systemzustand gemacht werden können.

Anders als Teilnehmeranschlussnetze wie DSL oder LTE werden die FANs oft von Anlagenbetreibern installiert und gewartet, die wenig bis keine technische Kenntnis über das jeweils zugrundeliegende

Übertragungsverfahren besitzen. Andererseits sind die Zuverlässigkeitsanforderungen an ein FAN viel höher als an ein lokales Netzwerk wie WLAN. Deshalb bieten die Gerätehersteller den Anwendern Test- und Diagnosewerkzeuge zur Unterstützung bei der Inbetriebnahme des Netzes oder bei der Fehlersuche an. Die Verfügbarkeit solcher Werkzeuge für ein Feldbussystem ist wichtig, damit dieses System eine hohe Akzeptanz erlangen kann. DMT ist jedoch auch bei den Herstellern von Automatisierungssystemen noch wenig bekannt und die Diagnose ist zudem deutlich komplexer als bei verbreiteten bitseriellen Übertragungsverfahren. Daher ist es ein Ziel dieser Arbeit, Diagnosealgorithmen zu erarbeiten und vorzustellen, welche den Entwicklern von Endgeräten und Diagnosewerkzeugen helfen können, die Ergebnisse von bisherigen Arbeiten an dem neuartigen DMT-basierten System in ihre Produkte und Dienstleistungen zu integrieren.

Die in dieser Arbeit vorgestellten Ergebnisse wurden im Rahmen des vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) geförderten Verbundprojekts „Netzintegration von Test- und Diagnose-Tools für die Innovative Mehr-Punkt-Kommunikation in der Industrie- Automation (TOOLNet)“ erarbeitet [15–17]. Weitere Ergebnisse des Projekts wurden unter anderem in [18–22] vorgestellt und betreffen Themen wie die optische oder drahtlose Datenübertragung, den Entwurf von Analogschaltungen für Endgeräte und Diagnosewerkzeuge sowie die Möglichkeiten der grafischen Darstellung des Systemzustands.

Der weitere Aufbau dieser Arbeit ist folgendermaßen gegliedert. Kapitel 2 gibt eine Einführung in die Funktionsweise des betrachteten Feldbussystems und liefert theoretische Grundlagen, die für das Verständnis der weiteren Inhalte der Arbeit von Vorteil sind. In Kapitel 3 wird die Problematik der rückwirkungsarmen Ankopplung eines Diagnosegeräts an das Leitungsnetzwerk adressiert. Den Großteil der Arbeit nimmt das Kapitel 4 ein, in welchem die Verwendung eines digitalen Speicheroszilloskops zur Analyse des Signals auf der Leitung diskutiert wird. Im Kapitel 5 wird die Verwendung einer speziellen digitalen Hardware für die Systemdiagnose angesprochen, bevor einige der darauf basierenden Diagnosealgorithmen vorgestellt werden. Das Kapitel 6 gibt schließlich einen zusammenfassenden Überblick über die Ergebnisse der Arbeit.

Kapitel 2

Grundlagen

2.1 Beschreibung des Systems

Wie im Einführungskapitel erwähnt, wurde das dieser Arbeit zugrunde liegende neuartige Feldbussystem in früheren Arbeiten spezifiziert und dimensioniert. Die Veröffentlichung [23] gibt einen Überblick, während die Dissertationen [18] und [24] besonders detailliert auf das Verhalten der realen Implementierungen bzw. auf den neuartigen Fehlerschutzmechanismus (teilweise auch in [25] veröffentlicht) eingehen.

In diesem Kapitel werden, basierend auf den genannten Vorarbeiten, nur die Haupteigenschaften des Systems vorgestellt, sodass eine Basis für das Verständnis der dort eingesetzten Algorithmen sowie der Begriffe und Formelzeichen, welche in späteren Teilen dieser Arbeit verwendet werden, gegeben ist.

2.1.1 Systemanforderungen

Das Entwicklungsziel für das neuartige Feldbussystem nach [18, 23–25] war die Verwendbarkeit auf der Sensor-/Aktuator-Ebene, ähnlich dem System Aktuator-Sensor-Interface (AS-Interface) [26]. Da das herkömmliche System [26] in den bestehenden Industrieanlagen weit verbreitet ist, wurde das neuartige System mit der primären Anforderung entwickelt, in den Anlagen bereits installierte Kabelnetzwerke als Übertragungsmedium verwenden zu können. Das einfache Herstellen von Verbindungen und Verzweigungen hat maßgeblich zur Marktakzeptanz und Verbreitung des herkömmlichen Systems beigetragen, deshalb war auch für das neuartige Bussystem die bis auf eine maximale Leitungslänge weitgehende Unabhängigkeit von der Netztopologie notwendig.

Da es direkt die Abläufe der Fertigungsprozesse sicherstellen muss, hat ein Sensor-Aktuator-Feldbus generell die Anforderung einer sehr hohen Fehlersicherheit (Bitfehlerrate in der Größenordnung von

10^{-12}) und sehr kleinen Antwortzeiten bzw. Latenzen (wenige ms). Obwohl die zunehmende Automatisierung von Fertigungsprozessen immer höhere Datenraten in den Sensor-Aktuator-Netzwerken erfordert, bleiben diese in der Größenordnung von einigen kbit/s pro Teilnehmer und sind im Vergleich mit Systemen höherer Ebenen eher gering.

Dennoch sind höhere Datenraten unentbehrlich für die wachsende Digitalisierung von Fertigungsprozessen und das herkömmliche System kann mit seinem bitseriellen Übertragungsverfahren diesen Bedarf nicht decken, ohne dabei die oben genannten Qualitätsanforderungen zu verletzen.

2.1.2 Systemarchitektur

Das Feldbusnetz dient in der Regel der Anbindung von mehreren prozessnahen Sensoren und Aktuatoren an eine zentrale Steuereinheit oder an ein anderes Netz. Daher sind die Rollen der Netzteilnehmer so verteilt, dass ein Netz immer einen zentralen Knoten, den sogenannten Master enthält, welcher der höheren Ebene den Zugriff auf mehrere Peripherieknoten, sogenannte Slaves ermöglicht. Obwohl alle Netzteilnehmer an eine gemeinsame Zweidrahtleitung angeschlossen sind, kommunizieren die Slaves nicht direkt miteinander, sondern nur mit der über den Master erreichbaren Steuereinheit. Die Datenübertragung vom Master in Richtung zu den Slaves wird dabei als Downlink (DL) und von den Slaves zum Master als Uplink (UL) bezeichnet.

Um Kollisionen zu vermeiden, dürfen die Slaves nur dann Senden, wenn der Master dies nicht tut. Deshalb und um die Echtzeitkommunikation zu ermöglichen, erfolgt die Datenübertragung zyklisch, sodass in einem Zyklus zuerst der Master und dann die Slaves senden. Somit sind DL und UL durch Zeitmultiplex bzw. Englisch time division duplex (TDD) zeitlich voneinander getrennt. Die vom Master im DL übertragenen Daten geben unter anderem vor, welche Slaves in der nachfolgenden UL-Phase eine Antwort senden sollen. Dieses Verhalten ist als Polling bekannt und findet auch im herkömmlichen Feldbussystem Anwendung [26]. Der große Unterschied des neuartigen Systems liegt darin, dass durch Frequenzmultiplex mehrere Slaves in einem Zyklus angesprochen werden können. Die hierfür notwendigen Verfahren der Medienzugriffssteuerung (MAC) wurden in [7, 27] erarbeitet. Da diese Arbeit sich mit der Systemdiagnose auf der Modulationsebene befasst, geht der Abschnitt 2.1.4 detailliert darauf ein, wie die oben beschriebenen Systemeigenschaften durch entsprechende Modulation erreicht werden.

2.1.3 Einordnung in das ISO/OSI-Schichtenmodell

Zur einheitlichen Charakterisierung der Kommunikation in offenen Systemen, Engl.: Open Systems Interconnection (OSI) und zur eindeutigen Zuordnung der Anwendbarkeit späterer Standards veröffentlichte die International Telecommunication Union (ITU) 1994 eine Richtlinie für ein Referenzmodell, welches die verschiedenen Aspekte der Kommunikation auf sieben Schichten anordnet [28].

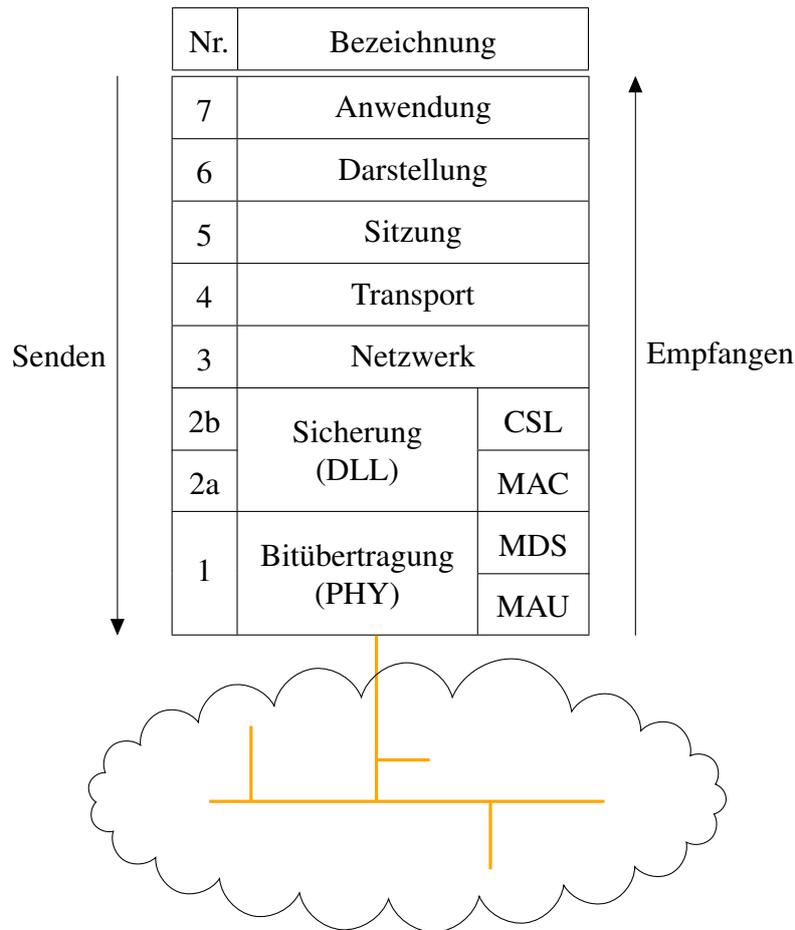


Bild 2.1: ISO/OSI-Referenzmodell mit seinen 7 Schichten

Die Internationale Standardisierungsorganisation (ISO) hat dieses Modell zum Standard für offene Kommunikationssysteme, d.h. Systeme, welche offen zur Verwendung mit Geräten verschiedener Hersteller sind, erklärt [29]. Bild 2.1 zeigt die sieben standardisierten Schichten. Die unteren beiden Schichten, Datensicherungsschicht (DLL) und physikalische Schicht (PHY) sind für diese Arbeit von besonderem Interesse und sind entsprechend Bild 2.1 in je zwei Unterschichten aufgeteilt, nämlich Verbindungsschicht (CSL) und MAC bzw. Modulations- und Demodulationsschicht (MDS) und Medienanschlusseinheit (MAU).

In den meisten Kommunikationssystemen werden digitale Daten übertragen. Diese werden entweder von Anwendungen generiert (z.B. Texte, Zahlenwerte oder Befehlscodes) oder sie stammen zwar aus der analogen Welt, werden jedoch vor der Übertragung durch einen Analog-Digital-Umsetzer (ADC) digitalisiert. Daher werden die Algorithmen der Informationsübertragung aller Schichten des OSI-Modells¹ als Programme für Computer bzw. Mikrocontroller oder als digitale Logikschaltungen implementiert. Letztere werden entweder als dedizierte integrierte Schaltkreise aufgebaut oder auf

¹Die Menge aller an der Kommunikation beteiligten Algorithmen und die definierten Schnittstellen zwischen den einzelnen Schichten werden als Protokollstapel bzw. Englisch „protocol stack“ bezeichnet.

programmierbare Logikbausteine, sogenannte field programmable gate arrays (FPGAs), programmiert.

Da diese digital erzeugten Sendesignale jedoch als analoge Signale über physikalische Kanäle (Spannungs- und Stromsignale im Kabel, elektrische und magnetische Feldstärke bei Funkstrecken oder Lichtleistung in einem Lichtwellenleiter) übertragen werden sollen, ist die MAU als die unterste Schicht für die Verbindung der digital implementierten Kommunikationsalgorithmen mit dem analogen Kanal notwendig. Die analoge Sende-/Empfangsschnittstelle (AFE) ist ihr Hauptbestandteil und ist für die (ggf. einstellbare) analoge Verstärkung und Filterung des Signals sowie für den Schutz der digitalen Schaltungen vor Spannungsspitzen verantwortlich. Ein Digital-Analog-Umsetzer (DAC) in der Sende- und ein ADC in der Empfangsrichtung, zusammen mit entsprechenden Schaltungen zur Takterzeugung, sind ebenfalls Teil der MAU und dienen der eigentlichen Umsetzung zwischen analogen Signalen und digitalen Daten.

Die Komponenten der MAU sind digital an die Komponenten der MDS angebunden, deren Hauptaufgabe es ist, die mit der MAC-Schicht auszutauschenden binären Datensätze einerseits und die ADC- bzw. DAC-Abtastwerte andererseits effizient und zuverlässig ineinander umzuwandeln. Durch die geeignete Modulation soll die MDS die optimale Ausnutzung der vom Kanal zur Verfügung gestellten Ressourcen durch die Sendedaten erreichen. Hierfür sind unter anderem auch Algorithmen zur Kanalschätzung und -Entzerrung sowie zur Fehlerschutzcodierung und -Decodierung wichtige Bestandteile der MDS.

Die im Schichtenmodell über der MDS liegende MAC-Schicht tauscht mit der MDS die binären Sende- und Empfangsdaten aus, und führt außerdem Aufgaben zur Überwachung der Zeit- und Frequenzressourcen des Netzwerks und der Verwaltung des Zugriff der Systemteilnehmer darauf durch. Hierfür wertet sie zum Beispiel die von der MDS bereitgestellten Daten der Kanalschätzung aus und gleicht sie mit den von der CSL-Schicht stammenden Informationen über die Ressourcenanforderungen durch die Teilnehmer aus. Durch Sammeln bzw. Stellen dieser Anforderungen ist die CSL-Schicht für die Datenflusskontrolle verantwortlich.

Die Komponenten ab der dritten Schicht des Referenzmodells aufwärts dienen dem Erstellen, Aufbereiten und dem Interpretieren bzw. Darstellen der zu übertragenden Informationen. Im betrachteten System dient der Master der Vermittlung der Sensoren- bzw. Aktuatordaten z.B. an eine SPS. Da in Feldbussystemen der Sensor-Aktuator-Ebene solche Einsatzszenarien häufig der Fall sind, spezifizieren diese Systeme meist nur die unteren Schichten des Protokollstapels bis zur CSL [2, 30]. Auf der Seite des Slaves können die darüber liegenden Schichten durch die direkt angeschlossenen Sensoren bzw. Aktuatoren zur Anwendungsschicht vereint werden; der Master dient als Gateway zu einer SPS – entweder direkt oder über ein FAN höherer Ebene – muss also keine höheren Schichten implementieren.

2.1.4 Übertragungsverfahren

Das neuartige Feldbussystem [23] verwendet DMT als Modulationsverfahren, das eine reellwertige Basisbandvariante von OFDM ist. Hierbei wird die verwendete Bandbreite in N_{DMT} schmalbandige Unterträger aufgeteilt, die unabhängig voneinander moduliert werden können. Durch die exklusive Zuweisung einzelner Unterträger an verschiedene Slaves wird mittels Frequenzmultiplex das gleichzeitige Ansprechen von mehreren Empfängern im Downlink ermöglicht. Dieses Mehrfachzugriffsverfahren wird im Folgenden DMT mit Mehrfachzugriff (DMT-MA) genannt. Beim Senden im Uplink modulieren die Slaves ebenfalls nur die ihnen hierfür zugeteilten Unterträger mittels der Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM) und alle übrigen mit einem Null-Signal. Durch die Orthogonalität der Unterträger kann der Master die Daten der einzelnen Slaves auseinanderhalten.

OFDM im allgemeinen und DMT speziell hat die Eigenschaft, dass die Übertragung bei hinreichender Dimensionierung des Schutzintervalls zwischen benachbarten DMT-Symbolen frei von Intersymbolinterferenz (ISI) ist [31]. Durch das Senden der zyklischen Fortsetzung eines jeden DMT-Symbols während des ihm vorausgehenden Schutzintervalls lässt sich die Wirkung des Übertragungskanals auf die konstante Änderung der Amplitude und der Phase der Symbole beschränken, mit denen die einzelnen Unterträger moduliert werden. Da zur Modulation einzelner Unterträger differenzielle Quadraturphasenumtastung (DQPSK) verwendet wird und die übertragene Information der Phasendifferenz zweier aufeinander folgenden Symbole entnommen wird, hebt sich der Kanaleinfluss auf und es besteht kein Bedarf an einer empfängerseitigen Entzerrung [32].

Die verbleibende frequenzabhängige Dämpfung des Signals durch den Kanal beeinflusst das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR), das auf den einzelnen Unterträgern wirksam ist. Die Bitfehlerrate ist vom SNR abhängig und das für das System entwickelte neuartige Fehlerschutzverfahren, welches in [24, 25] vorgestellt und ausgewertet wird, ermöglicht eine mittlere Restfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-12} mit tolerierbarer Sendewiederholungsrate von 10^{-3} bei SNR-Werten um 11 dB. Es basiert auf einem verkürzten Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH)-Kanalcode sowie auf der Auswertung einer Metrik zur Erkennung von möglichen Decodierfehlern [24, 25].

Um eine zuverlässige Kommunikation zu gewährleisten, weist die MAC-Schicht des Masters den Slaves jene Unterträger zu, welche ein hinreichend gutes SNR aufweisen. Es wird ein blinder Schätzalgorithmus für das SNR verwendet, welcher die Streuung der Symbolphasen am Ausgang der differenziellen Demodulation auswertet [18]. Bei der Trägerzuweisung wird auch ausgenutzt, dass die Frequenzselektivität des Kanals ortsabhängig ist (vgl. hierzu Abschnitt 2.1.6), wodurch an den Positionen von jeweiligen Teilnehmern unterschiedliche Unterträger in Frage kommen können.

Die Prozedur der automatischen Systemkonfiguration ist mit erhöhtem Datenratenbedarf sowie mit besonders strengen Anforderungen an die Zuverlässigkeit der Übertragung verbunden, sodass für diesen Anwendungsfall sowie für weitere Verwaltungsaufgaben fest definierte Unterträger reserviert sind. Diese sind in regelmäßigen Abständen über den gesamten verwendeten Frequenzbereich verteilt

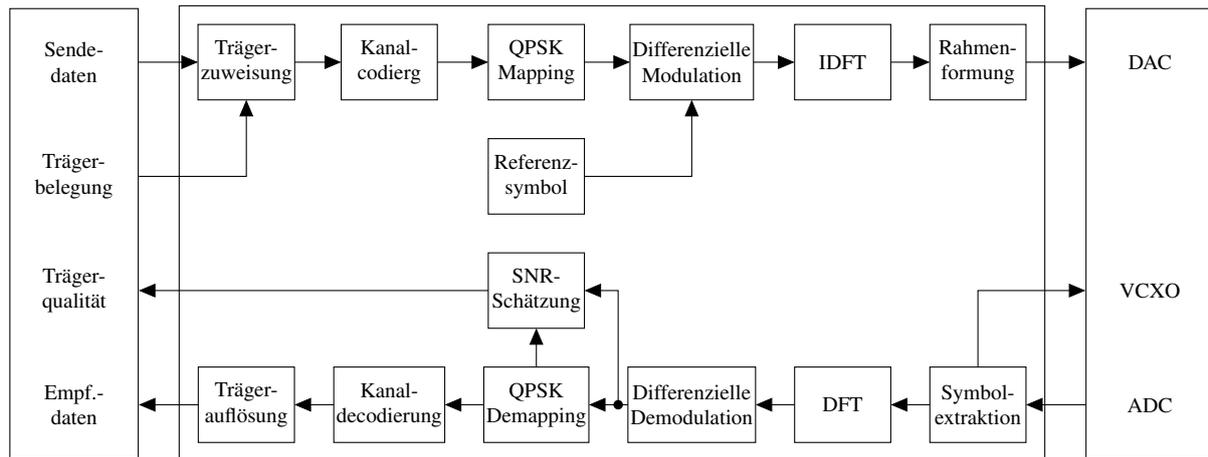


Bild 2.2: Blockschaltbild des betrachteten Übertragungsverfahrens

und können bei Bedarf auch alle von einem einzelnen Slave im Uplink mit Daten moduliert werden, falls dieser Slave dazu vom Master aufgefordert wird.

2.1.5 Aufbau der Sende- und Empfangsalgorithmen

Das Bild 2.2 zeigt ein Blockschaltbild der DMT-Modulation und -Demodulation in der MDS, eingebettet zwischen den benachbarten Schichten MAC und MAU. Die Implementierung der Master- und Slave-MDS ist im betrachteten System weitgehend identisch, lediglich die Schnittstellen-Blöcke hin zur MAU und zur MAC-Schicht haben leicht unterschiedliche Funktionen zu erfüllen. Die Kernkomponente der MDS ist die inverse diskrete Fourier-Transformation (IDFT) bzw. die diskrete Fourier-Transformation (DFT), welche der eigentlichen Modulation und Demodulation der insgesamt N_{DMT} orthogonalen Unterträger dient. N_{DMT} wird zu einer Zweierpotenz gesetzt, sodass die DFT und die IDFT sehr effizient mithilfe des Algorithmus der schnellen Fouriertransformation (FFT) implementiert werden kann [33, 34].

Zur Modulation der für den jeweiligen Sender benötigten sogenannten „aktiven“ Unterträger wird DQPSK verwendet, die restlichen „inaktiven“ Unterträger werden mit Nullen moduliert. Durch die IDFT werden gleichzeitig die N_{DMT} Unterträger moduliert und zu einem DMT-Symbol überlagert, welches $2 \cdot N_{DMT}$ Abtastwerte lang ist. Auf diese Weise werden nacheinander N_{Sym} DMT-Symbole generiert und gesendet, wobei jedes Symbol mit N_{GI} Abtastwerten nach vorne zyklisch fortgesetzt wird, um das Schutzintervall zu füllen. Danach legt jeder Sender eine Sendepause ein, sodass durch zeitversetztes Senden durch den Master und die Slaves TDD möglich wird. Ein Zyklus aus einer Master- und einer Slave-Symbolesequenz wird im betrachteten System und weiter in dieser Arbeit als Übertragungsrahmen oder vereinfacht als „Rahmen“ bezeichnet. Ein Übertragungsrahmen umfasst vor der Digital-Analog-Wandlung $N_{A,F}$ Abtastwerte und besteht aus je einem Downlink- und Uplink-

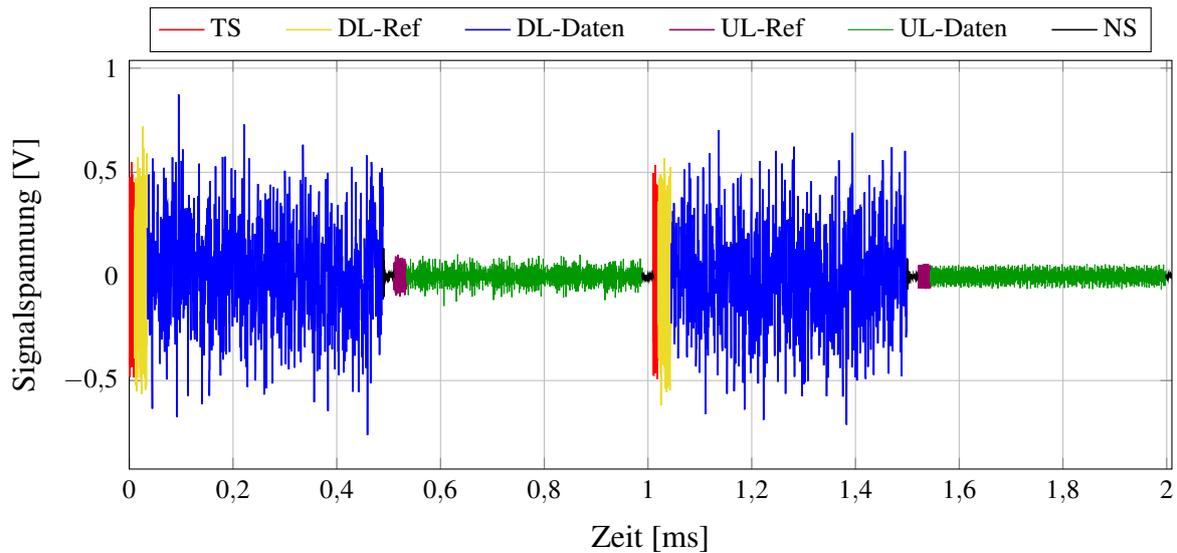


Bild 2.3: Signal auf der Leitung mit farblich markierten Bestandteilen eines Übertragungsrahmens. Es gilt $N_{\text{Sym}} = 20$.

Teilrahmen, die jeweils durch ein Nullsymbol (NS) voneinander getrennt sind. Die Nullsymbole definieren Zeitschlitze, während welcher weder der Master noch die Slaves senden. Durch diese Pausen wird erreicht, dass eine Umstellung der MAU und der MAC-Schicht zwischen Sendebetrieb und Empfangsbetrieb erfolgen kann. In Bild 2.2 dient der Block „Rahmenformung“ der Einhaltung der richtigen Abfolge von Sende- und Ruhezeiten. Das erste von N_{Sym} gesendeten DMT-Symbolen eines Teilrahmens ist ein Referenzsymbol, welches zur differentiellen Modulation und Demodulation benötigt wird. Der Master sendet vor dem Referenzsymbol zusätzlich eine Trainingssequenz (TS), die allen Slaves bekannt ist, sodass diese durch Anwendung einer Kreuzkorrelation im Block „Symbolextraktion“ den Rahmenstart erkennen können. Ein Slave muss dabei auch die Anzahl an ADC-Taktperioden $\widehat{N}_{A,F}$ zwischen zwei empfangenen Trainingssequenzen erfassen, damit eine eventuelle Abweichung des Abtasttaktes erkannt und eine Nachregelung durch die MAU veranlasst werden kann. In der Master-Implementierung dieses Blocks entfällt die Rahmenerkennung und es muss lediglich die festgelegte Zeit bis zum Eintreffen der Antwort aller Slaves abgewartet werden.

Bild 2.3 zeigt die Zeitbereichsdarstellung eines Signals, wie es auf der Leitung gemessen werden kann, über die ein Master mit drei Slaves Daten austauscht. Es sind zwei vollständige Übertragungsrahmen dargestellt, durch farbliche Hervorhebung wird die relative Dauer der TS sowie der Referenzsymbole angedeutet. Man erkennt die mit einem NS voneinander getrennten Downlink- und Uplink-Teilrahmen. Beim Teilrahmen höherer Amplitude handelt es sich bei diesem Beispiel um den Downlink, wobei der Master zum Zwecke der eventuellen Schätzung der Kanalqualität alle Unterträger mit zufälligen Daten moduliert. Im Uplink-Teilrahmen sind bei den drei Slaves nur jeweils zwei explizit zugewiesene Unterträger aktiv, was zur geringeren Signalamplitude führt.

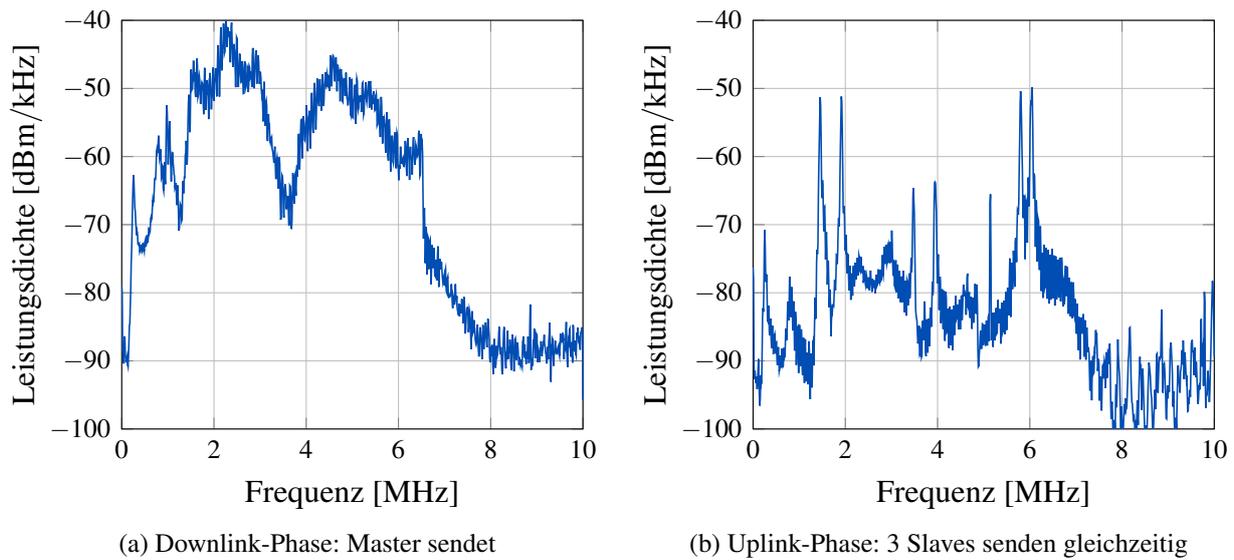


Bild 2.4: Leistungsdichtespektren des Down- und Uplinksignals, gemittelt jeweils über einen Übertragungsrahmen

Diese unterschiedliche Trägerbelegung ist im Bild 2.4 deutlich zu erkennen, welches die Frequenzbereichsdarstellung des in Bild 2.3 dargestellten Signalverlaufs zeigt. Da der Master alle aktiven Unterträger mit DQPSK-Symbolen gleicher Amplitude moduliert, folgt der Verlauf der im Bild 2.4a dargestellten Leistungsdichte dem Betragsquadrat der Kanal-Übertragungsfunktion des Netzwerks zwischen dem Master und dem zufällig gewählten Messpunkt, an dem das Messgerät angeschlossen wurde.

Um einen eventuellen gleichzeitigen Betrieb herkömmlicher Feldbussysteme auf demselben Leitungsnetz und somit die Verwendung von bereits installierten Netzwerken zu ermöglichen, wird in dem hier vorgestellten neuartigen System ein Frequenzband im unteren Teil des Spektrums freigehalten, indem die DMT-Unterträger unterhalb der Unterträgernummer k_{\min} niemals für die Datenübertragung aktiv sind. Um die nach der Digital-Analog-Wandlung einzusetzenden analogen Filter einfach halten zu können, werden auch im oberen Teil des Spektrums alle Unterträger oberhalb der Unterträgernummer k_{\max} von der Datenübertragung ausgeschlossen. Dies erkennt man im Bild 2.4a an den steilen Flanken des dargestellten Spektrums.

Aus dem Spektrum in Bild 2.4b kann man keine Aussage über die Übertragungsfunktion (ÜF) des Kanals von einzelnen Slaves zum Messgerät treffen, weil jeder Slave vom Master mit einer individuellen Sendeverstärkung konfiguriert werden kann und weil einzelne Slaves jeweils nur einen kleinen Teil des Spektrums ausnutzen. Man erkennt jedoch die sechs schmalbandigen Unterträger, welche zusammen zu einem relativ schwachen Signal im Zeitbereich (Bild 2.3) überlagert werden. Außer den sechs modulierten DMT-Unterträgern sind zwei Spitzen bei ca. 260 kHz und ca. 5,1 MHz zu sehen. Dies sind schmalbandige Störsignale, welche von Außen in die Leitung einkoppeln oder durch

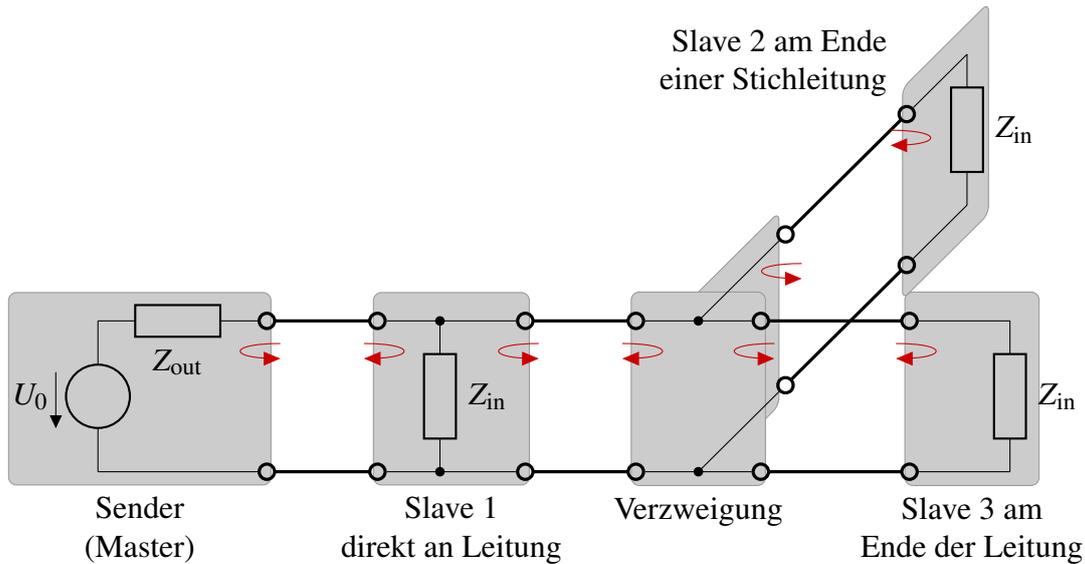


Bild 2.5: Mögliche Ursachen von Reflexionen in einem verzweigten Feldbusnetzwerk. Rote Pfeile deuten Reflexionen an den grau hinterlegten Fehlanpassungsstellen an.

parasitäre Effekte von analogen Schaltungen erzeugt werden.

2.1.6 Kanaleigenschaften

Wie auch das herkömmliche Feldbussystem nach [26], nutzt das hier beschriebene neuartige System [23] ein Zweidrahtleitungsnetzwerk als Übertragungskanal. In [18] wurde unter anderem die Erweiterung des Systems für die Verwendung faseroptischer (Teil-)Netzwerke erarbeitet, hier wird der Schwerpunkt jedoch auf kabelgebundene Übertragung gelegt.

Das im beschriebenen Feldbussystem eingesetzte Kabel ist eine unverdrillte und ungeschirmte Zweidrahtleitung [35]. Mithilfe der Durchdringungstechnik lassen sich sehr einfach Slaves an die Leitung anschließen oder Leitungsverzweigungen herstellen [26]. Somit können beliebige Netzwerktopologien entstehen, welche sich im Laufe der Zeit auch ändern können. Die Netzteilnehmer besitzen AFEs, die hochohmig ausgelegt werden, um die Reflexionen gering zu halten, falls sie direkt an die Leitung angeschlossen werden [7]. Ein hochohmiges AFE am Ende einer Leitung oder eine Verzweigungsstelle verursachen jedoch durchaus Reflexionen, die zurück ins Netzwerk gelangen. Bild 2.5 veranschaulicht an einem Beispielsystem mit einem Master und drei Slaves, wie diese Reflexionen zustande kommen.

Da Slave 1 im Beispiel aus Bild 2.5 direkt an der Leitung angeschlossen ist und $|Z_{in}| \gg |Z_L|$ gilt, verursacht er nur eine geringe Reflexion. Der Master und die beiden anderen Slaves schließen jeweils einen Leitungsabschnitt mit Z_{out} bzw. Z_{in} ab und reflektieren ein eintreffendes Signal zur Verzweigungsstelle hin. Diese stellt ein Dreitor dar, dessen Eingangsimpedanz an einem jeden Tor durch die

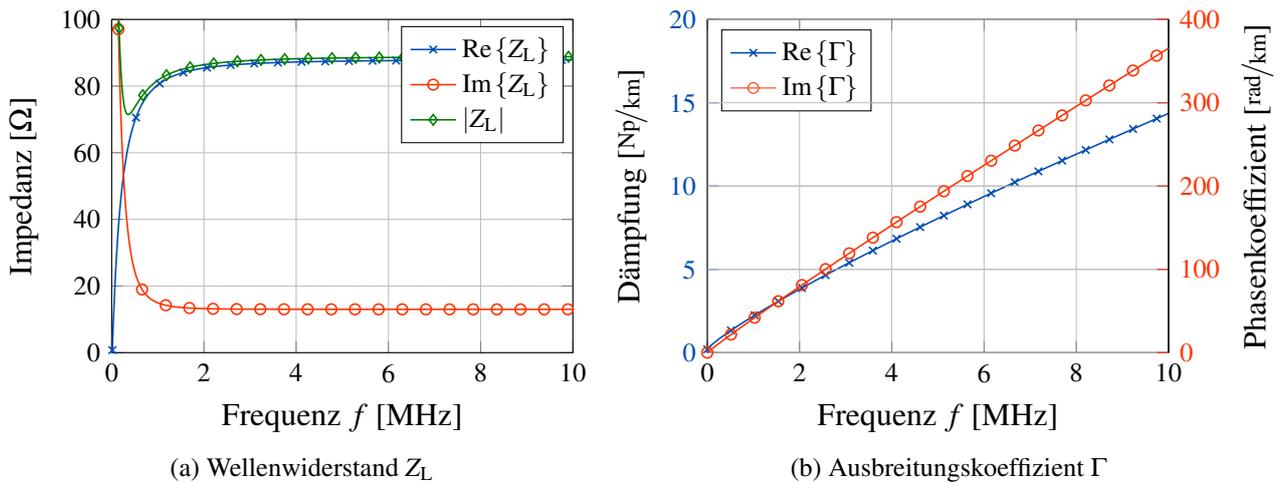


Bild 2.6: Leitungparameter der verwendeten Zweidrahtleitung

Parallelschaltung von Eingangsimpedanzen der Teilnetze an den beiden anderen Toren gebildet wird. Selbst bei der Annahme, dass die Impedanzen an allen Leitungsenden an Z_L angepasst sind, beträgt die Eingangsimpedanz der Leitungsverzweigung an allen drei Toren $Z_L/2$ [36], sodass an allen Toren Reflexionen entstehen können. An einer gegebenen Position überlagern sich somit im Allgemeinen mehrere reflektierte Signale, welche durch die Leitung jeweils eine eigene Dämpfung und Verzögerung erfahren. Die Überlagerung aller Reflexionen an der Anschlussstelle eines Empfängers entspricht der von Funkkanälen bekannten Mehrwegeausbreitung und führt zu einer frequenzselektiven ÜF des Kanals zwischen dieser Position und der Position des zurzeit aktiven Senders. Die frequenzabhängigen Werte der Leitungparameter (Wellenwiderstand Z_L und Ausbreitungskoeffizient Γ) sowie der Eingangsimpedanz der Teilnehmer Z_{in} verursachen weitere Frequenzselektivität.

Die Webdemo [37] ist ein vereinfachtes interaktives Beispiel für die durch Reflexionen verursachte Frequenzselektivität von Leitungsnetzwerken.

Im Kapitel 3 werden Ergebnisse von Simulationen an Leitungsnetzwerken vorgestellt. Hierzu wurde ein Simulationsmodell verwendet, wie es in [36, 38] vorgestellt und in [18, 24] zu Kanalsimulationen des betrachteten Feldbussystems eingesetzt wurde. Wie auch dort, wurden in der vorliegenden Arbeit die in [39] messtechnisch bestimmten Leitungparameter verwendet. Bild 2.6a zeigt den aus diesen Parametern berechneten Wellenwiderstand, in Bild 2.6b ist der Ausbreitungskoeffizient zu sehen, aufgeteilt in den Realteil (Dämpfungskoeffizient $\alpha = \text{Re}\{\Gamma\}$) und den Imaginärteil (Phasenkoeffizient $\beta = \text{Im}\{\Gamma\}$).

Im herkömmlichen Bussystem nach [26] führt die Frequenzselektivität wegen der relativ niedrigen Übertragungsrate zu keinen nennenswerten Einbußen in der Signalqualität. Beim hier betrachteten neuartigen System ist die verwendete Bandbreite mit bis zu 10 MHz jedoch deutlich höher und dem Effekt der Frequenzselektivität des Kanals muss durch den Einsatz eines Schutzintervalls sowie durch

die dynamische Unterträgerzuweisung an die Teilnehmer entgegengewirkt werden.

2.1.7 Prototypische Implementierung

Die Funktionalität der für das neue Feldbussystem entwickelten Algorithmen ist auf einer Prototypenplattform nachgewiesen worden [18, 24, 40]. Diese basiert auf einem programmierbaren Logikbaustein bzw. FPGA, welcher hauptsächlich die MDS und teilweise MAC-Komponenten beinhaltet. Für weitere, weniger Rechenintensive Algorithmen der MAC ist ein Mikrocontroller vorhanden. Der FPGA ist über ein Schnittstellen-Schaltkreis [41] mit einem USB-Anschluss verbunden, sodass ein Prototyp an einen PC angeschlossen werden kann. Von dem PC aus kann insbesondere der Mikrocontroller mit Betriebsparametern versorgt werden und es können die der MAC-Schicht vorliegenden Statusinformationen abgerufen und auf einer grafischen Benutzeroberfläche angezeigt werden.

Zum Leitungsnetz hin ist die Prototypenplattform mit einem DAC und einem ADC ausgestattet, für die wie auch für den FPGA ein spannungsgesteuerter Quarzoszillator (VCXO) das Taktsignal liefert. Wie in [18] verdeutlicht wird, ist in OFDM-Systemen eine möglichst hohe Übereinstimmung der Taktfrequenzen im Sender und Empfänger notwendig, sodass die Steuerbarkeit des Oszillators sehr wichtig ist. Erkennt ein Slave während der im Abschnitt 2.1.4 erwähnten Symbolextraktion eine Abweichung, kann die im FPGA implementierte MDS den VCXO nachregeln. Die Prototypen können über austauschbare AFEs, welche als Aufsteckplatinen verschiedene Ankopplungseigenschaften aufweisen können, auf das Kabelnetzwerk zugreifen.

Für die Fertigung der Master- und Slave-Endgeräte mit dem Ziel der Vermarktung ist eine FPGA-basierte Implementierung nicht geeignet, weil die Fertigungs- und somit die Produktkosten durch die Anwender nicht tragbar sind. Zum Vergleich sei hier anzugeben, dass insbesondere in FANs der Sensor-Aktuator-Ebene der Preis von einfachen Endgeräten unter 100€ sein kann [1]. Da in Fertigungsprozessen immer mehr Sensoren und Aktuatoren eingesetzt werden, sollen auch die künftig herzustellenden Endgeräte des neuartigen Feldbussystems kostengünstig sein. Um dies zu erreichen, müssen sogenannte application-specific integrated circuits (ASICs) entwickelt werden, welche in Massenfertigung produziert werden können. Aus Gründen der Wirtschaftlichkeit in der Herstellung und in der Anwendung wird der Funktionsumfang der künftigen ASICs soweit wie möglich reduziert, sodass diese nur die für den Feldeinsatz benötigten Komponenten enthalten. Dies betrifft neben der Optimierung der Algorithmen insbesondere die Reduktion der Anzahl der Ein- und Ausgangspins des Chips, weil dies außer den Herstellungskosten den Energieverbrauch, die elektromagnetische Verträglichkeit und die verwendbare Taktrate beeinflusst.

2.2 Systemdiagnose

Obwohl OFDM in vielen Übertragungssystemen eingesetzt wird und zum Stand der Technik geworden ist, ist es ein komplexes Übertragungsverfahren. Es ermöglicht zwar eine relativ zuverlässige und in vielerlei Hinsicht eine effiziente Kommunikation, die notwendigen Algorithmen sind jedoch sehr empfindlich gegenüber Unzulänglichkeiten der eingesetzten Hardware. Außerdem sind durch die vielfältigen Topologiemöglichkeiten Szenarien möglich, bei denen nicht für alle Teilnehmer einwandfreie Kommunikation ermöglicht werden kann. Hinzu kommt, dass das System noch nicht die Reife für die Standardisierung erreicht hat. Insbesondere die Algorithmen der MAC-Schicht sind zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Arbeit nicht ausgereift, sodass eine suboptimale Trägerzuweisung möglich ist und die Schwächen der Algorithmen aufgedeckt und behoben werden müssen.

In der Industrie herrschen bisher Systeme mit bitserieller Übertragung vor, deshalb sind die Hersteller von Netzkomponenten für das neuartige System und vor allem die künftigen Anlagenbetreiber mit dem verwendeten Mehrträger-Modulationsverfahren nicht vertraut. Daher müssen komplexe Messverfahren in einem weiteren Schritt auf eine einfache Handhabung umgesetzt werden, sodass insbesondere Anwender ohne viel Hintergrundwissen in der Modulation (z.B. Elektroinstallateure) mit der Installation und dem Betrieb des Systems zurechtkommen. Neben einem stark automatisierten Aufbau der Verbindung zwischen dem Master und allen (neu) angeschlossenen Slaves ist hierfür die Möglichkeit der Diagnose eines Systems sehr wichtig. Es erfordern insbesondere, aber nicht ausschließlich, folgende Aufgaben eine Diagnose am System:

- Prüfung des Systems auf Fehlerfreiheit bei der Inbetriebnahme
- Sicherstellung, dass nach einer Netzveränderung (Hinzufügen/Entfernen/Verschieben von Leitungssegmenten und Slaves) das System weiterhin fehlerfrei läuft
- Erkennung eines Fehlerfalls
- Im Fehlerfall Suche nach der Ursache und deren Behebung

Für diese Aufgaben muss ein Anlagenbetreiber oder ein entsprechender Dienstleister über Diagnosewerkzeuge verfügen, welche zum einen den richtigen Einblick in den Systemstatus bieten, zum anderen jedoch keine tiefen Kenntnisse der Datenübertragung erfordern.

2.2.1 Diagnoseparameter

Der Begriff der Systemdiagnose umfasst die Ermittlung von Metriken, welche den Systemzustand beschreiben, und soweit wie Möglich das Herleiten von Aussagen darüber, ob ein Fehlerfall vorliegt bzw. aufzutreten droht, wie schwerwiegend der Fehlerfall ist und was die Ursache des Fehlers ist.

Für die Diagnose eines Kommunikationssystems auf der Modulationsebene kommen unter anderem folgende Metriken als Diagnoseparameter in Frage.

- Die *Bitfehlerhäufigkeit*, häufig mit dem englischen Begriff bit error ratio (BER) bezeichnet, ist die Hauptmetrik für die Qualität einer digitalen Datenübertragung, weil sie das direkte Maß für die Zuverlässigkeit der Kommunikation ist. Allerdings ist für die Bestimmung der BER eine möglichst genaue Kenntnis der gesendeten Daten erforderlich. Da ein Fehlerkorrekturcode eingesetzt wird, ist es möglich, die Bitfolgen vor und nach dem Kanaldecoder zu vergleichen bzw. die Anzahl der korrigierten Bitfehler auszuwerten. Unter der Annahme, dass der Kanaldecoder alle Bitfehler erfolgreich korrigieren kann, entspricht die Bitfolge am Ausgang des Kanaldecoders der gesendeten Sequenz. Da dies nur unterhalb einer Schwelle der BER gegeben ist und weil bei sehr seltenen Bitfehlern nur eine ungenaue Aussage möglich ist, hat die Ermittlung der BER eine obere und eine untere Auflösungsgrenze.
- Ein niedriges *Signal-Rausch-Verhältnis* (SNR) führt zu einer hohen BER. Daher ist das SNR ein weiteres Maß, mit dem die Signalqualität quantifiziert werden kann. Insbesondere bei BER-Werten unterhalb ihrer unteren Auflösungsgrenze kann der Wert des SNR eine quantitative Signalbeurteilung ermöglichen. Im Fall der Mehrträger-Modulationsverfahren kann das SNR pro Unterträger angegeben werden. Im betrachteten Feldbussystem muss ein Unterträger ein vorgegebenes Mindest-SNR aufweisen, um einem Systemteilnehmer zugewiesen werden zu können. Die Menge an Unterträgern mit hinreichend hohem SNR an einer Stelle im Netzwerk bestimmt somit die *Systemkapazität*, also die Fähigkeit des Systems, einen oder mehrere Slaves an dieser Stelle ins Netzwerk aufzunehmen. Die Ursache eines niedrigen SNR liegt in einer niedrigen Signal- oder in einer hohen Rauschleistung. Für genauere Aussagen ist die Auswertung weiterer Metriken erforderlich.
- Die *Signalleistung* beeinflusst zusammen mit der Rauschleistung direkt das SNR. Eine geringe Signalleistung kann mehrere Ursachen haben, hierzu zählen unter anderem eine niedrige Verstärkung im Sender oder Empfänger und eine starke Dämpfung durch den Übertragungskanal. Vor allem im Hinblick auf die Kanaldämpfung ist angesichts der Frequenzselektivität zwischen der mittleren Gesamtleistung eines Signals und der mittleren Signalleistung in einem Frequenzintervall zu unterscheiden. Die Gesamtleistung kann im Zeitbereich anhand der gemessenen Signalamplitude ermittelt werden. Im Frequenzbereich bietet es sich für Mehrträger-Modulationsverfahren an, die mittlere Leistung der QAM-Symbole zu bestimmen, mit denen ein empfangener Unterträger moduliert wurde. Eine zu hohe mittlere Signalleistung kann auf eine übermäßige Verstärkung hindeuten, die zu nichtlinearen Verzerrungen durch Sättigungseffekte der analogen Verstärker oder zu einem hohen Begrenzungsruschen am ADC führen kann.
- Der Verlauf des *Signalspektrums*, also der Fourier-Transformierten des DMT-Signals ermöglicht einen schnellen Überblick über die frequenzselektive ÜF des Kanals, sodass evtl. ohne eine Bestimmung des SNR pro Unterträger eine Aussage über die Systemkapazität an einer Stelle im Netzwerk möglich sein kann. Des Weiteren kann das Vorhandensein von Tälern oder Spitzen

in relevanten Intervallen des Spektrums einen Hinweis darauf geben, ob das mit anderen Mitteln bestimmte niedrige SNR durch den frequenzselektiven Kanal oder durch schmalbandige Störsender verursacht wurde.

- Eine *Abweichung der Taktfrequenzen* bzw. der sampling frequency offset (SFO) zwischen dem Master und einem Slave kann zu einer erheblicher Beeinträchtigung der Signalqualität führen. Da jeder Slave mittels eines VCXO seinen Takt an den des Masters angleicht und dies je nach eingesetztem VCXO nur in einem bestimmten Bereich möglich ist, kann eine stark von der Spezifikation abweichende Taktfrequenz des Masters dazu führen, dass ein oder mehrere Slaves nicht zuverlässig an der Kommunikation teilnehmen können. Wird ein Diagnosewerkzeug mit einer genaueren Takterzeugung als in der MAU des Masters eingesetzt, kann es durch entsprechende Algorithmen feststellen, ob die vom Master verwendete Taktfrequenz innerhalb der Spezifikation liegt.
- Eine zu hohe *Signallaufzeit* zwischen einem Slave und dem Master kann zu erhöhter ISI führen. Bietet ein Diagnosewerkzeug die Möglichkeit, die Signallaufzeiten zu messen, so können evtl. zu lange Signalleitungen als mögliche Ursachen für beobachtete Störungen der Kommunikation festgestellt werden. Ist es durch weitere Algorithmen möglich, eine Rekonstruktion der *Topologie* eines Leitungsnetzwerks durch die Beobachtung der darüber übertragenen Signale durchzuführen, so kann dies z.B. die Suche nach zu langen Leitungssegmenten in einer Fertigungsanlage mit wenig übersichtlicher Kabelführung erleichtern.

2.2.2 Plattformen für die Implementierung der Diagnosewerkzeuge

Je nach Komplexität und Einsatzzweck sind verschiedene Typen von Diagnosewerkzeugen denkbar. Allen ist gemeinsam, dass sie auf die Signale zugreifen, mit denen die Geräte über das Leitungsnetzwerk kommunizieren. Die folgenden Abschnitte zählen mögliche Plattformen für Diagnosewerkzeuge auf und gehen auf die jeweiligen Stärken und Schwächen ein.

Konventionelles Messgerät

Hierbei handelt es sich um ein Oszilloskop, Spektrumanalysator oder ein anderes Universalmessgerät, die nicht nur die für diese Arbeit relevanten Funktionalitäten besitzen, sondern auch in anderen Gebieten eingesetzt werden können. Die nur gelegentliche Verwendung eines solchen Geräts zur Diagnose am Feldbussystem kann insbesondere für Anlagenbetreiber vorteilhaft sein, die es im industriellen Produktionsumfeld vielfältig einsetzen können, was eine Investition besonders rechtfertigt. Eventuell ist für die Systemdiagnose eine systemspezifische Erweiterung des Messgeräts notwendig. Falls diese nicht vom Gerätehersteller als eine in das Messgerät integrierbare Zusatzoption angeboten wird,

kann sie von einem Dritthersteller als ein Diagnoseprogramm entwickelt werden, welches sich nur mancher Funktionen des Messgeräts bedient (vgl. [42] für AS-Interface).

Diese Arbeit geht im Kapitel 4 auf den Einsatz konventioneller Messtechnik zur Systemdiagnose des betrachteten Feldbussystems ein. Dort werden auch die Einschränkungen von solchen Messgeräten beschrieben, die eine möglichst umfangreiche Diagnose erschweren. Zudem enthalten die universell einsetzbaren Geräte je nach Preisklasse Funktionen und Eigenschaften, welche für die alleinige Systemdiagnose nicht erforderlich sind, wodurch ihr Anschaffungspreis für den Anwender unverhältnismäßig hoch sein kann.

Systemspezifisches Werkzeug

Die Einschränkungen von konventionellen Messgeräten können durch die Entwicklung eines Messwerkzeugs speziell für den Zweck der Diagnose des jeweiligen Systems überwunden werden. Hier und weiter wird ein solches Gerät als ein eigenständiges Diagnosewerkzeug (EDW) bezeichnet. Ein EDW weist hinsichtlich des Zugriffs auf das Bussignal, der Leistungsfähigkeit seiner Komponenten sowie hinsichtlich der implementierten Diagnosefunktionen genau die erforderlichen Eigenschaften auf. Die Grundfunktionalität eines EDW ist das relativ kurzzeitige Mitverfolgen der Kommunikation im Netzwerk sowie die Extraktion und Interpretation von jenen übertragenen Datensätzen, welche einen Rückschluss auf den Systemzustand erlauben, z.B. [43] für Profibus. Parallel dazu kann es durch die Analyse des erfassten Bussignals zusätzliche Aussagen über die Systemreserven ermöglichen. Da die Frequenzselektivität des Kanals stark ortsabhängig sein kann, ist es erforderlich, dass das EDW bei Bedarf portabel an verschiedenen Stellen im Netzwerk an die Leitung angeschlossen werden kann. Das Kapitel 5 beschreibt den Entwurf und die Implementierungsaspekte eines solchen Werkzeugs bezüglich der MDS-Algorithmen.

Wie im weiteren Verlauf dieser Arbeit deutlich wird, kann ein EDW, welches speziell für das hier betrachtete Feldbussystem entworfen wurde, sehr komplex aufgebaut sein. Es ist zu erwarten, dass die ASICs, welche nach der Markteinführung die Algorithmen der physikalischen Schicht in den Master- oder den Slave-Endgeräten implementieren und in Massenproduktion gefertigt werden, nicht über die für den Einsatz in einem Diagnosewerkzeug benötigten speziellen Schnittstellen verfügen werden. Hier bieten sich stattdessen FPGA-gestützte Lösungen an. Da die Diagnosewerkzeuge üblicherweise in viel geringeren Stückzahlen im Vergleich zu den Endgeräten benötigt werden, würden sie ebenfalls einen hohen Anschaffungspreis haben und insbesondere für die Hersteller von Systemkomponenten sowie Dienstleister attraktiv sein, jedoch weniger für Anlagenbetreiber.

Werkzeuge zur Systemüberwachung

Ein Modul zur Langzeit-Systembeobachtung, im Folgenden als LSM abgekürzt, kann als eine Sonderform des oben beschriebenen EDW aufgefasst werden und unterscheidet sich von diesem darin, dass es für einen längeren bis unbegrenzten Zeitraum mit dem Netzwerk verbunden bleibt. Auf diese Weise kann es Veränderungen im Netzwerk mitverfolgen, sporadische Fehler oder kritische Ereignisse protokollieren und auf Anfrage einen Langzeitbericht erstellen, vgl. [44] für AS-Interface. Hierfür sind unter anderem ein Langzeitspeicher für die aufgezeichneten Daten sowie eine oder mehrere Schnittstellen für den Abruf des Protokolls notwendig. Es bietet sich an, ein LSM möglichst kompakt zu halten, damit es bequem in das Netzwerk integriert werden kann. So ist es denkbar, ein LSM lediglich mit den Funktionen der Ereignisprotokollierung auszustatten und für die Auswertung der Daten einen PC oder ein EDW zu verwenden. In dieser Form wäre ein LSM einfacher und kostengünstiger als ein EDW, sodass es von Anlagenbetreibern ins System aufgenommen werden und im Fehlerfall Diagnosedaten liefern kann, welche einem schnelleren Auffinden und Beheben der Fehler dienen. Die im Kapitel 5 erläuterten Anforderungen an die MDS eines EDW sind auch für ein LSM gültig.

Es ist vorstellbar, dass manche Funktionen eines LSM auch von einem diagnosefähigen Slave übernommen werden können. Ein solches Slave-Endgerät bindet dann nicht nur die Sensoren und/oder Aktuatoren an das Netzwerk an, sondern es kann mit einem Ereignisspeicher ausgestattet sein, Diagnosedaten aufzeichnen und diese entweder im Uplink der Feldbuskommunikation oder über eine anderweitige Schnittstelle an den Master oder an ein EDW weitergeben. Da auch ein diagnosefähiger Slave die in seinem ASIC implementierten MDS-Algorithmen nutzen müsste, wären die erkennbaren Ereignisse im Vergleich zu einem LSM möglicherweise eingeschränkt, z.B. nur auf Nachrichten, welche an eben diesen Slave adressiert waren. Eine genaue Abgrenzung der Funktionalität eines LSM kann erst nach der Veröffentlichung bzw. Markteinführung des neuartigen Systems durch die Industrie vorgenommen werden. Daher werden in dieser Arbeit die diagnosefähigen Slaves nicht gesondert behandelt.

Kapitel 3

Ankopplung von Diagnosewerkzeugen an das Netzwerk

3.1 Anforderungen

Das betrachtete Feldbussystem ist so ausgelegt, dass das Netz durch das Herstellen von Verzweigungen und durch das Zuschalten neuer Teilnehmer sehr einfach erweitert werden kann. Der leitende Kontakt zwischen zwei Leitungssegmenten wird dabei besonders einfach mithilfe der Durchdringungstechnik hergestellt [26]. Die verzweigte Zweidrahtleitung bildet ein Übertragungsmedium, das von allen Teilnehmern verwendet wird (shared medium). Da die Leitungssegmente weder an ihren Enden noch an Anschluss-Stellen der Systemteilnehmer oder an Verzweigungsstellen angepasst sind, entstehen an diesen Punkten Reflexionen, die wie im Kapitel 2 beschrieben zu einer frequenzselektiven ÜF des Netzwerks führen, welche an jeder Stelle im Netzwerk unterschiedlich sein kann.

Die im Abschnitt 2.1.4 beschriebene differenzielle Modulation in Kombination mit der dynamischen Zuweisung von besonders günstigen DMT-Unterträgern an die einzelnen Systemteilnehmer sorgen beim hier betrachteten neuartigen System dafür, dass die Datenübertragung trotz der Frequenzselektivität des Netzwerks gewährleistet werden kann. Beim Zu- oder Abschalten von Slaves oder bei der Erweiterung des Netzes durch neue Leitungssegmente ändern sich im Allgemeinen die Übertragungsfunktionen einzelner Teilnehmer. Falls dabei ein oder mehrere Teilnehmer ein so stark verringertes SNR erfahren, dass die Anforderungen an die Bitfehlerrate nicht aufrecht erhalten werden kann, findet eine automatische Neukonfiguration des Netzes statt, bei welcher der Master die Zuweisung der DMT-Unterträger an die Slaves vornimmt [23, 45].

Muss unter diesen Voraussetzungen ein Diagnosegerät auf die Leitung zugreifen, um die Kommunikation zu beobachten, so kann es im Allgemeinen ebenfalls zu Reflexionen kommen, wodurch sich manche oder im schlimmsten Fall alle Übertragungsfunktionen ändern können. Falls dabei ein bisher verwendeter Unterträger unbenutzbar werden würde, würde ein entsprechender Algorithmus der

MAC-Schicht eine Neukonfiguration des Netzes auslösen. Dieses Szenario ist unerwünscht, denn die Aufgabe eines Diagnosewerkzeugs ist es, Information über den Zustand des Netzes zu liefern, der vor dem Anschließen des Werkzeugs herrschte, was nach der Neukonfiguration nicht mehr möglich ist.

Liegt in einem anderen Fall vor dem Messvorgang für mehrere Slaves eine schlechte Übertragung vor, kann das Anschließen des Diagnosewerkzeugs konstruktive Interferenz bei diesen Slaves so hervorrufen, dass sich für diese Slaves die Übertragungsqualität verbessert, was ebenfalls eine Fehlmessung zur Folge hätte und nicht auftreten darf.

Selbst wenn eine Neukonfiguration des Systems nicht ausgelöst wird, muss beachtet werden, dass das Signal auf der Leitung an der Anschlussstelle möglichst präzise vom Diagnosewerkzeug erfasst wird. Werden durch dessen Zuschalten Reflexionen verursacht, ändert sich die zu messende Spannung und die Messung entspricht nicht dem tatsächlichen Zustand des Netzes.

3.2 Simulationsmodell

Die automatische Neukonfiguration des Netzes kann ausgelöst werden, wenn der Master im Uplink oder mindestens einer der Slaves im Downlink eine signifikante Änderung des geschätzten SNR, verursacht durch die Änderung der ÜF, erfährt. Im Folgenden wird zunächst allgemein der Einfluss des Kanals auf das SNR diskutiert, danach wird die Auswirkung der durch ein Diagnosegerät veränderten ÜF betrachtet.

Der Kanal vom Master zu einem Slave besitzt die ÜF $\tilde{H}(j\Omega) \in \mathbb{C}$ mit $\Omega = 2\pi f$, welche die Fourier-Transformierte der zeitkontinuierlichen Kanal-Impulsantwort $\tilde{h}(t) \in \mathbb{R}$ ist. Für zeitdiskrete Signale (im Sender vor dem DAC und im Empfänger nach dem ADC) mit der Abtastrate f_{ADC} sind die Spektren und Übertragungsfunktionen periodisch und es gilt die frequenzkontinuierliche periodische Kanal-Übertragungsfunktion

$$H(e^{j\omega_{\text{ADC}}}) = f_{\text{ADC}} \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} \tilde{H}(j\Omega) \Big|_{\Omega=(\omega_{\text{ADC}}-2\pi\mu)\cdot f_{\text{ADC}}} \quad (3.1)$$

mit $\omega_{\text{ADC}} = 2\pi f/f_{\text{ADC}} = \Omega/f_{\text{ADC}}$. Nach einer Abtastung der ÜF im Frequenzbereich mit $2N_{\text{DMT}}/f_{\text{ADC}}$ gilt

$$H_k = H(e^{j\omega_{\text{ADC}}}) \Big|_{\omega_{\text{ADC}}=k \cdot \frac{f_{\text{ADC}}}{2N_{\text{DMT}}}} \cdot \frac{2\pi}{f_{\text{ADC}}} \quad (3.2)$$

$$= |H_k| \cdot e^{j\varphi_k^H}, \quad k = 0, 1, \dots, 2N_{\text{DMT}} - 1. \quad (3.3)$$

Weil $\tilde{h}(t)$ reell ist, besitzen die unterschiedlichen Darstellungen der ÜF die folgenden Symmetrieeigenschaften:

$$\tilde{H}(j\Omega) = \tilde{H}^*(-j\Omega) \quad (3.4)$$

$$H(e^{j\omega_{\text{ADC}}}) = H^*\left(e^{j(\mu 2\pi - \omega_{\text{ADC}})}\right), \mu \in \mathbb{Z} \quad (3.5)$$

$$H_k = H_{2N_{\text{DMT}}-k}^* \quad (3.6)$$

Unter Einhaltung der Bedingung, dass das Schutzintervall länger als die Kanal-Impulsantwort dimensioniert ist, ist das empfangene Signal nach der DFT frei von ISI. Die Wirkung des Kanals kann dann mit jeweils einem komplexwertigen Koeffizienten für jeden Unterträger beschrieben werden:

$$W_{k,s} = X_{k,s} \cdot |H_k| \cdot e^{j\phi_k^H}, \quad (3.7)$$

wobei $X_{k,s}$ bzw. $W_{k,s}$ das auf dem Unterträger k im DMT-Symbol s gesendete bzw. empfangene QAM-Symbol ist. Der Betrag der ÜF beeinflusst entsprechend dem Wiener-Chintschin-Theorem [46] direkt das Leistungsdichtespektrum (LDS) des empfangenen Signals und damit das SNR. Somit wirkt sich jede durch die Anschaltung eines Diagnosewerkzeugs verursachte Änderung des Betrags der ÜF in einem veränderten SNR aus.

Die differenzielle Demodulation bildet die Differenz der Phase zweier aufeinander folgender Symbole $W_{k,s}$ und $W_{k,s-1}$, sodass die zeitlich unveränderliche Phasendrehung durch den Kanal keine Auswirkung auf das SNR hat, vorausgesetzt der richtigen Dimensionierung des Schutzintervalls. Auf diese Weise hat auch ein durch den Anschluss des Diagnosewerkzeugs geänderter Phasengang des Kanals keine Auswirkung auf das SNR nach der differenzieller Demodulation. Die Voraussetzung kann jedoch verletzt werden, wenn sich durch die veränderte Phase der Kanal-ÜF die Signallaufzeiten signifikant ändern, was im Folgenden erläutert wird.

Die Länge des Schutzintervalls wurde in dem betrachteten System hinreichend groß ausgelegt, um im Master die unterschiedlichen Signal-Umlaufzeiten der einzelnen Slaves ausgleichen zu können [18]. Diese Beziehung ist qualitativ im Bild 3.1 dargestellt. Zwei Slaves besitzen durch die Synchronisation auf die Trainingssequenz eine um die Signallaufzeit τ_i ($i = 1, 2$) verschobene Zeitbasis und fangen zu unterschiedlichen Zeitpunkten mit dem Senden im Uplink an. Da der Master davon ausgehen muss, dass bereits in unmittelbarer Nähe Slaves an das Leitungsnetz angeschlossen sind, deren Signale nach einer sehr kurzer Laufzeit beim Master eintreffen, wendet dieser zur Symbolextraktion die Zeitbasis mit $\tau_{\text{min}} = 0$ an. Darüber hinaus wertet der Master die Signale aller Slaves gleichzeitig aus. Diese starre Symbolextraktion ist in Bild 3.1 durch die grün und blau hinterlegten Bereiche verdeutlicht. Die Antwort weiter entfernt liegender Slaves trifft nach der jeweils doppelten Signallaufzeit $2\tau_i$ ($i = 1, 2$) beim Master ein (angedeutet durch Schraffuren). Die Uplink-Signale aller Slaves überlagern sich auf der Leitung, sodass das extrahierte Zeitbereichssignal am Eingang der DFT im Master für weiter

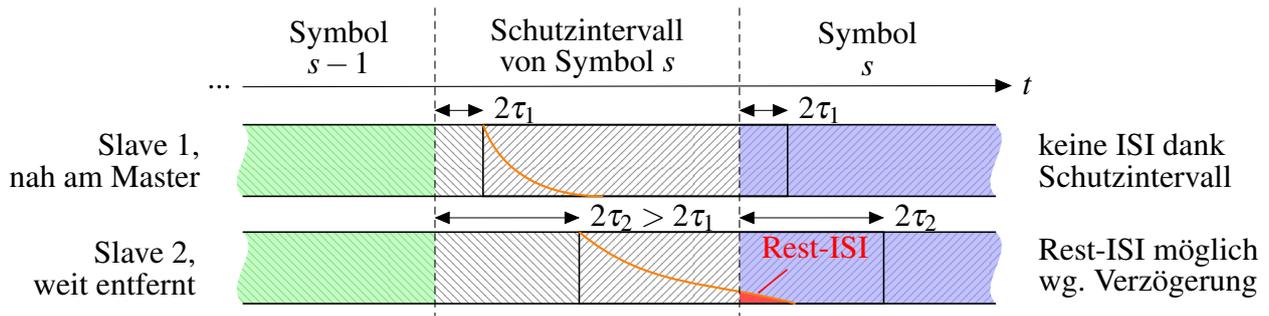


Bild 3.1: Prinzipdarstellung der Auswirkung von Laufzeitdifferenzen bei der Fensterung im Uplink. Grün und blau: Fensterung am DFT-Eingang im Master, Orange abklingende Funktionen: Angedeutete Impulsantworten, rote Überlappung der Impulsantwort mit dem blauen Fenster: Rest-Intersymbol-Interferenz.

entfernt liegende Slaves einen größeren Teil des Schutzintervalls enthält.

Bei einem Kanal mit konstantem Betragsverlauf der ÜF würden diese Laufzeitunterschiede nur eine Phasendrehung des demodulierten Signals verursachen, welche wie oben beschrieben dank der differenziellen Demodulation keinen Einfluss auf das SNR ausübt. Bei realen Netzen mit Mehrwegausbreitung dient das Schutzintervall besonders auch dazu, den Einfluss der ISI zu minimieren, welche von der Kanalimpulsantwort (angedeutet durch die abklingende Funktion am Anfang des jeweiligen Schutzintervalls im Bild 3.1) verursacht wird. Da auf der Leitung sehr viele (theoretisch unendlich viele) Reflexionen möglich sind, kann eine Rest-ISI verbleiben, welche das effektive Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnis (SINR) beeinflusst. Bei einer signifikanten Änderung der Signallaufzeit durch die Ankopplung eines Diagnosewerkzeugs kann die im Master wirksame Rest-ISI vor allem für weiter entfernte Slaves höher oder niedriger werden, was, wie oben erwähnt, zu vermeiden ist. Das in den Slaves wirksame SNR ist dagegen nicht von der Laufzeitänderung betroffen, weil sich die Slaves durch die Rahmenerkennung implizit die richtige Zeitbasis für die Symbolextraktion im Downlink beschaffen.

Es wurden Systemsimulationen durchgeführt, um die Übertragungsfunktion der Leitungsverbindung zwischen dem Master und einem beliebigen Slave vor ($\tilde{H}_0(j\Omega)$) und nach dem Hinzuschalten eines Diagnosewerkzeugs ($\tilde{H}(j\Omega)$) zu vergleichen. Dabei wurden der Betrag und die Phase der Übertragungsfunktion ausgewertet. Wie Abbildung 3.2 zeigt, waren die Länge L_0 der Anschlussleitung zum Werkzeug (im Bild: Tool), dessen effektive Eingangskapazität C_{in} und Eingangswiderstand R_{in} sowie die Position L_1 der Anschlussstelle die untersuchten Parameter, wobei die Länge der Leitung im Feldbussystem $L_1 + L_2 = 200\text{m}$ betrug und am fernen Ende 128 Slaves angeschaltet waren. Bis auf die Stelle, an der das Werkzeug an das Netzwerk angeschlossen ist, wies das simulierte Netzwerk keine Verzweigungen auf und es galt die gleiche ÜF zwischen dem Master und jedem Slave.

Um die Rückwirkung der Hinzuschaltung eines Diagnosewerkzeugs zu beurteilen, wurde die maximale Änderung der Signallaufzeit $\Delta\tau_{\max}$ bzw. des Betrags der Übertragungsfunktion $\Delta H_{\text{dB},\max}$ über

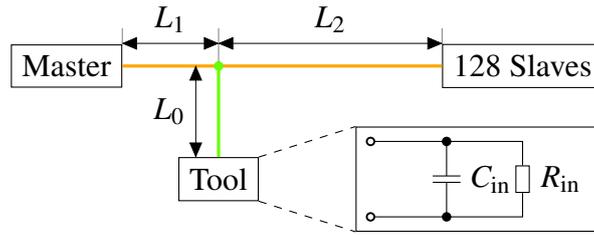


Bild 3.2: Simulationsmodell „Diagnosewerkzeug zwischen Master und allen Slaves“

dem gesamten relevanten Frequenzbereich von $1 \text{ MHz} < f < 10 \text{ MHz}$ entsprechend den Gleichungen (3.8) und (3.9) mit $\Omega = 2\pi f$ ermittelt.

$$\Delta\tau_{\max} = \max_{1 \text{ MHz} < \Omega/2\pi < 10 \text{ MHz}} \left| \frac{-\arg \tilde{H}(j\Omega) + \arg \tilde{H}_0(j\Omega)}{\Omega} \right| \quad (3.8)$$

$$\Delta H_{\text{dB},\max} = \left(\max_{1 \text{ MHz} < \Omega/2\pi < 10 \text{ MHz}} \left\{ 20 \log_{10} |\tilde{H}(j\Omega)| - 20 \log_{10} |\tilde{H}_0(j\Omega)| \right\} \right) \text{ dB} \quad (3.9)$$

Bei der Ermittlung von $\Delta\tau_{\max}$ wurde angenommen, dass der Kanal näherungsweise einen linearen Phasengang besitzt, sodass die Signallaufzeit gleich der Phasenlaufzeit ist:

$$\tau = \tau_G = -\frac{d}{d\Omega} \arg \tilde{H}(j\Omega) = \tau_{\text{ph}} = -\frac{\arg \tilde{H}(j\Omega)}{\Omega} \quad (3.10)$$

3.3 Ergebnisse

Bild 3.3a zeigt die von der Anschaltung des Diagnosegeräts verursachte Veränderung der Signallaufzeit $\Delta\tau_{\max}$, normiert auf die Abtastperiodendauer $1/f_{\text{ADC}}$ mit $f_{\text{ADC}} = 15 \text{ MHz}$ als eine bivariate Funktion der (hier rein Ohmschen) Eingangsimpedanz R_{in} des Werkzeugs sowie der Länge L_0 der Zuleitung zum Zugriffspunkt im Feldbussystem, der sich $L_1 = 180 \text{ m}$ vom Master und $L_2 = 20 \text{ m}$ von den Slaves entfernt befindet. Man sieht an der Farbskala rechts vom Schaubild, dass sich die Laufzeit nur um einen Bruchteil der Abtastperiodendauer ändert ($\Delta\tau_{\max} \cdot f_{\text{ADC}} < 0,1$ für alle R_{in} und L_0), sodass diese geringfügige Änderung nicht von einem Systemteilnehmer detektierbar ist.

Bild 3.3b dagegen zeigt, dass der Betrag der ÜF des Netzwerks sehr stark vom Eingangswiderstand des Werkzeugs und der für das Anschalten eingefügten Zuleitung abhängig ist. Man erkennt, dass die Länge L_0 der Zuleitung einen starken Einfluss besitzt, denn auf dieser Leitung können stehende Wellen entstehen, welche zu hohen Werten von $\Delta H_{\text{dB},\max}$ führen können, wenn L_0 in der Größenordnung der entstehenden Wellenlänge λ entsprechend Gleichung (3.11) liegt.

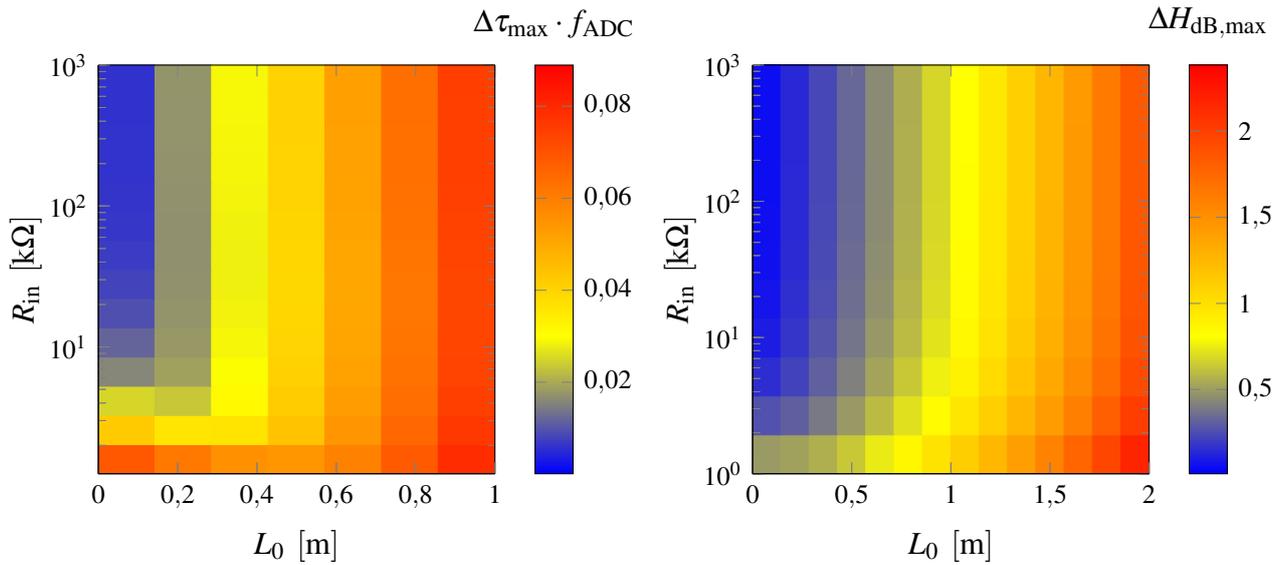
(a) Normierte Änderung der Signallaufzeit $\Delta\tau_{max} \cdot f_{ADC}$ (b) Änderung des Betrags der ÜF $\Delta H_{dB,max}$

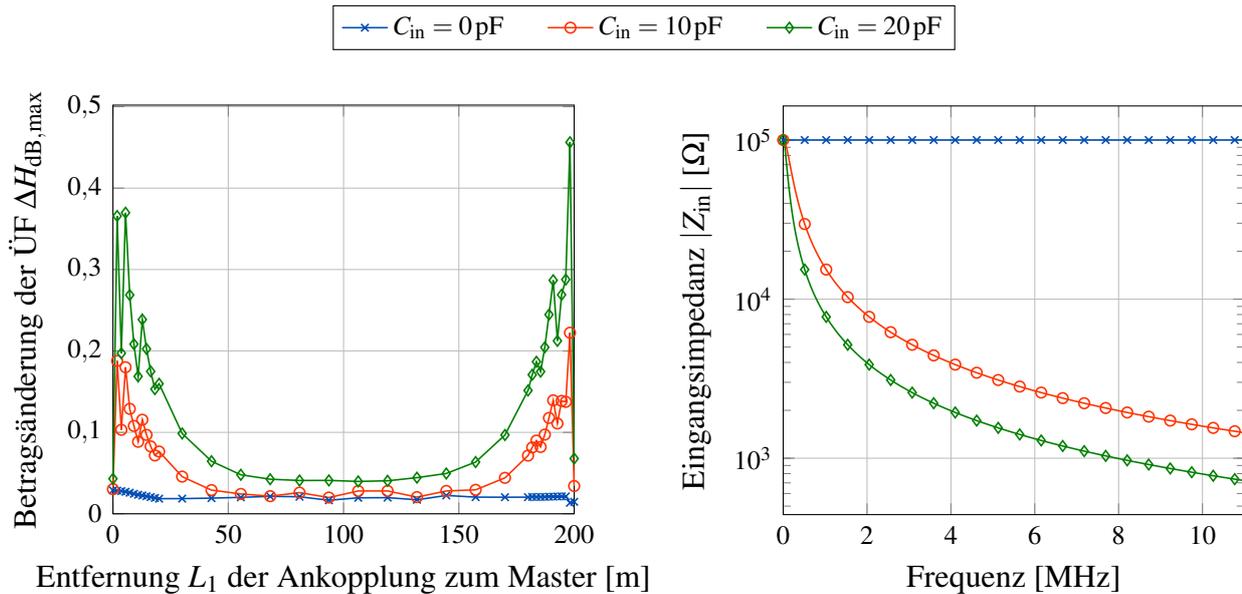
Bild 3.3: Durch die Zuschaltung eines Diagnosewerkzeugs verursachte maximale Änderung der Signallaufzeit $\Delta\tau_{max} \cdot f_{ADC}$ (a) und des Betrags der ÜF $\Delta H_{dB,max}$ (b) zwischen dem Master und den 128 Slaves als Funktion des Eingangswiderstands des Diagnosewerkzeugs R_{in} und der Länge L_0 , dargestellt als Heatmaps mit den dazugehörigen Farbskalen rechts vom jeweiligen Schaubild. Es gilt $C_{in} = 0$, $L_1 = 180$ m und $f_{ADC} = 15$ MHz.

$$\lambda(f) = \frac{2\pi}{\text{Im}\{\Gamma(f)\}} \quad (3.11)$$

Mit $\text{Im}\{\Gamma(10\text{MHz})\} \approx 350\text{km}^{-1}$ aus Bild 2.6 beträgt die kleinstmögliche Wellenlänge $\lambda_{min} \approx 18$ m bei $f \approx 10$ MHz. Es ist im Bild 3.3b zu sehen, dass es erst durch die Wahl von $L_0 \ll \lambda_{min}$ mit einer hochohmigen Ankopplung möglich ist, die Betragsänderung $\Delta H_{dB,max}$ der ÜF gering zu halten.

Bei einer realisierten Schaltung bewirken die eventuellen Koppelkondensatoren, der zur Gleichtaktunterdrückung und zur galvanischen Trennung notwendige Übertrager sowie parasitäre Eingangskapazitäten von Verstärkern eine frequenzabhängige Eingangsimpedanz des Diagnosewerkzeugs. Der Einfluss der Frequenzabhängigkeit wurde daher durch Verändern der Eingangskapazität C_{in} des Werkzeugs bei gleichbleibend hohem Ohmschem Eingangswiderstand von $R_{in} = 100$ k Ω und bei vernachlässigbar kleiner Länge ($L_0 = 0$) der Zuleitung simuliert. Wie man aus Bild 3.4a erkennt, erzeugt die Eingangskapazität des Werkzeugs einen beträchtlichen Einfluss auf den Betrag der Übertragungsfunktion durch den mit steigender Frequenz abnehmenden Betrag seiner Eingangsimpedanz, wie es in Bild 3.4b veranschaulicht wird.

Es fällt auch auf, dass die Rückwirkung des Diagnosewerkzeugs auf den Betrag der ÜF vor allem in der Nähe zu den Netzteilnehmern hoch ist. Dies lässt sich dadurch erklären, dass die an der Anschlussstelle entstehenden Reflexionen einen kurzen Leitungsabschnitt durchlaufen müssen, um am



(a) Ortsabhängige Betragsänderung der ÜF mit der Eingangskapazität C_{in} als Parameter (b) Frequenzabhängiger Betrag der Eingangsimpedanz mit der Eingangskapazität C_{in} als Parameter

Bild 3.4: Änderung des Betrags der ÜF des Kanals $\Delta H_{dB,max}$ abhängig von L_1 (a) sowie der Betrag der Eingangsimpedanz (b) mit der Eingangskapazität des Diagnosewerkzeugs C_{in} als Parameter. In allen Simulationen ist $R_{in} = 100\text{ k}\Omega$.

Master oder an einem Slave wieder reflektiert zu werden. Hierdurch verlängert sich die Impulsantwort auf der Leitung, was zu stärkerer Frequenzselektivität führt.

3.4 Auswirkungen für den Entwurf der Ankopplungsschaltung

Je nachdem, ab welcher quantitativen Änderung des SNR die Algorithmen der MAC-Schicht eine Neukonfiguration des Systems auslösen, sind die Anforderungen an die Eingangsimpedanz der Anschlussschaltung des Diagnosewerkzeugs mehr oder weniger streng. In jedem Fall ist jedoch die Länge L_0 der Zuleitung zum AFE des Werkzeugs möglichst kurz zu halten. Der Wert $L_0 \approx 0$ kann erreicht werden, wenn sich die Eingangsschaltung zur Signalverstärkung direkt an der Anschlussstelle befindet, z.B. ähnlich den Slaves im herkömmlichen System [26], sodass die Verstärkerschaltung mittels Durchdringungstechnik mit der Leitung verbunden werden kann. Ist die Anschlussschaltung so ausgelegt, dass ihre Eingangsimpedanz weitgehend unabhängig von den weiteren Komponenten des Diagnosewerkzeugs ist, kann das verstärkte Signal dann ohne eine zusätzliche Rückwirkung auf das Busnetzwerk über eine dämpfungsarme und abgeschirmte Leitung (z.B. Koaxialkabel) zum ADC des Diagnosewerkzeugs geführt werden.

Aus Bild 3.4a geht hervor, dass die Eingangskapazität C_{in} von unter 10 pF den Betrag der ÜF und folg-

lich das von den Teilnehmern geschätzte SNR um nicht mehr als 0,3 dB ändert. Dies entspricht einer Eingangsimpedanz mit $|Z_{in}| > 2\text{k}\Omega$ im gesamten relevanten Frequenzbereich von ca. 1 bis 10 MHz. Ist die geforderte Rückwirkung noch geringer, so muss der Betrag der Eingangsimpedanz des Diagnosewerkzeugs im gesamten relevanten Frequenzbereich noch höher sein. Wie aus Bild 3.3b ersichtlich ist, ist ab $|Z_{in}| > 10\text{k}\Omega$ keine Rückwirkung auf das SNR mehr feststellbar.

Der Entwurf einer Schaltung, welche diese strengen Anforderungen (hoher Betrag der Eingangsimpedanz bzw. geringe Eingangskapazität) erfüllt, ist aufgrund von schwer vermeidbaren parasitären Kapazitäten aufwendig. Eine Schaltung mit Durchdringungstechnik und einer Impedanzwandlung mittels eines Übertragers wurde z.B. in [17] verwirklicht. Ein anderer vielversprechender Ansatz, der in [17, 20] verfolgt wurde, ist ein rückwirkungsarmer Abgriff des Bussignals über das elektromagnetische Wechselfeld außerhalb des ungeschirmten Kabels mittels einer kapazitiven oder induktiven Feldmessung.

Kapitel 4

Diagnose mittels konventioneller Messtechnik

Mithilfe aktueller Messgeräte können heutzutage gängige Modulationsverfahren getestet werden. Hierzu zählen eigenständige Signalanalytoren sowie Mehrzweckgeräte wie digitale Speicheroszilloskope (DSO) oder Echtzeit-Spektrumanalysatoren (RSA), welche mit Software-Modulen zur Vektorsignalanalyse (VSA) erweitert werden können. Diese Werkzeuge sind meist darauf ausgerichtet, Mobilfunk- oder Rundfunksignale in der Bandpasslage im Zeit- und/oder Frequenzbereich hinsichtlich deren Qualität oder Konformität mit entsprechenden Standards und Spezifikationen wie GSM oder DVB-T. Auf diese Weise bieten diese Geräte Unterstützung bei der Produktentwicklung oder bei der Netzplanung und -Diagnose.

Das hier untersuchte neuartige Feldbusssystem stellt noch keinen Industriestandard dar, sodass hierfür keine solchen kommerziellen Produkte verfügbar sind. Obwohl die auf dem Markt vorhandenen Lösungen im gewissen Rahmen parametrisierbar sind, sind sie nicht so weit anpassbar, dass sie die spezifische Demodulation des vorliegenden DMT-Signals vornehmen könnten. Die Gründe sind die systemspezifische Abtastrate, die Synchronisation auf eine Trainingssequenz sowie die Rahmenstruktur mit der Aufteilung in den Down- und Uplink einschließlich der Nullsymbole.

Andererseits besitzen die modernen Messgeräte oft hochwertige ADCs, die es erlauben, das Signal aufzuzeichnen und später mit Signalverarbeitungsalgorithmen zu analysieren. Die Vorgehensweise und die Ergebnisse der Entwicklung werden in den folgenden Abschnitten beschrieben.

4.1 Entwurf der Algorithmen

Ein Messgerät zur Analyse des Bussignals muss folgende Eigenschaften aufweisen:

- Ein ADC mit mindestens der vom System geforderter Abtastrate, um alle DMT-Unterträger zu erfassen (nach dem Parametersatz im Anhang A.1 ca. 15 MHz);

- Genügende Tiefe des Aufzeichnungsspeichers, um mit geeigneter Abtastrate mehrere Übertragungsrahmen des Signals lückenlos zu erfassen;
- Konfigurierbarkeit durch Dritthersteller-Software, um Aufzeichnungsparameter zu setzen, eine Aufzeichnung zu starten und das digitalisierte Signal in das Diagnoseprogramm zu laden.

Aktuell am Markt verfügbare DSO und RSA weisen diese Eigenschaften auf und sind generell entsprechend Bild 4.1 aufgebaut. Die Unterschiede zwischen beiden Gerätetypen liegen vor allem im AFE bzw. der digitalen Signalverarbeitung. Während die RSA vor der A/D-Wandlung einen Heterodyn-Empfänger einsetzen, um große Frequenzbereiche bis über 50 GHz abzudecken [47], weisen DSO hier mehrere Kanäle mit einstellbaren Eingangsimpedanzen und vertikalen Messbereichen auf. Die digitale Signalverarbeitung führt in einem RSA immer eine DFT durch, in einem DSO findet an dieser Stelle meist eine Signalaufbereitung für die Anzeige im Zeitbereich statt, je nach Einstellung mit weiteren spezifizierbaren mathematischen Funktionen. Diese Signalverarbeitung sowie die darauf folgende Darstellung der Ergebnisse nimmt eine Zeit in Anspruch, welche in den Speicheroszilloskopen deutlich länger sein kann als die erfasste und dargestellte Zeitspanne. Dies führt zu sogenannten Totzeit-Phasen, zu denen keine Aufzeichnung erfolgen kann.

Der Begriff „real-time“ in der Bezeichnung von aktuellen Spektrumanalysatoren deutet auf die Fähigkeit der RSA hin, das Spektrum im Gegensatz zu Speicheroszilloskopen lückenlos darzustellen. Hierfür wenden die RSA die Kurzzeit-Fourier-Analyse auf Signalsegmente an, wodurch die Länge der Signalsegmente begrenzt ist. Nimmt man die bei den DSO üblichen Totzeit-Phasen in Kauf, so sind sowohl hohe Abtastraten als auch lange Aufzeichnungen möglich.



Bild 4.1: Prinzipieller Aufbau eines DSO oder RSA

Moderne Speicheroszilloskope bieten dem Anwender alle die Möglichkeit, das erfasste Signal mittels einer in Software oder in Hardware implementierter DFT vom Zeit- in den Frequenzbereich zu wandeln, wodurch sie den RSA sehr ähnlich sind. Bild 4.2 zeigt beispielhaft, wie ein DSO zur Anzeige eines Signals im Zeitbereich und im Frequenzbereich konfiguriert werden kann.

Sowohl RSA als auch DSO namhafter Hersteller bieten über die Programmierschnittstelle Virtual Instrument Software Architecture (VISA) [48] die Möglichkeit, das Zeitbereichssignal in ein anwenderspezifisches Programm zu laden. Da das Anzeigen eines Signals im Zeitbereich die primäre Aufgabe der DSO ist, wurden die im Folgenden vorgestellten Algorithmen an einem DSO, nämlich am RTE 1104 des Herstellers Rohde & Schwarz [49], getestet. Generell lassen sich die Algorithmen jedoch auch an geeigneten RSA oder an Oszilloskopen, welche über Universal Serial Bus (USB) an einen PC anschließbar sind wie denen des Herstellers Pico Technology [50], anwenden.

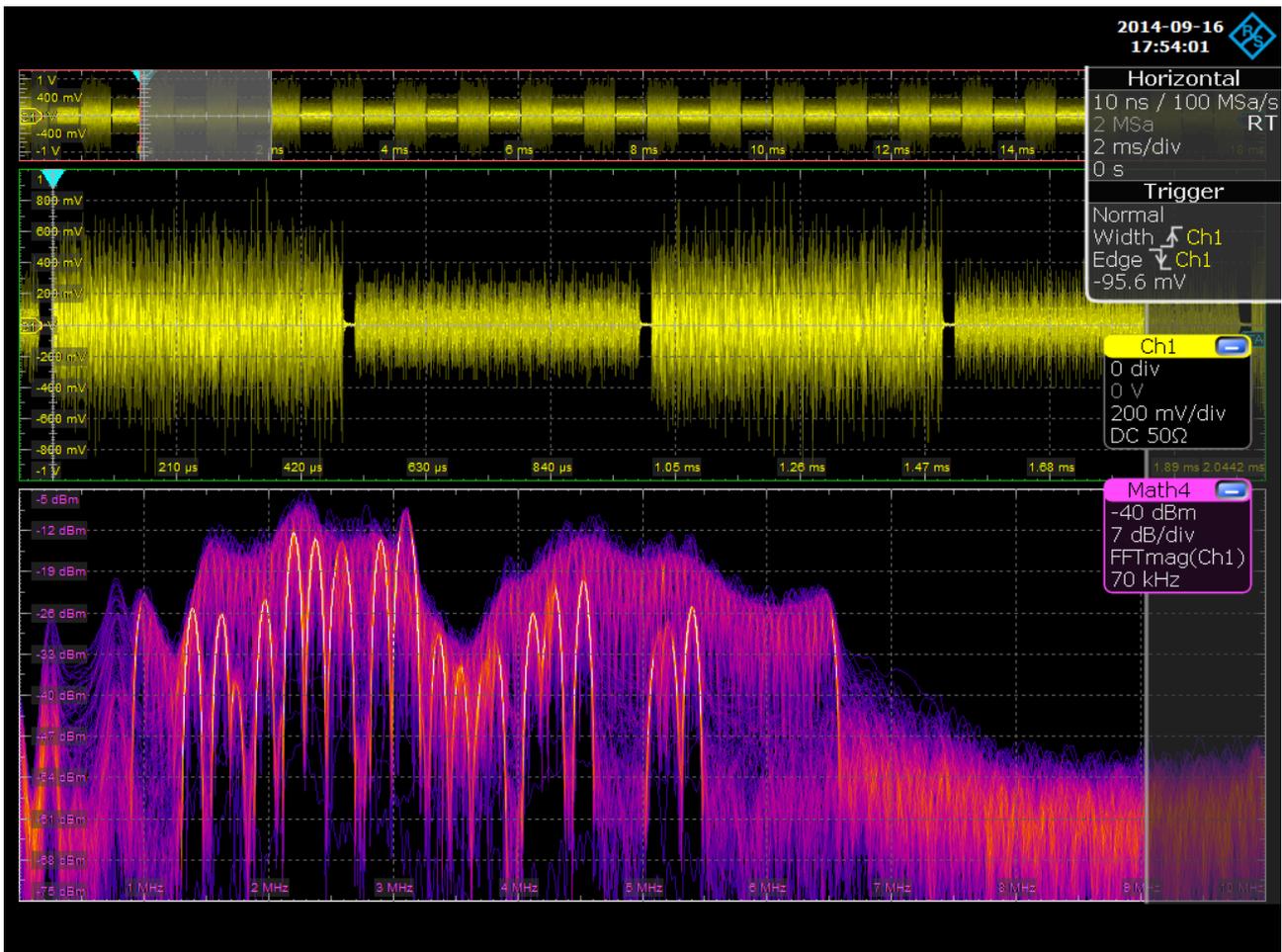


Bild 4.2: Darstellung eines Signals im Zeit- (oben) und Frequenzbereich (unten) mittels eines DSO

Die in dieser Arbeit vorgestellten Algorithmen bauen wie in Bild 4.3 gezeigt auf den Komponenten eines DSO auf. Die als Konfiguration gekennzeichneten Pfade veranschaulichen die Parametrisierung der DSO-Funktionen und -Komponenten über die Schnittstelle VISA.

Ein schematischer Überblick des Programmablaufs ist in Bild 4.4 zu sehen. Vom Anwender wird das Gerät über die Schnittstelle VISA mit den notwendigen Einstellungen programmiert, die ein Aufzeichnen des anliegenden Spannungssignals in einer Binärdatei ermöglichen. Danach erfolgt die Demodulation entsprechend Bild 4.5. Die (Zwischen-) Ergebnisse werden dann dem Anwender präsentiert.

Die in Bild 4.5 farblich hervorgehobenen Komponenten der Signalverarbeitung, nämlich die Abtaststratenwandlung (im folgenden auch als Abtaststratenumsetzung bezeichnet) und die Schätzung sowie Korrektur des SFO, sind für die Systemdiagnose mittels eines DSO von besonderer Bedeutung, daher gehen die nächsten Abschnitte detailliert darauf ein.

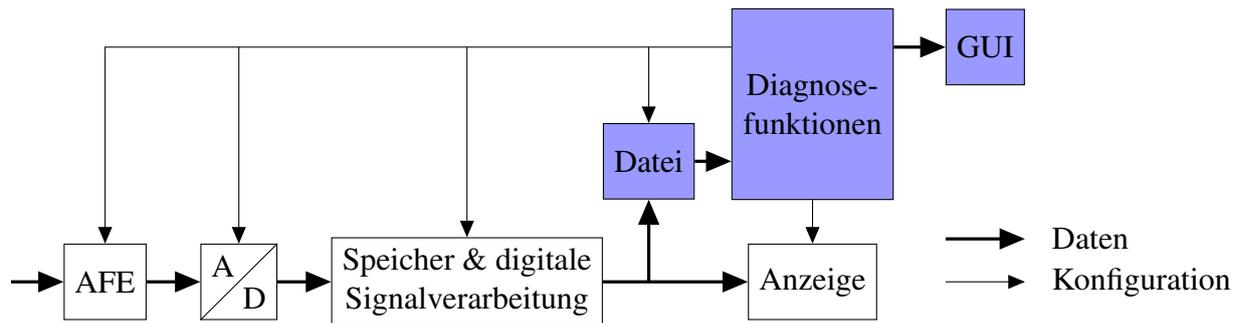


Bild 4.3: Konfiguration der Messgerät-Komponenten durch das Diagnoseprogramm und dessen Zugriff auf das gemessene Signal

4.2 Aufzeichnung des Signals

4.2.1 Grundsätzliches

Nach [51] ist bekannt, dass die in einem analogen Signal enthaltene Information verlustfrei wiederhergestellt werden kann, falls das Signal mit der Frequenz f_{\max} bandbegrenzt ist und mit beliebiger Abtastfrequenz $f_{\text{ADC}} \geq 2f_{\max}$ abgetastet wird (sog. Nyquist-Shannon-Abtasttheorem). Für die Abtastung von Signalen, die durch digitale Modulation wie DMT entstehen, ist zur Detektion der gesendeten Information im Allgemeinen nicht der exakte Verlauf des Signals, sondern nur dessen Werte zu bestimmten äquidistanten Zeitpunkten von Bedeutung. Daher muss ein Empfänger hierfür die Abtastung zu genau vorgegebenen Zeitpunkten durchführen: Bei Mehrträger-Modulationsarten wie DMT muss die Abtastrate des Empfängers mit der Taktfrequenz f_{DAC} des DAC im Sender übereinstimmen, auch wenn dabei das Abtasttheorem nicht eingehalten wird. Liegt eine Abtastratenabweichung bzw. Englisch sampling frequency offset (SFO) vor, beeinflusst dies die Signalqualität negativ. Die Auswirkung des SFO auf das DMT-basierte Feldbussystem sowie passende Algorithmen, mit denen das SFO geschätzt und kompensiert werden kann, werden in [18] ausgewertet.

Ist ein DMT-Signal durch den ADC eines DSO abzutasten, können die üblichen Signalverarbeitungsschritte der DMT-Demodulation also nur dann direkt auf die Abtastwerte angewandt werden, wenn die Abtastrate f_{ADC} genau den Wert f_{DAC} der DAC-Taktfrequenz im Sender besitzt. Da ein DSO einen vom Werk aus definierten Satz an unterstützten Abtastraten aufweist, erfolgt die Aufzeichnung meist aus mindestens einem der folgenden Gründe nicht mit der DAC-Frequenz des Senders:

- Das verwendete DSO kann die benötigte Abtastrate meist nicht bereitstellen.
- Wenn eine der vom DSO bereitgestellten Abtastraten der benötigten entspricht und das DSO mehrere Abtastraten zur Auswahl anbietet, stimmt bis auf eine Abtastrate keine mit der DAC-Frequenz des Senders überein.
- Eine höhere Abtastrate als die benötigte kann das Quantisierungsrauschen des ADC verringern

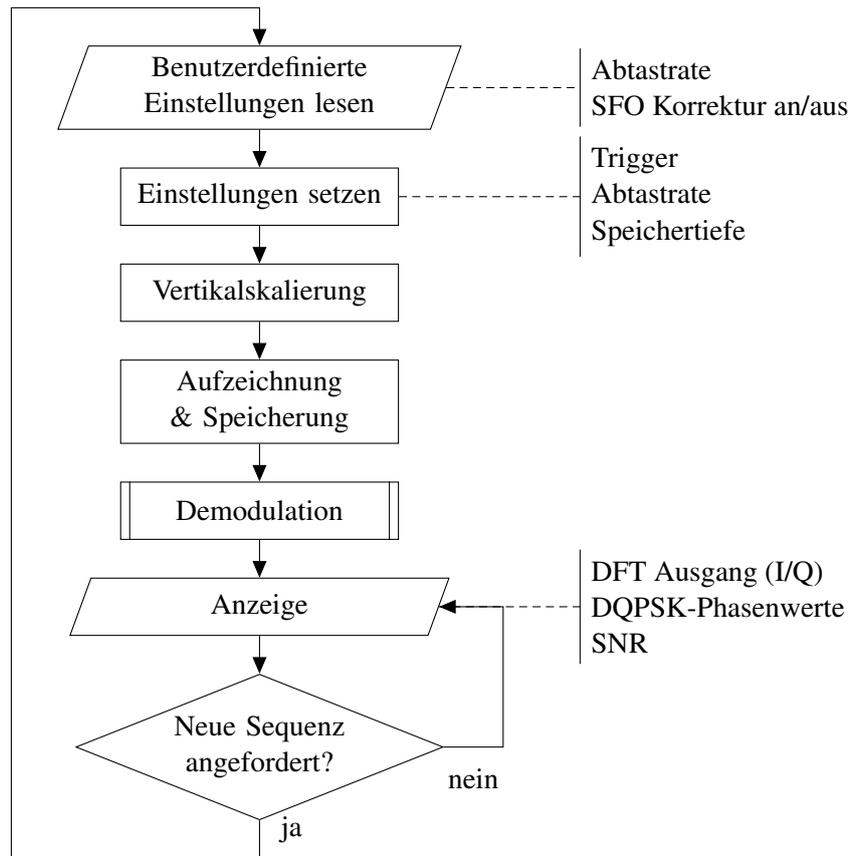


Bild 4.4: Ablauf des DSO-basierten Diagnoseprogramms

und so der begrenzten Auflösung des ADC teilweise entgegenwirken.

In diesen Fällen kann das Signal als ein analoges aufgefasst werden. Solange das Abtasttheorem erfüllt ist, wodurch sein Verlauf auch zwischen den Abtastzeitpunkten exakt rekonstruierbar ist, kann das aufgezeichnete Signal durch Abtastratenwandlung in ein Signal gewünschter bzw. erforderlicher Abtastrate überführt werden. Das bedeutet, dass das Messgerät eine Überabtastung des Bussignals um den Faktor K durchführen muss. Wird das DMT-Signal von einem DAC mit der Taktrate f_{DAC} generiert, besitzt es Spektralanteile im Bereich $|f| < f_{\text{max}} = f_{\text{DAC}}/2$. Die vom DAC eventuell erzeugten Spektralanteile oberhalb von $f_{\text{DAC}}/2$ tragen keine Nutzinformation und werden vom sogenannten Anti-Imaging-Filter nach dem DAC unterdrückt. Somit ist das DMT-Signal mit $f_{\text{max}} = f_{\text{DAC}}/2$ bandbegrenzt und es gilt für die Wahl der Abtastrate am Messgerät

$$f_{\text{ADC}} > 2 \cdot f_{\text{max}} = f_{\text{DAC}} \quad (4.1)$$

sodass

$$K = \frac{f_{\text{ADC}}}{f_{\text{DAC}}} > 1. \quad (4.2)$$

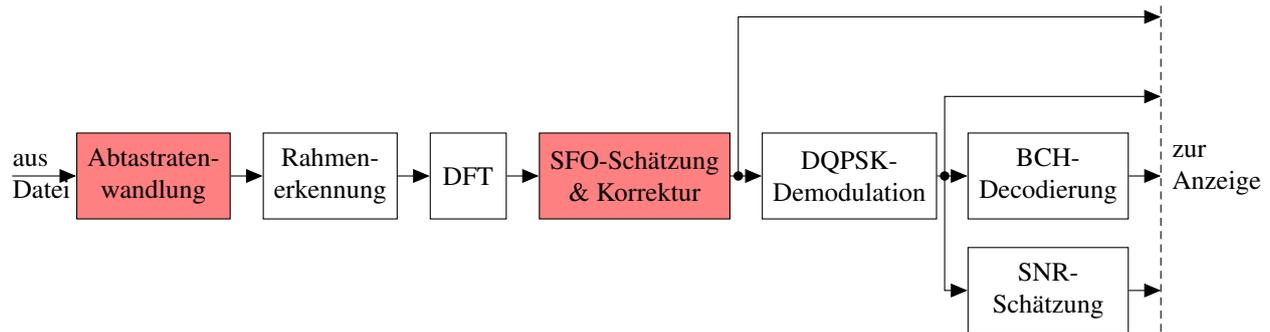


Bild 4.5: Signalverarbeitung zur Demodulation des Bussignals

Ist $K < 1$, so entspricht das erfasste Signal nicht dem auf der Leitung, weil die Spektralanteile oberhalb $f_{\text{ADC}}/2$ durch den Aliasing-Effekt in den Frequenzbereich $0 \leq f < f_{\text{ADC}}/2$ abgebildet werden. Die Auswirkung für ein DMT-Signal ist, dass zum einen die Unterträger oberhalb $f_{\text{ADC}}/2$ nicht erfasst werden und zum anderen, dass diejenigen im Bereich $f_{\text{ADC}} - f_{\text{DAC}}/2 \leq f < f_{\text{ADC}}/2$ durch Überlagerung mit den von oberhalb $f_{\text{ADC}}/2$ stammenden Spektralanteilen verfälscht werden.

4.2.2 Abtastratenwandlung

In den Prototypen nach [40], deren Signal zum Test der entwickelten Diagnosealgorithmen verwendet wird, ist ein mit 26 MHz schwingender VCXO im Einsatz. Aus dessen Takt generiert eine digitale Phasenregelschleife (PLL) auf einem FPGA den Takt für die DACs und ADCs. Die Taktfrequenz wird dabei zuerst um den Faktor vier auf 104 MHz erhöht und dann um den Faktor sieben auf den Wert von $f_{\text{DAC}} = 26 \cdot 4/7 \text{ MHz} \approx 14,857 \text{ MHz}$ reduziert.

Die Messgeräte ihrerseits bieten einen vordefinierten Satz an Abtastraten f_{ADC} , welche jeweils ein ganzzahliger Bruchteil der maximal einstellbaren, ebenfalls ganzzahliger Frequenz sind und somit im Allgemeinen nicht mit der oben genannten Taktrate der DACs und ADCs im betrachteten Feldbus-system übereinstimmen.

Allerdings ist der Überabtastfaktor K rational, sodass folgendes gilt:

$$K = \frac{f_{\text{ADC}}}{f_{\text{DAC}}} = \frac{M}{L}. \quad (4.3)$$

Es lassen sich also für jede einstellbare ADC-Frequenz f_{ADC} eines DSO ganzzahlige Faktoren L und M finden, mit denen das erfasste Signal wie in Bild 4.6 gezeigt in ein Signal mit der erforderlichen Abtastfrequenz überführt werden kann.

Nach der Abtastung des analogen Signals $\tilde{y}(t)$ mit der Frequenz f_{ADC} liegt ein zeitdiskretes Signal y_l nach Gleichung (4.4) vor:

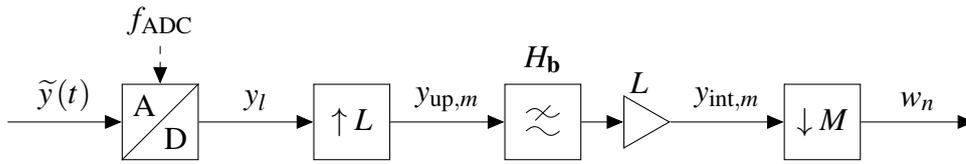


Bild 4.6: Abtastratenwandlung mit ganzzahligen Faktoren

$$y_l = \tilde{y}(t)|_{t=l \cdot \frac{1}{f_{\text{ADC}}}}, l \in \mathbb{Z}. \quad (4.4)$$

Zunächst erfolgt eine Aufwärtstastung mit dem Faktor L , indem in y_l zwischen allen benachbarten Abtastwerten $(L - 1)$ Nullen eingefügt werden:

$$y_{\text{up},m} = \begin{cases} y_l & \text{für } m = L \cdot l \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}, m \in \mathbb{Z}. \quad (4.5)$$

Das Spektrum $Y_{\text{up}}(e^{j\omega_{\text{up}}})$ von $y_{\text{up},m}$ mit $\omega_{\text{up}} = 2\pi f/Lf_{\text{ADC}}$ enthält dabei die Spiegelspektren (Aliases) des aufgezeichneten Bussignals. Um diese Spiegelspektren zu unterdrücken, erfährt das Signal $y_{\text{up},m}$ eine Filterung mit dem Interpolationstiefpassfilter $H_{\mathbf{b}}$. Dieses Filter besitzt die ÜF $H_{\mathbf{b}}\left(e^{j2\pi f \cdot \frac{1}{Lf_{\text{ADC}}}}\right)$ und den Koeffizientenvektor \mathbf{b} der Dimension $N_{\mathbf{b}}$. Die Gleichanteilverstärkung für $f = 0$ beträgt $|H_{\mathbf{b}}(e^{j \cdot 0})| = 1$. Auf das Filter folgt ein Verstärker um den Faktor L , welcher dafür sorgt, dass die Signalleistung vor und nach der Abtastratenwandlung gleich bleibt [34]. Die Abwärtstastung des interpolierten Signals $y_{\text{int},m}$ erzeugt das Signal w_n ($n \in \mathbb{Z}$) in der Abtastrate des DAC im Sender.

Tabelle 4.1 zeigt beispielhaft die Faktoren K , L und M , die bei der Abtastung eines mit [40] generierten Signals (d.h. $f_{\text{DAC}} = 104/7 \text{ MHz}$ ist fest) durch den DSO [49] auftreten. Je nach eingestellter Abtastrate f_{ADC} sind die für die Abtastratenwandlung einzusetzenden Faktoren durch diese Tabelle definiert.

Tabelle 4.1: Einstellbare Abtastfrequenzen f_{ADC} am DSO R&S RTE 4011 und die dazugehörigen Werte von K , L und M für die Umwandlung des Signals nach f_{DAC} von [40].

$f_{\text{ADC}}/\text{MHz}$	20	25	50	100	125	200	250	500	1000
L	26	104	52	26	104	13	52	26	13
M	35	175	175	175	875	175	875	875	875
K	1,35	1,68	3,37	6,73	8,41	13,46	16,83	33,65	67,31

Grundsätzlich ist durch den Anwender für die Wahl der Abtastrate am DSO ein Kompromiss zu treffen. Eine geringere Abtastrate ermöglicht zwar die unterbrechungsfreie Aufzeichnung von längeren Signalsequenzen in einen begrenzten Aufzeichnungsspeicher, andererseits kann eine höhere

Überabtastung die Quantisierungseffekte des ADC verringern. Zudem ist die Komplexität des Interpolationsfilters H_b von den Werten L und M abhängig. Die nachfolgenden Abschnitte quantifizieren diese Zusammenhänge, um ein Verständnis für die bei der Wahl der Abtastrate zu berücksichtigenden Aspekte zu geben.

4.2.3 Erhöhung der effektiven Auflösung der Analog-Digital-Wandlung durch Überabtastung

Aus der Literatur ist bekannt, dass das Quantisierungsrauschen eines ADC verringert werden kann, wenn dieser mit einer höheren Abtastrate betrieben wird als erforderlich [52]. Das Quantisierungsrauschen kann als weiß angenommen werden [53] und sein Spektrum besitzt folglich eine konstante Leistungsdichte im gesamten erfassten Frequenzbereich. Das Interpolationsfilter H_b unterdrückt einen Teil der Leistung des Quantisierungsrauschens. Für die weiteren Herleitungen wird angenommen, dass das mit der DAC-Frequenz f_{DAC} erzeugte DMT-Signal die durch den DAC vorgegebene Bandbreite von $f_{DAC}/2$ vollständig ausnutzt. Wird nun das Filter mit der Grenzfrequenz $f_{DAC}/2 = f_{ADC}/2K$ dimensioniert, so weist das Quantisierungsrauschen nach der Filterung nur $1/K$ der ursprünglichen Leistung auf. Somit gilt, zumindest theoretisch, dass jede Verdopplung der Abtastrate das Quantisierungsrauschen um ca. 3 dB verringert. Da außerdem bekannt ist, dass sich die Rauschleistung mit jedem weiteren Bit an Auflösung des ADC um ca. 6 dB verringert, kann für ideale Filter und gleichverteilte Signale näherungsweise berechnet werden, dass eine Vervierfachung der Abtastrate effektiv einer Erhöhung der ADC-Auflösung um 1 bit entspricht [34].

Da jedoch die Amplitudenwerte des DMT-Signals normalverteilt sind, ist die Leistung des Quantisierungsrauschens abhängig von der Ausnutzung des Dynamikbereichs des ADC durch die Signalamplitude an dessen Eingang. Aktuelle Messgeräte besitzen meist eine ADC-Auflösung von $B_Q = 8$ bit. Nach [18] kann die Leistung des Quantisierungsrauschens um nicht mehr als 40,8 dB schwächer als die des DMT-Signals werden. Es ist nun zu untersuchen, in welchem Maß das durch die ADC-Auflösung begrenzte SNR am Eingang des DMT-Demodulators (beginnend mit der Rahmenerkennung in Bild 4.5) durch die Überabtastung und anschließende Abtastratenwandlung erhöht werden kann.

Hierfür wird die Varianz σ_R^2 des Rauschens, das bereits vor dem ADC dem Signal überlagert ist, mit konstantem Leistungsdichtespektrum angenommen. Zur einfacheren Unterscheidung vom Quantisierungsrauschen des ADC wird es als Kanalrauschen bezeichnet. Wird dabei die Signalvarianz σ_S^2 zur einfacheren Rechnung, aber ohne Beschränkung der Allgemeinheit, mit dem Wert 1 angenommen, so beträgt das SNR vor der Aufzeichnung am Eingang des ADC

$$\gamma_0 = \frac{\sigma_S^2}{\sigma_R^2} = \frac{1}{\sigma_R^2} \quad (4.6)$$

Die gemeinsame Varianz des Quantisierungs- und des Begrenzungsrauschens kann nach [18] entsprechend Gleichung (4.7) angegeben werden:

$$\sigma_q^2(\kappa_q, B_Q) = 2(1 + \kappa_q^2) \cdot Q(\kappa_q) - \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \kappa_q \cdot \exp\left(-\frac{\kappa_q^2}{2}\right) + \frac{\kappa_q^2}{3 \cdot 2^{2B_Q}}. \quad (4.7)$$

Hierbei steht κ_q für den ADC-Dynamikbereich, normiert auf die Standardabweichung des DMT-Signals $\sqrt{\sigma_S^2}$. Nach [18] besitzt κ_q einen von der Auflösung des ADC abhängigen Optimalwert κ_{opt} . Die Funktion $Q(\cdot)$ ist die komplementäre Verteilungsfunktion (auch unter der englischen Bezeichnung complementary cumulative distribution function (CCDF) bekannt) der Standardnormalverteilung und ist gegeben durch

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du. \quad (4.8)$$

Die ersten beiden Terme auf der rechten Seite der Gleichung (4.7), die nicht von B_Q abhängen, beschreiben das Begrenzungsrauschen, welches mit steigendem κ_q abnimmt.

Bei der Anwendung des für die Abtastratenwandlung notwendigen Anti-Aliasing-Filters (H_b in Bild 4.6) wird neben den unerwünschten Signalanteilen auch ein Teil des Quantisierungsrauschens unterdrückt, sodass bei einer idealen Filterung sich die Varianz aus Gleichung (4.7) auf

$$\sigma_{q,K}^2 = \frac{1}{K} \cdot \sigma_q^2(\kappa_q, B_Q) \quad (4.9)$$

verringert (Herleitung: s. Anhang A.2).

Dem aufgezeichneten Signal (w_n in Bild 4.6) ist das gefilterte Quantisierungs- und Begrenzungsrauschen überlagert und die gesamte mittlere Rauschleistung beträgt

$$\sigma_{R,G}^2 = \sigma_R^2 + \sigma_{q,K}^2 \quad (4.10)$$

$$= \sigma_R^2 + \frac{1}{K} \cdot \sigma_q^2(\kappa_q, B_Q). \quad (4.11)$$

Man erkennt aus Gleichung (4.10), dass die Gesamtrauschleistung von einem der beiden Anteile dominiert wird, wenn der jeweils andere Anteil vernachlässigbar klein ist. So ist zu erwarten, dass bei hinreichend hoher Auflösung B_Q oder bei starker Überabtastung K allein das im Bussignal enthaltene Rauschen von Bedeutung ist. Andererseits, wenn σ_R^2 vernachlässigbar gegenüber $\sigma_{q,K}^2$ ist, fällt der Einfluss von K und B_Q durchaus ins Gewicht.

Da für die Varianz des DMT-Signals $\sigma_S^2 = 1$ angenommen wurde, berechnet sich das am Eingang des DMT-Demodulators wirksame Gesamt-SNR zu

$$\gamma_{G,K} = \frac{1}{\sigma_{R,G}^2} = \left(\sigma_R^2 + \frac{1}{K} \cdot \sigma_q^2(\kappa_q, B_Q) \right)^{-1} \quad (4.12)$$

mit $\sigma_q^2(\kappa_q, B_Q)$ aus Gleichung (4.7).

Bild 4.7 zeigt den Einfluss der Überabtastung während der Signalaufzeichnung auf $\gamma_{G,K}$ gemäß Gleichung (4.12). Die Signalerfassung mit Überabtastung hilft also die durch den ADC des DSO eingeführten Verzerrungen zu verringern und wirkt in einem begrenzten Ausmaß als eine Erhöhung der effektiven Auflösung des ADC. Es ist zu erwarten, dass die mit realen Interpolationsfiltern endlicher Komplexität erreichbare SNR-Erhöhung von der Dimensionierung der Filter abhängt. Auf diese Abhängigkeit wird im nächsten Abschnitt eingegangen.

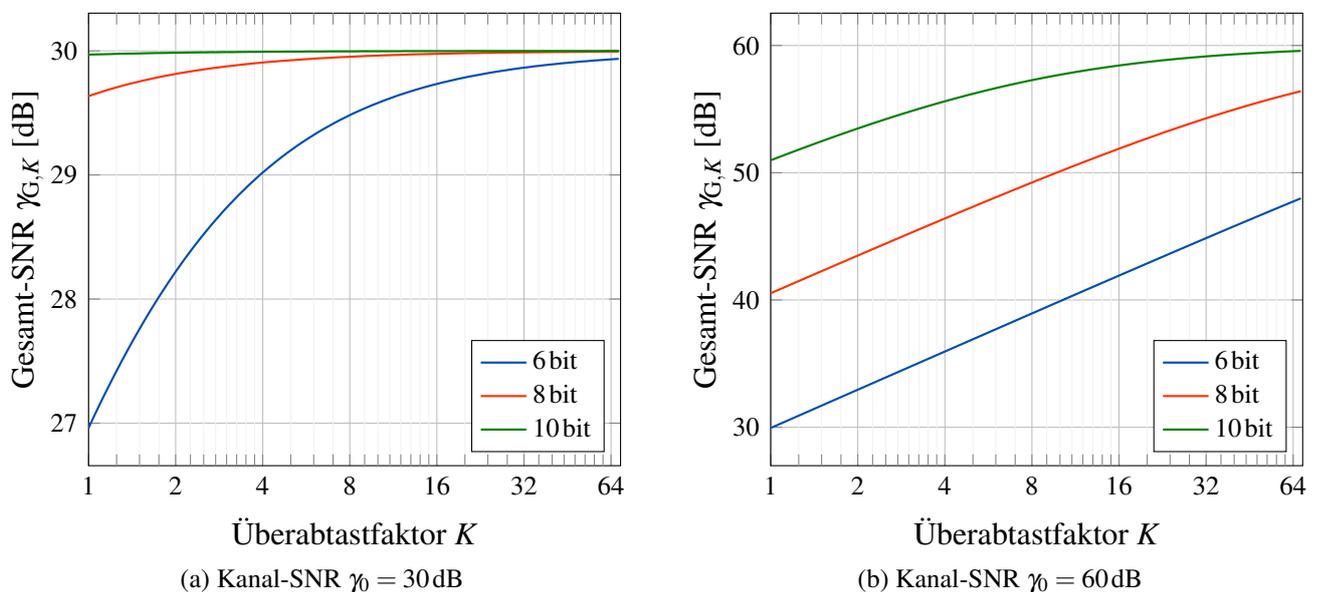


Bild 4.7: Rechnerisch bestimmtes Gesamt-SNR $\gamma_{G,K}$ nach der Überabtastung des DMT-Signals als Funktion des Überabtastfaktors für verschiedene Auflösungen des ADC des Diagnosewerkzeugs und für verschiedene Werte γ_0 des SNR am Eingang des ADC

4.3 Interpolationstiefpassfilter für die Abstratenwandlung

4.3.1 Minimale Anforderungen an den Frequenzgang des Filters

Da die Diagnosealgorithmen als ein Softwareprogramm auf der CPU eines Computers ausgeführt werden, erweist sich die Implementierung des Filters als besonders kritisch, denn die Filterung beeinflusst maßgeblich die zur Verarbeitung des aufgezeichneten Signals benötigte Rechenzeit und den Bedarf an Arbeitsspeicher. Die minimale Anforderung an ein Interpolationsfilter besteht darin, dass es die durch die Überabtastung eingeführten höherfrequenten Kopien des DMT-Signalspektrums (sog. Spiegelspektren) unterdrückt.

Es besteht grundsätzlich die Möglichkeit, das Interpolationsfilter als ein digitales Filter mit endlich oder unendlich langer Impulsantwort zu implementieren, die geläufigen englischsprachigen Bezeichnungen sind finite impulse response (FIR) bzw. infinite impulse response (IIR). Der Hauptunterschied zwischen den beiden Arten liegt darin, dass IIR-Filter mit geringerer Komplexität eine höhere Steilheit ermöglichen, dafür jedoch im Gegensatz zu den FIR-Filtern keinen linearen Phasengang besitzen. Da jedoch die lineare Phase erwünscht ist, um die zeitliche Lage der DMT-Unterträger zueinander nicht zu verfälschen, sollte entweder ein FIR-Tiefpassfilter mit linearer Phase oder ein IIR-Tiefpass mit nachgeschaltetem IIR-Allpassfilter zur Korrektur des Phasengangs eingesetzt werden. Aus [54] geht hervor, dass beide Lösungen hinsichtlich der Komplexität ähnlich sind. Da jedoch FIR-Filter sich beim Einsatz als Interpolationsfilter bei der Abstratenwandlung besonders effizient mittels einer Polyphasenstruktur implementieren lassen (s. Abschnitt 4.4), beschränkt sich diese Arbeit auf FIR-Interpolationsfilter. Diese werden durch ihre Impulsantwort definiert, mit welcher das zu filternde Signal zu falten ist. Die z -Transformierte eines FIR-Filters ist ein Polynom in z^{-1} , dessen Koeffizientenvektor \mathbf{b} die zeitdiskreten Werte der Impulsantwort enthält [34].

Für die Beschreibung des Frequenzgangs des Filters wird vereinfachend angenommen, dass die DMT-Sender der Feldbus-Systemteilnehmer keine Überabtastung anwenden. Konkret heißt es für ein DMT-System, dass alle Unterträger k bis einschließlich $k = N_{\text{DMT}} - 1$ mit Daten und nicht mit Nullen moduliert werden. Wird dann der DAC mit der Frequenz f_{DAC} betrieben, besitzt das DMT-Signal Spektralanteile im Bereich $0 < f < f_{\text{DAC}}/2$.

Bild 4.8 zeigt den prinzipiellen Betragsverlauf des Interpolationsfilters über der Frequenz zusammen mit den einzelnen Spektralanteilen des Signals am Eingang des Filters. Zur Übersichtlichkeit ist dabei nur die erste und die letzte zu unterdrückende spektrale Wiederholung (Spiegelspektrum) dargestellt. Der Frequenzgang und die Komplexität des Filters, also die Länge seines Koeffizientenvektors \mathbf{b} , hängen wie folgt von den Parametern f_{ADC} , f_{DAC} , L und M ab:

- Der Durchlassbereich des Filters muss das zu untersuchende DMT-Spektrum enthalten, endet

also frühestens bei der Frequenz $f_{\text{DAC}}/2$.

- Der Sperrbereich des Filters beginnt spätestens bei der Frequenz $f_{\text{ADC}} - f_{\text{DAC}}/2$, wobei nach Gleichung (4.2) $f_{\text{ADC}} - f_{\text{DAC}}/2 > f_{\text{DAC}}/2$ gilt.
- Je größer der Abstand zwischen f_{ADC} und f_{DAC} , desto breiter kann der Übergangsbereich des Filters ausgelegt werden (Verringerung der Komplexität)
- Je größer der Unterabtastfaktor M , desto schmaler ist der Durchlassbereich des Filters bezogen auf die Abtastfrequenz $L \cdot f_{\text{ADC}}$ des zu filternden Signals (Erhöhung der Komplexität).

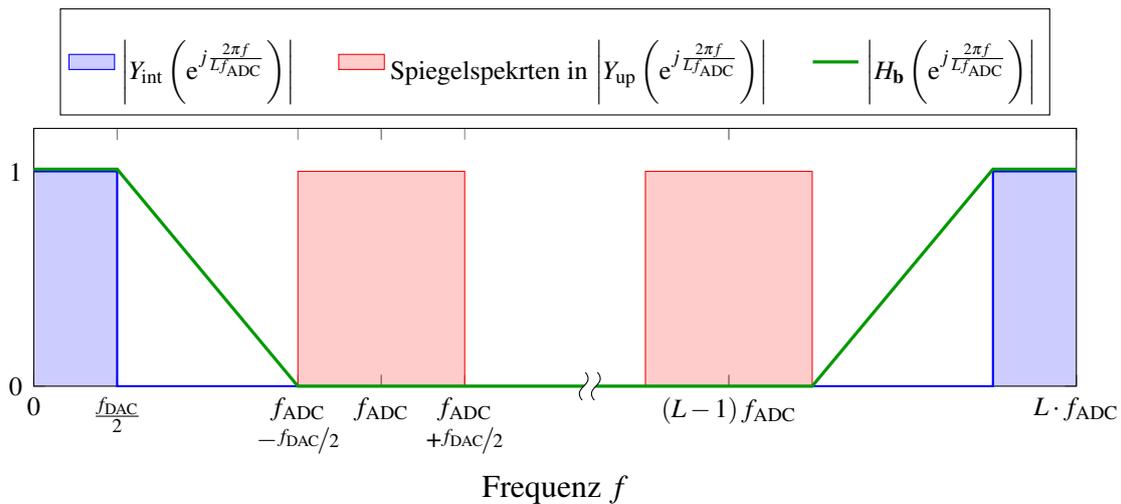


Bild 4.8: Prinzipdarstellung des Betragsfrequenzgangs des Interpolationsfilters (grün) mit seinen Eckfrequenzen. In blau und rot sind die vom Filter durchzulassenden bzw. zu sperrenden Spektralanteile des Signals $y_{\text{up},m}$ dargestellt. Vereinfachend wurde für die Skizze $|Y_{\text{up}}(e^{j0})| = 1$ und $L \geq 3$ angenommen.

Es ist zu beachten, dass im aufgezeichneten Signal y_l das Basisband des Quantisierungsrauschens über den Bereich $0 < f < f_{\text{ADC}}/2$ verteilt ist und der Sperrbereich erst bei $f_{\text{ADC}} - f_{\text{DAC}}/2$ beginnt. Daher kann ein Filter, welches die in diesem Abschnitt definierten Minimalanforderungen an den Frequenzgang erfüllt, im allgemeinen nicht das Quantisierungsrauschen unterdrücken und bringt somit keine Verbesserung der Signalqualität. Es ist zu erwarten, dass erst ein Filter mit steilerem Übergangsbereich (Beginn des Sperrbereichs unterhalb von $f_{\text{ADC}}/2$) das Quantisierungsrauschen verringern kann.

4.3.2 Quantitative Anforderung an die Filterordnung

Wie aus Tabelle 4.1 hervorgeht, werden für die Abtaststratenwandlung hohe Faktoren M und L benötigt. Nach [34,54] ist die minimale erforderliche Filterordnung $N_{b,\eta}$ umgekehrt proportional zur Breite des Übergangsbereichs ($f_{\text{ADC}} - f_{\text{DAC}}$), normiert auf die Abtastrate des zu filternden Signals $y_{\text{up},m}$ (vgl. Bild 4.6 und Bild 4.8):

$$N_{\mathbf{b},\eta} \geq \eta \cdot \left(\frac{f_{\text{ADC}} - f_{\text{DAC}}}{L \cdot f_{\text{ADC}}} \right)^{-1} \quad (4.13)$$

Der Proportionalitätsparameter η ist seinerseits zwar von Entwurfparametern wie der minimal geforderter Dämpfung im Sperrbereich, der maximal zulässigen Verzerrung im Durchlassbereich und der Entwurfsmethode abhängig, aber nicht von den Grenzen des Sperr- und Durchlassbereichs. Somit kann η als normierte Filterordnung angesehen werden:

$$\eta = \frac{N_{\mathbf{b},\eta}}{N_{\mathbf{b},1}}, \quad N_{\mathbf{b},1} = \frac{N_{\mathbf{b},\eta}}{\eta}. \quad (4.14)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (4.2) und (4.3) und nach Normierung auf η lässt sich die Beziehung in Gleichung (4.13) in Abhängigkeit von den an der Abtastratenwandlung beteiligten Faktoren formulieren:

$$\begin{aligned} N_{\mathbf{b},1} &\geq \frac{L \cdot M/L \cdot f_{\text{DAC}}}{M/L \cdot f_{\text{DAC}} - f_{\text{DAC}}} \\ N_{\mathbf{b},1,\min} &= \frac{L \cdot M}{M - L}, \quad M \neq L \end{aligned} \quad (4.15)$$

Gleichung (4.15) liefert definierte positive Werte für $N_{\mathbf{b},1,\min}$ nur für $M > L$, was im Fall einer Überabtastung implizit nach Gleichung (4.2) gilt. Im Fall von $M = L$ liegt keine Überabtastung vor und es ist keine Filterung notwendig.

Bild 4.9 zeigt den Zusammenhang aus Gleichung (4.15). Die von L und M abhängige minimale Filterordnung $N_{\mathbf{b},1,\min}$ ist dabei in Form von Höhenlinien dargestellt, deren Verlauf durch Auflösung der Gleichung (4.15) nach M mittels Gleichung (4.16) angegeben werden kann

$$M = \frac{N_{\mathbf{b},1,\min} \cdot L}{N_{\mathbf{b},1,\min} - L} \quad (4.16)$$

Der zugehörige Zahlenwert von $N_{\mathbf{b},1,\min}$ ist entlang der Höhenlinien eingetragen, welche zusätzlich entsprechend der Farbskala rechts vom Schaubild anhängig von $N_{\mathbf{b},1,\min}$ eingefärbt sind. Es ist zu sehen, dass insbesondere für $L \approx M$ eine sehr hohe Filterordnung benötigt wird, für $M \gg L$ bzw. $K \gg 1$ nähert sich $N_{\mathbf{b},1}$ dem Wert von L . Ebenfalls sind in Bild 4.9 die Werte von f_{ADC} bzw. die dazugehörigen Werte von L und M aus Tabelle 4.1 als Punkte eingetragen. Die Lage der Punkte relativ zu den Höhenlinien von $N_{\mathbf{b},1,\min}$ lässt erkennen, dass verschiedene Abtastraten unterschiedliche Filterordnungen benötigen.

Bild 4.10 veranschaulicht beispielhaft die mögliche relative Breite des Übergangsbereichs für drei ausgewählte Werte der Abtastraten f_{ADC} . Offensichtlich ist für $f_{\text{ADC}} = 20\text{MHz}$ ein steileres Filter

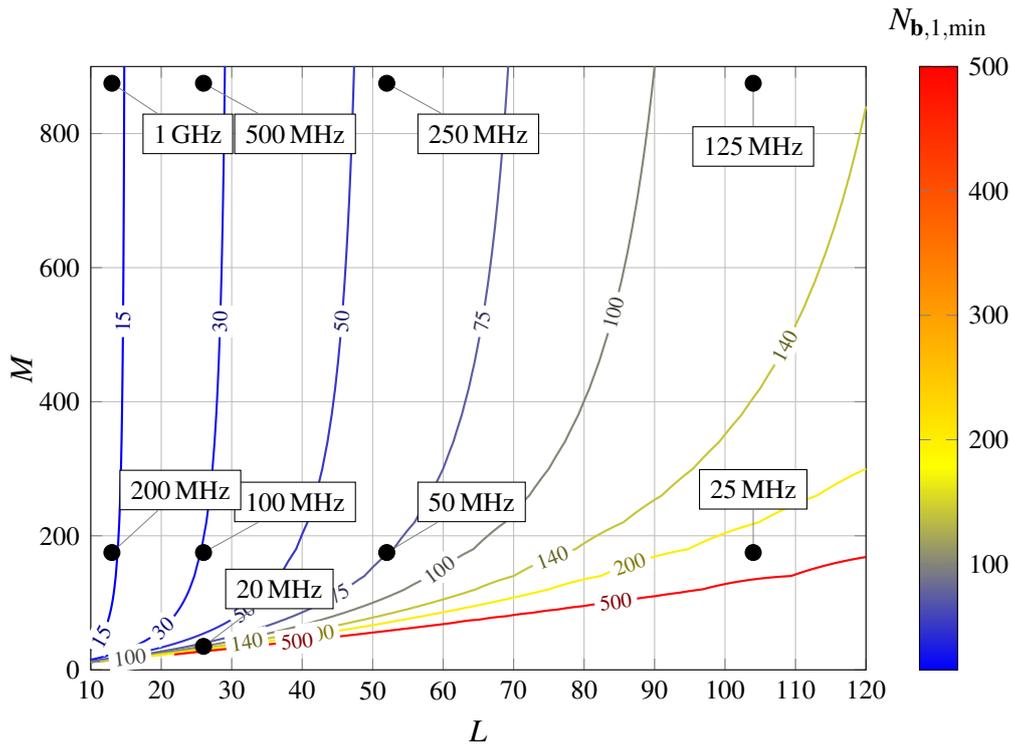
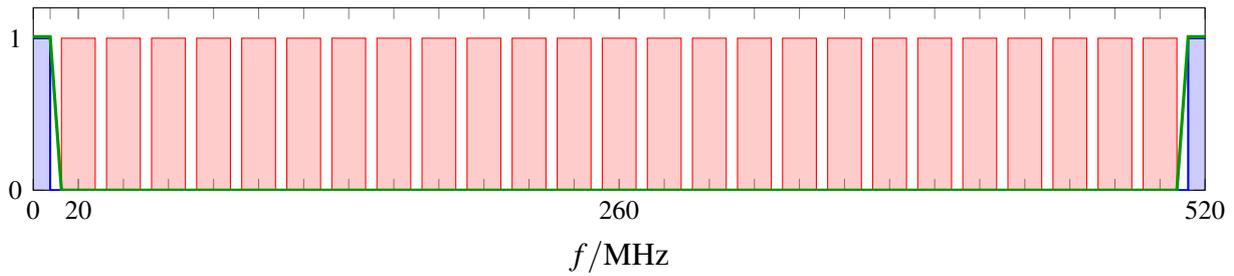


Bild 4.9: Minimal notwendige Filterordnung $N_{b,1,min}$ als Höhenlinien in Abhängigkeit von Faktoren L und M . Die Linien sind entsprechend der Farbskala rechts vom Schaubild eingefärbt. Die Schwarzen Punkte zeigen die Lage der Faktoren L und M für unterschiedliche Werte von f_{ADC} aus Tabelle 4.1.

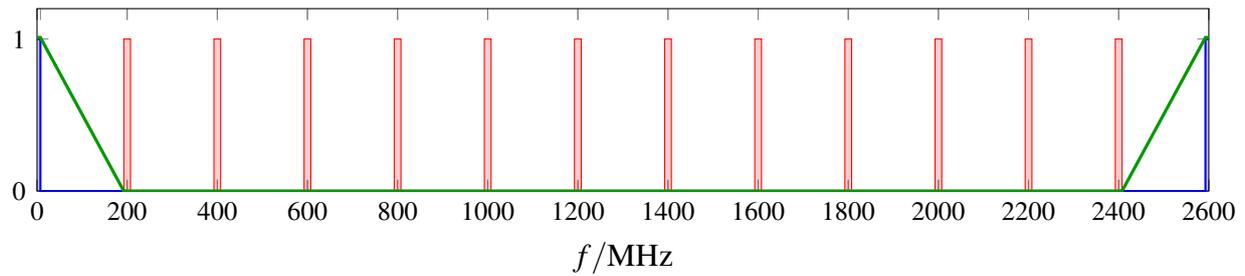
als für $f_{ADC} = 200\text{MHz}$ notwendig, weil der Filterung im ersten Fall eine stärkere Aufwärtstastung vorausgeht. Andererseits bringt die Aufzeichnung mit noch höherer Abtastrate $f_{ADC} = 1\text{GHz}$ keine nennenswerte Verringerung der Filterkomplexität, weil L unverändert bleibt.

4.3.3 Anforderungen an die Filterordnung zur Verringerung des Quantisierungsrauschens

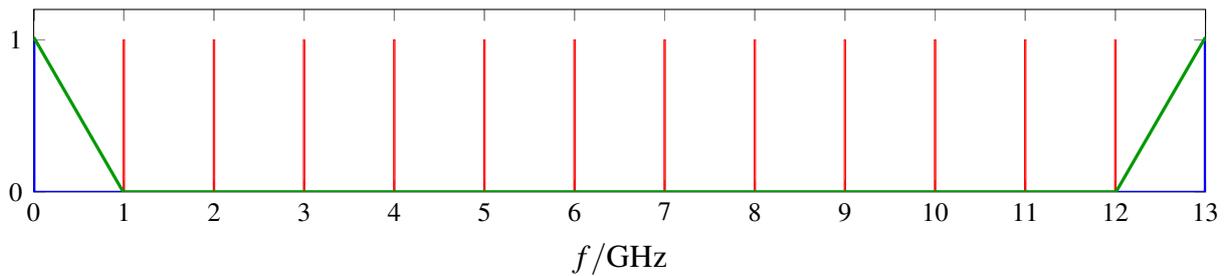
Es ist allerdings zu beachten, dass der Frequenzbereich zwischen $f_{ADC}/2$ und $(L - 1/2) f_{ADC}$ aus Spiegelspektren des aufgezeichneten Bussignals besteht und den fundamentalen Bereich $-f_{ADC}/2 < f < f_{ADC}/2$ wiederholt, welcher das zu untersuchende Signal, das Kanal- sowie das Quantisierungsrauschen des DSO enthält (vgl. auch Bild 4.8). Soll also wie im Abschnitt 4.2.3 beschrieben durch die Interpolation auch das Quantisierungsrauschen verringert werden, muss das Filter die Signalanteile im Frequenzbereich zwischen $f_{DAC}/2$ und $L \cdot f_{ADC} - f_{DAC}/2$ möglichst stark unterdrücken und somit steiler und damit komplexer sein als minimal notwendig entsprechend Gleichung (4.15) bzw. Bild 4.9. In diesem Fall ist die Breite des Übergangsbereichs nicht mehr direkt durch die Frequenzen f_{ADC} und f_{DAC} vorgegeben, sondern sollte so gering wie möglich sein. Im Folgenden wird diese Übergangs-



(a) DSO-Abtastrate $f_{\text{ADC}} = 20 \text{ MHz}$, $L = 26$, $M = 35$



(b) DSO-Abtastrate $f_{\text{ADC}} = 200 \text{ MHz}$, $L = 13$, $M = 175$



(c) DSO-Abtastrate $f_{\text{ADC}} = 1 \text{ GHz}$, $L = 13$, $M = 875$

Bild 4.10: Prinzipieller Frequenzgang des Interpolationsfilters (grün) sowie die durchzulassenden (blau) und zu unterdrückenden (rot) Anteile des Spektrums am Eingang des Filters für verschiedene DSO-Abtastraten f_{ADC}

bereichsbreite relativ zur Breite des Durchlassbereichs $f_{\text{DAC}}/2$ definiert, damit ein Vergleich zwischen verschiedenen Abtastraten f_{ADC} möglich ist. Wird für den Übergangsbereich $\Delta f = \rho \cdot f_{\text{DAC}}/2$ mit dem Steilheitsfaktor ρ verwendet, so gilt

$$\tilde{N}_{\mathbf{b},\eta} \geq \eta \cdot \left(\frac{\rho \cdot f_{\text{DAC}}/2}{L \cdot f_{\text{ADC}}} \right)^{-1}. \quad (4.17)$$

Mit den beiden Gleichungen (4.3) und (4.3) folgt aus (4.17) analog zu Gleichung (4.15)

$$\frac{\tilde{N}_{\mathbf{b},\eta}}{\eta} \geq \frac{2M}{\rho}. \quad (4.18)$$

Im Gegensatz zu der minimalen Anforderung an das Interpolationsfilter in (4.15) ist für die Verringerung des ADC-Quantisierungsrauschens durch Verringerung dessen Bandbreite allein der Faktor

der Abwärtstastung M maßgeblich. Weil der Übergangsbereich hierbei schmaler ist als im Abschnitt 4.3.2 gefordert, ist die Forderung (4.18) im Allgemeinen strenger als (4.15) und es muss gelten

$$\begin{aligned} \frac{\tilde{N}_{\mathbf{b},\eta}}{\eta} &\geq \frac{2M}{\rho} \geq \frac{L \cdot M}{M-L} = N_{\mathbf{b},1,\min} \\ \text{bzw. } \rho &\leq \rho_{\max} = 2 \frac{M-L}{L} = 2(K-1). \end{aligned} \quad (4.19)$$

Gleichung (4.19) gibt die obere Schranke für den Steilheitsparameter ρ an, bei der die im Abschnitt 4.3.2 beschriebenen Minimalanforderungen an den Frequenzgang des Filters noch erfüllt werden. Die untere Schranke für ρ ist Null. Dieser Wert ist zwar mit realen Filterimplementierungen nicht erreichbar, ein möglichst geringer Wert ist aber durch die Wahl einer hinreichend hoher Filterordnung $\tilde{N}_{\mathbf{b},\eta}$ anzustreben.

Aus Gleichung (4.19) folgt auch $\tilde{N}_{\mathbf{b},1} \geq N_{\mathbf{b},1,\min}$. Die relative Erhöhung der Filterordnung mit dem Ziel der Verringerung des Quantisierungsrauschens ist

$$\frac{\tilde{N}_{\mathbf{b},\eta}}{N_{\mathbf{b},\eta}} = \frac{2M/\rho}{LM/(M-L)} = \frac{2(K-1)}{\rho} = \frac{\rho_{\max}}{\rho}. \quad (4.20)$$

Um also durch Überabtastung die im Abschnitt (4.2.3) beschriebene Verringerung des Quantisierungsrauschens um den Faktor K zu erreichen, muss die Filterordnung je nach hinnehmbarer Steilheit bzw. Breite des Übergangsbereichs um den Faktor $2(K-1)/\rho$ höher als die minimal geforderte sein.

4.3.4 Approximation der Filter-Übertragungsfunktion

Ein weiterer Freiheitsgrad bei der Dimensionierung des Interpolationsfilters ist die Wahl der Entwurfsmethode, welche den Normierungsfaktor η beeinflusst, sodass die gleiche Anforderung an die Sperrdämpfung je nach Entwurfsmethode eine höhere oder niedrigere Filterordnung nötig macht. Anders ausgedrückt, es führt die gleiche Filterordnung bei Verwendung verschiedener Entwurfsmethoden zu unterschiedlichen Steilheiten und Dämpfungseigenschaften. Zudem spielt bei der Approximation der Übertragungsfunktion auch die bisher vernachlässigte Verzerrung im Durchlassbereich des entworfenen Filters eine Rolle. Man unterscheidet zwischen der Fenstermethode, der Methode der kleinsten Quadrate und dem Parks-McClellan-Algorithmus.

Die mit dem Synthese-Algorithmus nach Parks und McClellan entworfenen FIR-Filter („Equiripple-Filter“ oder „Minimax-Filter“) besitzen optimale Eigenschaften in dem Sinne, dass die maximal auftretende Abweichung des approximierten Betrags der ÜF von ihrem gewünschten Verlauf im Durchlass- und Sperrbereich minimiert wird [55]. Durch die charakteristische alternierende Form des

Betrags der ÜF tritt diese maximale Abweichung im Allgemeinen mehrmals innerhalb des Durchlassbereichs bzw. des Sperrbereichs auf.

Die Methode der kleinsten Quadrate, wegen ihrer englischen Bezeichnung least squares (LS) auch als LS-Methode bezeichnet, minimiert den mittleren quadratischen Approximationsfehler über den gesamten Durchlass- und Sperrbereich durch die Lösung eines Gleichungssystems und ist daher in einer anderen Hinsicht eine optimale Methode. Bei gleicher Filterordnung ist der resultierende mittlere quadratische Fehler geringer als der eines Equiripple-Filters, allerdings kann der Approximationsfehler stellenweise höher sein als beim Parks-McClellan-Algorithmus.

Beim Filterentwurf mithilfe der Fenstermethode wird die gewünschte zeitkontinuierliche und unendlich lange Impulsantwort $h_{\text{ideal}}(t)$ abgetastet und für die Zeitbegrenzung mit einer Fensterfunktion multipliziert. Die abzutastende Impulsantwort für ein Tiefpassfilter ist in Gleichung (4.21) gegeben und hängt offensichtlich nur von der Grenzfrequenz ab.

$$h_{\text{ideal}}(t) = 2f_g \cdot \frac{\sin(2\pi f_g t)}{2\pi f_g t} \quad (4.21)$$

Durch die Abtastung und Fensterung bekommt die ÜF Unzulänglichkeiten (geringere Flankensteilheit und endliche Sperrdämpfung sowie eine Welligkeit im Durchlassbereich), welche alle von der Wahl der Fensterfunktion abhängen. In dieser Arbeit werden nur Kaiser-Fensterfunktionen betrachtet, weil sie bei passender Wahl des Formparameters ein optimales Fenster sehr gut approximieren [34, 56].

Bild 4.11 zeigt beispielhaft das Ergebnis des Filterentwurfs mit drei verschiedenen Entwurfsverfahren für die Abtastratenwandlung eines mit $f_{\text{ADC}} = 200\text{MHz}$ abgetasteten DMT-Signals mit dazugehörigen Parametern L und M aus Tabelle 4.1. Beispielhaft wurde hier $\rho = \rho_{\text{max}}$ und $\eta = 1$ gewählt, was der geringen Filterordnung $N_{\text{b},1} = 29$ entspricht. Da die Filter reell und zeitdiskret sind, sind ihre ÜF periodisch mit Lf_{ADC} (in diesem Beispiel: $L = 13$, $Lf_{\text{ADC}} = 2600\text{MHz}$) und symmetrisch zu $f = 0$. Im Bild 4.11 ist nur der Fundamentalebereich $0 < f < Lf_{\text{ADC}}/2$ dargestellt. Man erkennt die gleich bleibende Welligkeit des Equiripple-Filters im Sperrbereich sowie die mit der Frequenz zunehmende Sperrdämpfung der beiden anderen Filter. Im Teilbild 4.11c sind die entworfenen Betrags-Frequenzgänge im Intervall um das erste zu unterdrückende Spiegelspektrum dargestellt, dessen untere Grenze dem Beginn des Sperrbereichs entspricht. Man erkennt hier, dass das Equiripple-Filter wie erwartet die maximale Sperrdämpfung unter den drei entworfenen Filtern aufweist. Aufgrund der im Vergleich zur Übergangsbereichsbreite sehr geringen DMT-Signalbandbreite von $f_{\text{DAC}}/2 \approx 7,5\text{MHz}$ sind die Verzerrungen im Durchlassbereich für alle Filter vernachlässigbar klein.

Außerdem ist aus Bild 4.11 zu entnehmen, dass das mit dem Kaiser-Fenster entworfene Filter im Vergleich zum LS-optimierten Filter einen flacheren Übergang und besonders im Bereich des ersten Spiegelspektrums Frequenzbereich eine geringere Sperrdämpfung besitzt. Hierdurch steigt auch der mittlere Approximationsfehler, was die Fenstermethode suboptimal macht. Da jedoch in einem großen

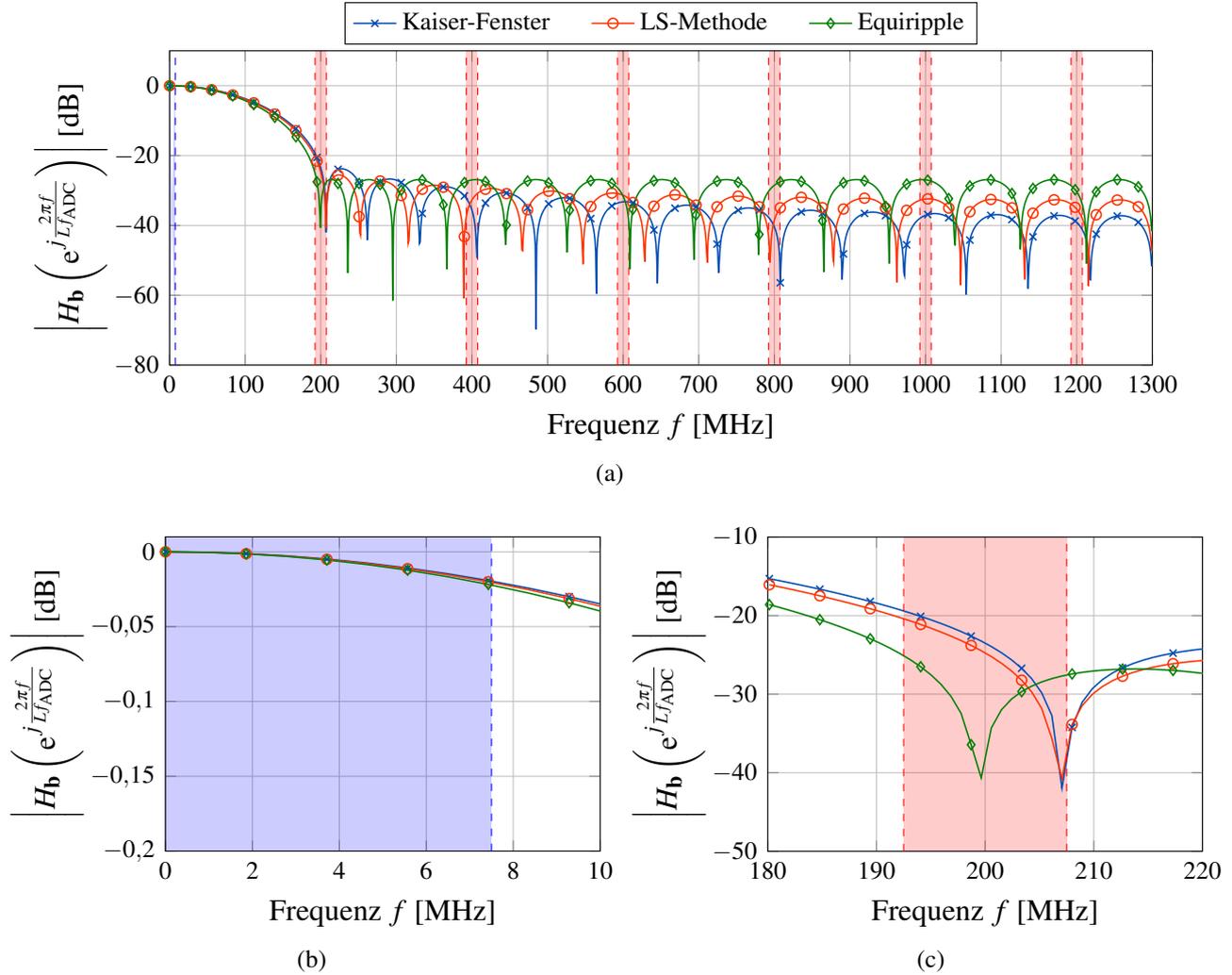


Bild 4.11: Beispielhafte Betrags-Frequenzgänge für verschiedene FIR-Entwurfsmethoden im Bereich $0 < f < Lf_{\text{ADC}}/2$ mit $f_{\text{ADC}} = 200 \text{ MHz}$, $L = 13$, $\rho = \rho_{\text{max}}$ und $\eta = 1$

Frequenzintervall das Kaiser-Fenster die höchste Sperrdämpfung liefert und die zu unterdrückenden Signalanteile vor allem bei hoher Überabtastung relativ schmalbandig sind, sollte genauer betrachtet werden, welche Entwurfsmethode sich am besten für den Einsatz in diesem speziellen System eignet.

Hierfür werden die Übertragungsfunktionen der einzelnen Filter zuerst hinsichtlich ihrer Fähigkeit zur Unterdrückung der Spiegelspektren und später hinsichtlich der Verringerung des Quantisierungsrauschens untersucht. Für die numerische Untersuchung wird die ÜF im Frequenzbereich abgetastet und es werden die Spektralkoeffizienten $H_{\mathbf{b},k}$ ausgewertet. Die Abtastung der ÜF entspricht dabei der DFT des jeweiligen Koeffizientenvektors \mathbf{b} :

$$H_{\mathbf{b},k} = H_{\mathbf{b}} \left(e^{j \frac{2\pi f}{L f_{\text{ADC}}}} \right) \Big|_{f=k \frac{L f_{\text{ADC}}}{N_H}} = \sum_{m=0}^{N_{\mathbf{b}},\eta} b_m \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N_H} km}, \quad k = 0, \dots, N_H - 1 \quad (4.22)$$

Dabei steht N_H für die zur Filteranalyse verwendete DFT-Länge und bestimmt die Auflösung der

Frequenzachse. Der Wert kann im Allgemeinen willkürlich gewählt werden. Da hier ein DMT-Signal zu filtern ist, wurde $N_H = N_{\text{DMT}} \cdot M$ festgelegt, damit die Werte von $H_{\mathbf{b},k}$ genau $f_{\text{DAC}}/2N_{\text{DMT}}$ voneinander entfernt sind, was dem Unterträgerabstand entspricht.

4.3.5 Auswertung der Unterdrückung von Spiegelspektren

Die Anti-Aliasing-Fähigkeit des eingesetzten Interpolationstiefpassfilters beeinflusst maßgeblich die Signalqualität nach der Abstratenwandlung. Um verschiedene Filter diesbezüglich zu untersuchen, muss der Betrag der jeweiligen ÜF in den Frequenzintervallen ausgewertet werden, wo sich nach der Aufwärtstastung das DMT-Signal bzw. seine Spiegelspektren befinden (blau bzw. rot schraffierte Bereiche im Bild 4.11).

Der zu minimierende Term ist die nach der Filterung in diesen Intervallen verbleibende mittlere Leistung des interpolierten Signals bzw. die Verzerrung im Durchlassbereich, die zusammen mit σ_A^2 bezeichnet werden. Die Herleitung ist dem Anhang A.3 zu entnehmen, Gleichungen (4.23) bis (4.25) fassen zusammen, wie σ_A^2 in einer numerischen Auswertung anhand einer N_H -Punkt-DFT der Filterkoeffizienten bestimmt werden kann.

$$\sigma_A^2 = \begin{cases} 2 \sum_{\mu=0}^{\frac{L-1}{2}} \sigma_{A,\mu}^2 & \text{für } L \text{ ungerade} \\ 2 \sum_{\mu=0}^{\frac{L}{2}-1} \sigma_{A,\mu}^2 + \sigma_{A,\frac{L}{2}}^2 & \text{für } L \text{ gerade} \end{cases} \quad (4.23)$$

Dabei ist

$$\sigma_{A,\mu}^2 \approx \begin{cases} \frac{1}{N_H} \cdot \sum_{k \in \mathcal{K}_\mu} |H_{\mathbf{b},k}|^2 & \text{für } \mu \neq 0 \\ \frac{1}{N_H} \cdot \sum_{k \in \mathcal{K}_\mu} (1 - |H_{\mathbf{b},k}|)^2 & \text{für } \mu = 0 \end{cases} \quad (4.24)$$

und

$$\mathcal{K}_\mu = \left\{ k \in \mathbb{Z} \mid N_H \left(\frac{\mu}{L} - \frac{1}{2M} \right) < k < N_H \left(\frac{\mu}{L} + \frac{1}{2M} \right) \right\}. \quad (4.25)$$

Für $\mu = 0$ ist in Gleichung (4.24) $H_{\mathbf{b},k}$ auch an Stellen $k < 0$ auszuwerten. Hierbei kann ausgenutzt werden, dass die Übertragungsfunktion symmetrisch zu $f = 0$ ist, sodass

$$H_{\mathbf{b},k} = H_{\mathbf{b},-k}. \quad (4.26)$$

Als Maß für die Unterdrückung der Spiegelspektren wird bei der Auswertung der Kehrwert von σ_A^2 genommen. Unter der Annahme, dass die Signalleistung Eins beträgt, beschreibt er das erreichbare SNR am Ausgang des Filters für den Fall, dass allein der Aliasing-Effekt Verzerrungen hervorruft:

$$\gamma_A = \frac{1}{\sigma_A^2}. \quad (4.27)$$

Aus [34] ist bekannt, dass bei gleichem Wert des Formparameters β des Kaiser-Fensters die Erhöhung der Filterordnung eine Schmälerung des Übergangsbereichs bei gleich bleibender minimaler Sperrdämpfung hervorruft. Mithilfe dieses Parameters kann man also bei gegebener Filterordnung einen Kompromiss zwischen der Sperrdämpfung und der Breite des Übergangsbereichs finden. Da für die Aufgabe der Abtastratenumsetzung die untere Grenze des Sperrbereichs mit $\rho = \rho_{\max}$ auf $f_{\text{ADC}} - f_{\text{DAC}}/2$ festgelegt ist, kann z.B. mit einem Rechner-Programm entsprechend Bild 4.12 für jedes η das optimale β_{opt} gefunden werden, welches σ_A^2 minimiert bzw. γ_A maximiert. Bild 4.13 veranschaulicht den Zusammenhang zwischen der Filterordnung η , dem Formparameter β und dem mit entsprechendem Kaiser-Filter erreichbaren SNR γ_A für ausgewählte DSO-Abtastraten f_{ADC} .

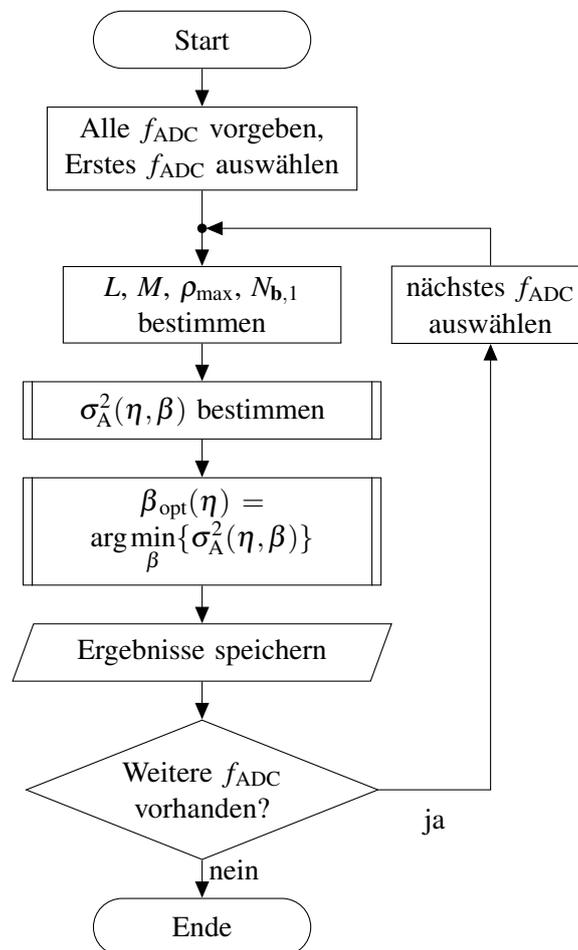


Bild 4.12: Optimierung der Entwurfsparameter für das Kaiser-Fenster

Die LS- und die Equiripple-Methode haben beide implizit die Eigenschaft, dass die Grenzen des Übergangsbereichs vorgegeben werden und es werden Filterkoeffizienten generiert, welche die Sperrdämpfung maximieren. Es ist also keine weitere Parametrisierung notwendig.

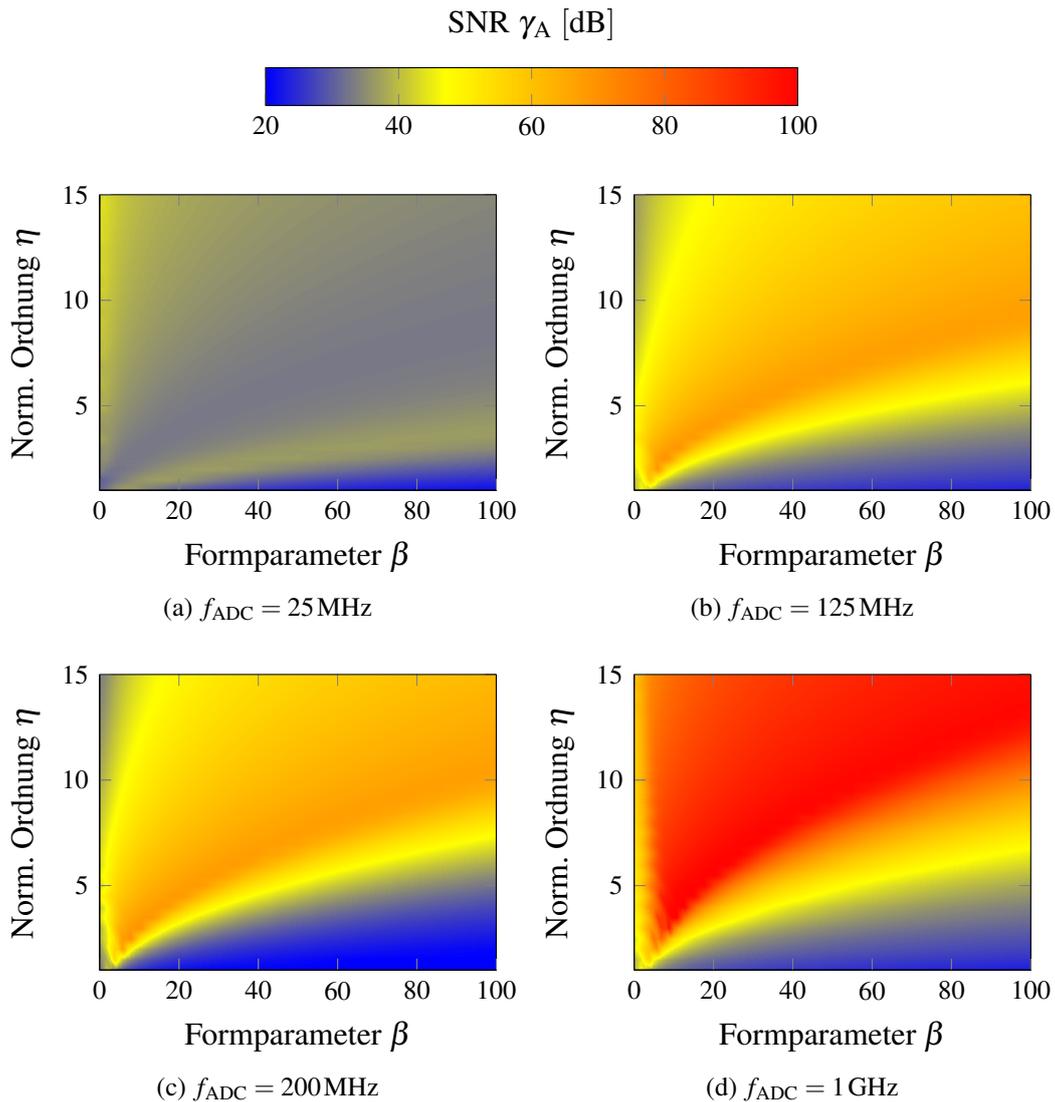


Bild 4.13: Einfluss des Formparameters β und der normierten Filterordnung η auf das SNR γ_A aus (4.27)

Bild 4.14 zeigt als Simulationsergebnis den Vergleich der drei Filterentwurfverfahren für $\rho = \rho_{\max}$. Es ist jeweils das erreichbare γ_A bei verschiedenen Abtastraten über der normierten Filterordnung η aufgetragen. Die Equiripple-Filter werden im Teilbild 4.14a mit den mittels Kaiser-Fenster entworfenen und im Teilbild 4.14b mit den LS-optimierten Filtern verglichen. Man erkennt in Bild 4.14a nach einem stetigen Anstieg eine Sättigung des erreichbaren SNR. Im Fall der LS-Methode und der Equiripple-Methode hängt die Sättigung mit der begrenzten Genauigkeit der Berechnungen zusammen. Bei der Fenstermethode sind Verzerrungen im Durchlassbereich für die Sättigung verantwortlich, denn eine höhere Filterordnung verursacht hier eine höhere Dämpfung innerhalb des Durchlassbereichs.

Für den tatsächlichen Wert der Filterordnung $N_{b,\eta}$ muss die Zahl η mit dem von L und M abhängigen Wert von $N_{b,1}$ (vgl. Bild 4.9) multipliziert werden. Daher müssen für hohe Werte von η teilweise sehr

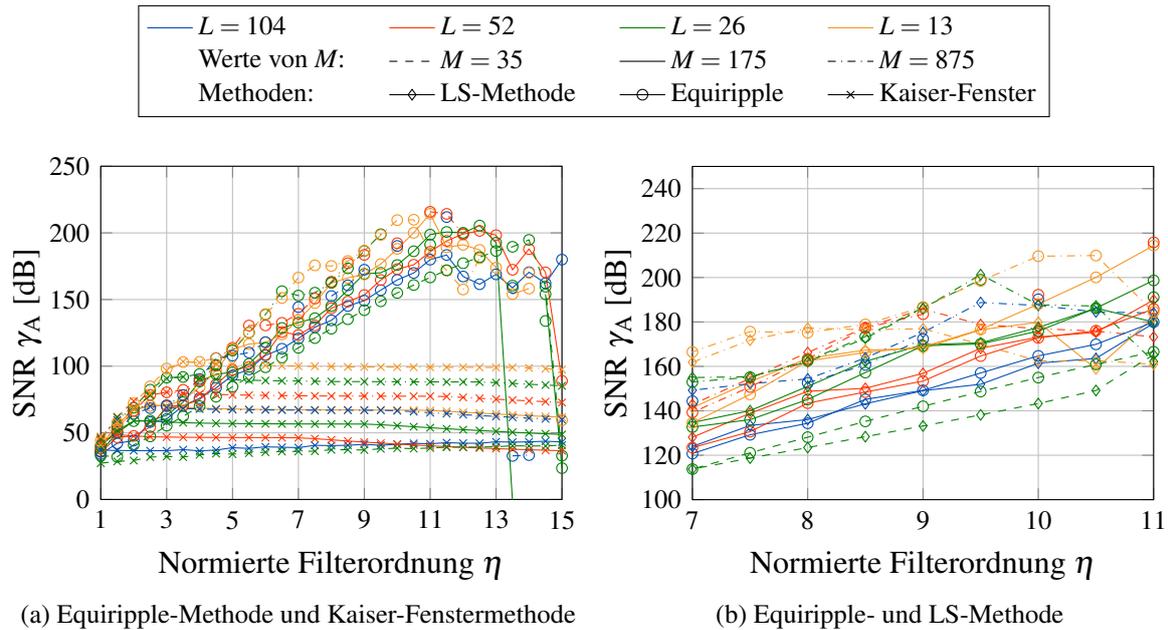


Bild 4.14: γ_A aus (4.27) in Abhängigkeit von der normierten Filterordnung η für verschiedene Filterentwurfungsverfahren

lange Filter generiert werden. Da bei der LS-Methode für die Lösung des Gleichungssystems [57] und beim Parks-McClellan-Algorithmus für die durchlaufenen Iterationen [58] viele Berechnungen durchgeführt werden müssen, ist die restliche mittlere Leistung der Spiegelspektren trotz Erhöhen der Filterordnung durch die Rechengenauigkeit nach unten begrenzt. Für den Filterentwurf mit der Fenstermethode wird lediglich die ideale Impulsantwort abgetastet und danach mit einer analytisch gegebenen Fensterfunktion multipliziert, sodass die Rundungsfehler im Vergleich zu der Verzerrung des berechneten Signals nicht ins Gewicht fallen.

Ausgehend von Bild 4.14a kann man also behaupten, dass ab $\eta \approx 4$ die mit einem Kaiser-Fenster entworfenen Filter nach der Abstratenumsetzung eine niedrigere Signalqualität liefern als die beiden anderen Methoden, zumindest wenn keine Reduktion des Quantisierungsrauschens gefordert ist. Wie man im Bild 4.14a sieht, sind die Equiripple-Filter geringfügig besser als die LS-Filter, allerdings schwanken die Werte von γ_A ab etwa $\eta = 11$ stark und der Parks-McClellan-Algorithmus generiert für hohe Filterordnungen Filter, die das zu filternde Signal stark verzerren (einbrechende Linien in Bild 4.14a).

4.3.6 Auswertung der Unterdrückung des Quantisierungsrauschens

Bereits mit $\rho = \rho_{\max}$ werden nicht nur die Spiegelspektren unterdrückt, sondern es wird auch jener Teil des Quantisierungsrauschens weggefiltert, welcher sich ebenfalls im Sperrbereich des Interpolationsfilters befindet. Vor der Filterung ist das Rauschen im gesamten Bereich $0 < f < Lf_{\text{ADC}}$ gleich

verteilt und hat somit die L -fach größere Bandbreite als vor der Aufwärtstastung. Die mittlere Rauschleistung beträgt direkt nach der Aufwärtstastung im Blockschaltbild 4.6

$$\sigma_{q,\text{up}}^2 = \frac{\sigma_q^2}{L}, \quad (4.28)$$

wobei $\sigma_q^2 = \sigma_q^2(\kappa_q, B_Q)$ die in Gleichung (4.7) definierte mittlere Leistung des Quantisierungsrauschens des ADC im Bild 4.6 ist. Nach der Filterung und Verstärkung ist das Quantisierungsrauschen nicht mehr weiß und es gilt für seine mittlere Leistung

$$\sigma_{q,\text{int}}^2 = \frac{L^2 \sigma_{q,\text{up}}^2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H_{\mathbf{b}}(e^{j\omega_{\text{up}}})|^2 d\omega_{\text{up}} = L\sigma_q^2 \cdot \underbrace{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H_{\mathbf{b}}(e^{j\omega_{\text{up}}})|^2 d\omega_{\text{up}}}_{=\|\mathbf{b}\|_2^2} \quad (4.29)$$

Mit

$$\omega_{\text{up}} = 2\pi \cdot \frac{f}{Lf_{\text{ADC}}}. \quad (4.30)$$

Die Notation $\|\mathbf{b}\|_2^2$ in der Gleichung (4.29) steht für die Signalenergie der Koeffizientenvektors \mathbf{b} und berechnet sich zu

$$\|\mathbf{b}\|_2^2 = \sum_{m=0}^{N_{\mathbf{b},\eta}} b_m^2. \quad (4.31)$$

Da $H_{\mathbf{b}}(e^{j\omega_{\text{up}}})$ in Gleichung (4.29) ein Tiefpass ist, ist auch $\|\mathbf{b}\|_2^2 < 1$ für Grenzfrequenzen $f_g < Lf_{\text{ADC}}/2$. Ein ideales zeitdiskretes Filter mit der Grenzfrequenz f_g und der Gleichanteilverstärkung von 1 hat eine flache ÜF (periodisch in ω_{up} mit der Periode 2π) mit

$$|H_{\mathbf{b}}(e^{j\omega_{\text{up}}})| = \begin{cases} 1 & \text{für } |\omega_{\text{up}}| < 2\pi \frac{f_g}{Lf_{\text{ADC}}} \\ 0 & \text{für } 2\pi \frac{f_g}{Lf_{\text{ADC}}} < |\omega_{\text{up}}| < \pi. \end{cases} \quad (4.32)$$

Somit ist die Signalenergie seines Koeffizientenvektors

$$\|\mathbf{b}\|_2^2 = \frac{2f_g}{Lf_{\text{ADC}}} \quad (4.33)$$

und für die Rauschleistung nach der Interpolation folgt aus (4.29) mit (4.33) und (4.3)

$$\sigma_{q,\text{int}}^2 = \frac{L\sigma_q^2 \cdot f_g}{M \cdot f_{\text{DAC}}/2} \quad (4.34)$$

$$\sigma_{q,\text{int}}^2 = \frac{\sigma_q^2}{K} \cdot \frac{f_g}{f_{\text{DAC}}/2}. \quad (4.35)$$

Die Gleichung (4.35) bestätigt zum einen die Erwartung, dass schmalbandigere Filter das Quantisierungsrauschen stärker reduzieren und zum anderen dass nur ein ideales Filter mit $f_g = f_{\text{DAC}}/2$ die in Gleichung (4.9) vorhergesagte Reduktion um den Faktor K ermöglicht.

Mit $\rho = \rho_{\text{max}}$ gilt $f_g = f_{\text{ADC}} - f_{\text{DAC}}/2$, sodass sich Gleichung (4.29) mit (4.3) umformen lässt zu

$$\begin{aligned} \sigma_{q,\text{int}}^2 &\stackrel{\rho=\rho_{\text{max}}}{=} L\sigma_q^2 \cdot 2 \frac{f_{\text{ADC}} - f_{\text{DAC}}/2}{M f_{\text{DAC}}} \\ &= \sigma_q^2 \cdot \frac{(2K-1)}{K}. \end{aligned} \quad (4.36)$$

Für ($K > 1$) ist $\frac{(2K-1)}{K} > 1$, sodass mit $\rho = \rho_{\text{max}}$ das Quantisierungsrauschen durch die alleinige Unterdrückung der Spiegelspektren nicht gedämpft, sondern verstärkt wird. Für große Werte von K kann σ_q^2 sogar beinahe verdoppelt werden, weil beim angenommenen idealen Filter mit $\rho = \rho_{\text{max}}$ der Übergangsbereich zum Durchlassbereich zählt und die Bandbreite des Rauschens damit höher als vor der Aufwärtstastung ist.

Die realen Filter, die im vorherigen Abschnitt untersucht worden sind, besitzen auch mit $\rho = \rho_{\text{max}}$, d.h. wenn beim Filterentwurf lediglich auf die Unterdrückung der Spiegelspektren Wert gelegt wird, eine Sperrdämpfung > 0 dB im Übergangsbereich und es muss entsprechend Gleichung (4.29) untersucht werden, inwiefern durch $\|\mathbf{b}\|_2^2 \cdot L < 1$ eine Reduktion des Quantisierungsrauschens erreicht werden kann.

Bild 4.15 zeigt, dass für $\tilde{N}_{\mathbf{b},\eta} = N_{\mathbf{b}}$ lediglich die mit der Fenster-Methode entworfenen Filter $\sigma_{q,\text{int}}^2$ gegenüber σ_q^2 verringern können. Dies hat den bereits erwähnten Grund, dass bei dieser Methode eine höhere Filterordnung implizit zur Verringerung der Übergangsbereichsbreite führt. Daher sind auch relativ hohe Filterordnungen erforderlich. Die in Gleichung (4.35) theoretisch für die jeweiligen Kombinationen von L und M vorhergesagten Werte sind als Referenz gestrichelt eingetragen. Es fällt auf, dass insbesondere für den hohen Wert von $M = 875$ der Gewinn nicht vom Faktor L der Aufwärtstastung abhängt, d.h. die mögliche Reduktion des Quantisierungsrauschens von 3 dB pro Verdopplung der Abtastrate (Verdopplung von K bzw. Halbierung von L bei konstantem M) wird nicht erreicht.

Die mit der Equiripple- oder der LS-Methode erstellten Filter ermöglichen keine Verringerung des Quantisierungsrauschens, falls nur die Unterdrückung der Spiegelspektren das Entwurfsziel war. Wie

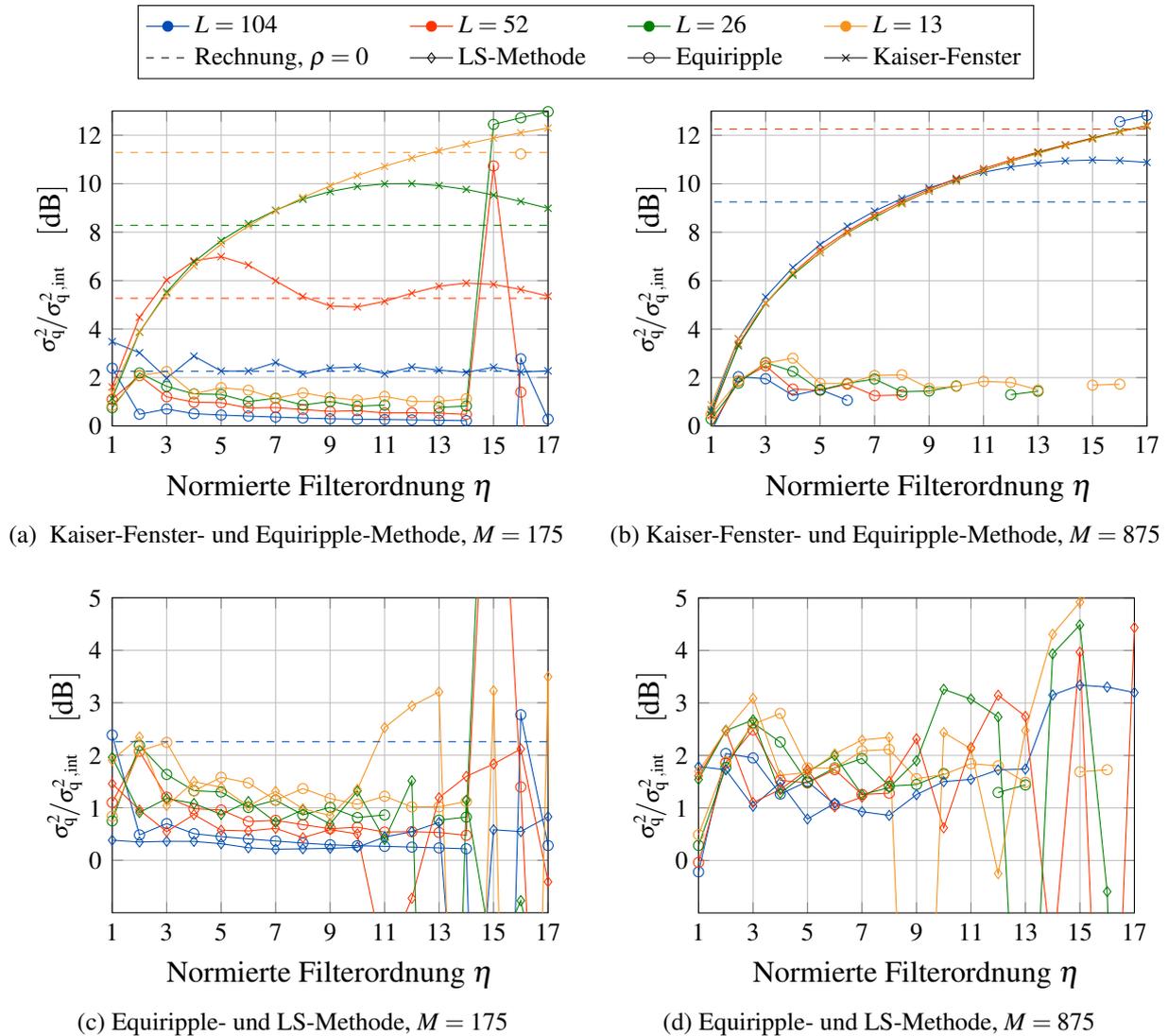


Bild 4.15: Verringerung des Quantisierungsrauschens durch verschiedene Filter, entworfen mit $\rho = \rho_{\max}$

bereits beobachtet, liefern diese Entwurfalgorithmen zudem stark schwankende Ergebnisse für hohe Filterordnungen ($\eta > 9$).

Der Einfluss des Steilheitsparameters ρ auf die Fähigkeit der Interpolationsfilter, Quantisierungsrauschen zu unterdrücken, ist in Bild 4.16 zu sehen. Offensichtlich lassen sich bei entsprechender Parametrisierung mit allen Entwurfsmethoden Filter erstellen, welche das Quantisierungsrauschen verringern. Es fällt auf, dass die Abweichung zwischen den beobachteten Ergebnissen und der theoretischen Vorhersage laut Gleichung (4.35) mit fallendem Wert von ρ abnimmt.

Trotzdem ist aus Grafiken in Bild 4.15 und 4.16 ersichtlich, dass die Fenstermethode unter dem Gesichtspunkt der Reduktion des Quantisierungsrauschens den beiden anderen Methoden überlegen ist, allerdings ist zu beachten, dass die letzteren laut Ergebnissen im Abschnitt 4.3.5 viel besser für den Zweck der Unterdrückung der Spiegelspektren geeignet sind. Daher muss eine Betrachtung des

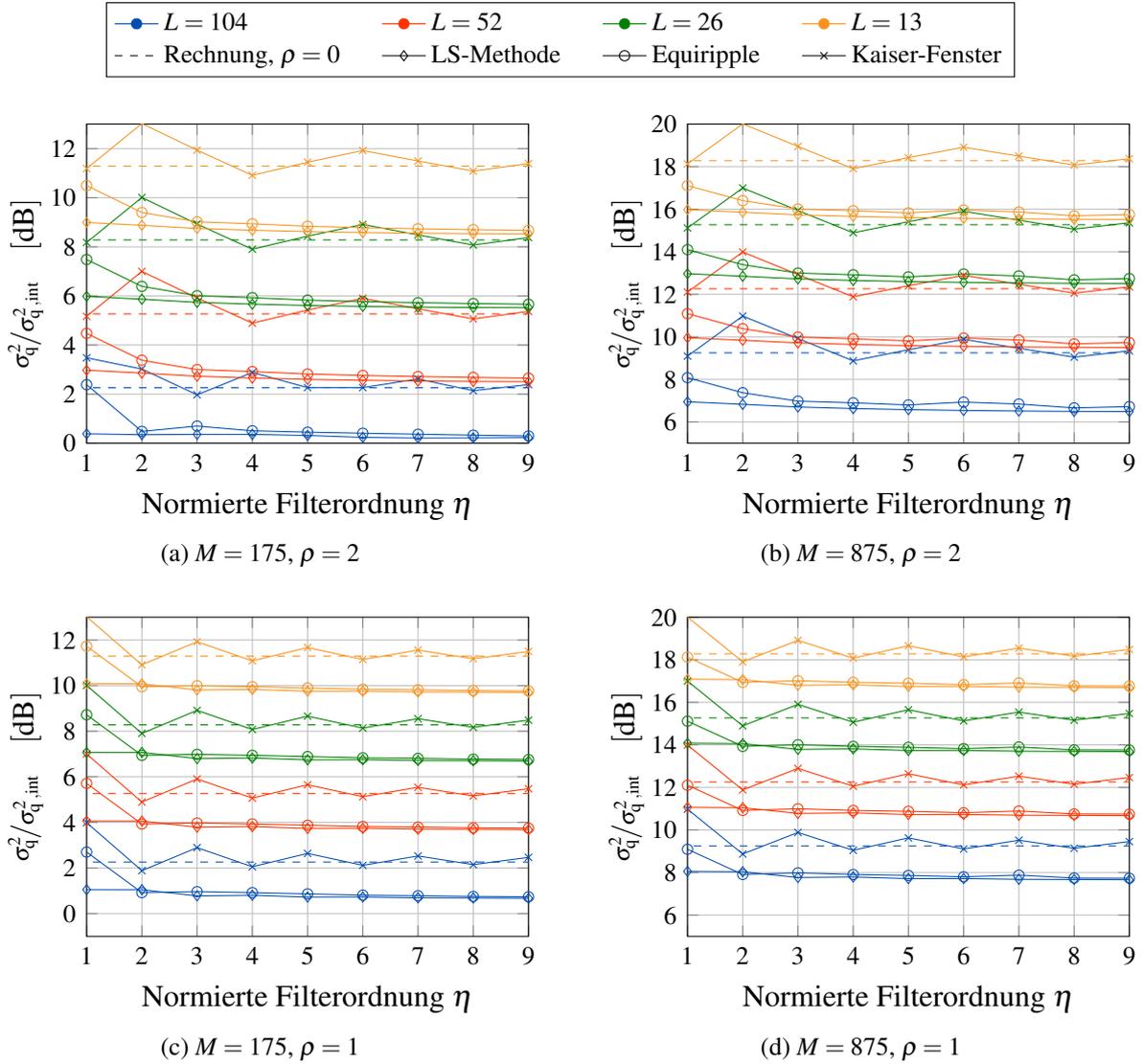


Bild 4.16: Verringerung des Quantisierungsrauschens im Abhängigkeit von der Entwurfsmethode und dem Steilheitsparameter ρ

Gesamt-SNR nach der nicht-idealen Interpolation vorgenommen werden. Dieses wird definiert als

$$\gamma_{G,int} = \frac{\sigma_S^2}{\sigma_R^2 + \sigma_{q,int}^2 + \sigma_A^2}. \quad (4.37)$$

Dabei ist die mittlere Leistung des gefilterten Quantisierungsrauschens

$$\sigma_{q,int}^2 = \sigma_q^2(\kappa_q, B_Q) \cdot L \cdot \|\mathbf{b}\|_2^2 \quad (4.38)$$

und die mittlere Rauschleistung durch den Aliasing-Effekt bzw. die nicht-ideale Filterung

$$\sigma_A^2 = \frac{1}{2\pi} \sum_{\mu=1}^{L-1} \int_{2\pi(\frac{\mu}{L} - \frac{1}{2M})}^{2\pi(\frac{\mu}{L} + \frac{1}{2M})} |H_b(e^{j\omega_{up}})|^2 d\omega_{up} + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/M} (1 - |H_b(e^{j\omega_{up}})|)^2 d\omega_{up}. \quad (4.39)$$

Gleichung (4.38) fordert ein möglichst schmalbandiges Filter für die Minimierung des Quantisierungsrauschens, ohne Beachtung der Verzerrung im Durchlassbereich. Diese wird im zweiten Term der Gleichung (4.39) berücksichtigt, der erste Term wertet den Sperrbereich nochmal aus, diesmal nur in relativ schmalen Intervallen der Spiegelspektren. Die Auswertung der Gleichung (4.37) liefert ein Ergebnis, welches entsprechend Bild 4.7 mit der Vorhersage in Gleichung (4.12) verglichen werden kann.

Bild 4.17 zeigt das unter Einsatz der beiden optimierten Methoden erreichbare SNR $\gamma_{G,int}$ in Abhängigkeit von dem Faktor der Überabtastung mit der normierten Filterordnung η als Parameter. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird das Verhalten der mittels Fenster-Methode entworfenen Interpolationsfilter später in Bild 4.18 gesondert betrachtet. Es wurde die Abtastratenwandlung eines mit der ADC-Auflösung von 8 bit und mit den DSO-Abtastraten aus Tabelle 4.1 aufgezeichneten DMT-Signals simuliert. Die Teilbilder 4.17a und 4.17b wurden mit dem SNR der Übertragungskанals nach Gleichung 4.6 $\gamma_0 = 30$ dB als äußere Bedingung erstellt, Teilbilder 4.17c und 4.17d mit $\gamma_0 = 60$ dB. Zusätzlich zu den simulierten SNR-Werten ist die mit der Gleichung (4.12) errechnete Vorhersage dargestellt, welche aufgrund eines ideal angenommenen Interpolationsfilters mit $\rho = 0$ eine obere Schranke darstellt. Der Einfluss des Steilheitsparameters ρ ist dem Unterschied zwischen Teilbildern 4.17a bzw. 4.17b ($\rho = \rho_{max}$) und 4.17c bzw. 4.17d ($\rho = 1$) zu entnehmen.

Es ist zu erkennen, dass die Abtastratenwandlung mit $\rho = \rho_{max}$ selbst bei sonst hoher Filterordnung $\eta = 8$ kein höheres SNR erzielen lässt als es mit einem ADC ohne Überabtastung möglich wäre ($K = 1$). Wird das Interpolationsfilter dagegen mit $\rho = 1$ so dimensioniert, dass die untere Grenze des Sperrbereichs bereits bei f_{DAC} liegt, ist es durchaus möglich, das Quantisierungsrauschen des zu ADC nachträglich zu verringern. Hierfür eignen sich die mit der LS-Methode entworfenen Filter geringfügig besser als Equiripple-Filter, wobei nur für $\eta < 4$ ein Unterschied feststellbar ist.

Wie Bild 4.18 zeigt, ist beim Entwurf von Interpolationsfiltern mittels der Kaiser-Fenstermethode das SNR ähnlich von den Parametern ρ und η abhängig. Allerdings ist aus den zehnfach höheren Filterordnungen ersichtlich, dass die auf diese Weise entworfenen Filter für ähnliche Leistungsfähigkeit eine deutlich höhere Komplexität benötigen.

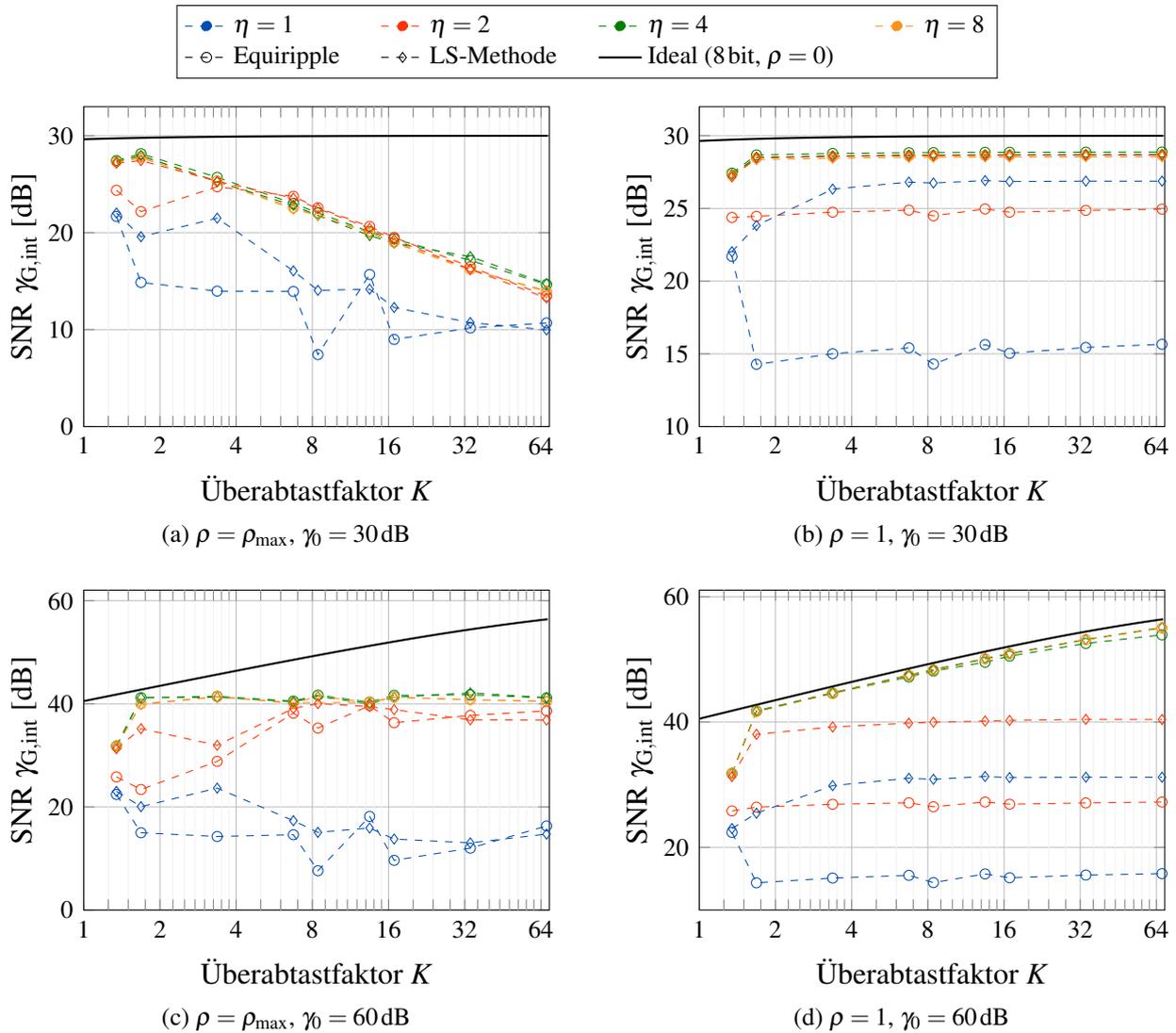


Bild 4.17: SNR $\gamma_{G,int}$ am Ausgang der DFT nach Überabstastung mit einem DSO und anschließender Abtastratenwandlung. Vergleich der Equiripple- und der LS-Entwurfsmethoden.

4.4 Implementierung des Interpolationstiefpassfilters in Polyphasenstruktur

Nachdem im Abschnitt 4.3 die Entwurfparameter für den Entwurf des Tiefpassfilters bestimmt worden sind, stehen diverse Strukturen zur Verfügung, um die Filterung durchzuführen. Wie die Herleitungen zeigen, können die Koeffizientenvektoren sehr lang sein, was einen hohen Rechenaufwand bedeutet und die Suche nach effizienter Implementierung rechtfertigt.

Die Direktform, gezeigt im Bild 4.19, realisiert die Faltungsvorschrift im Zeitbereich, bei welcher jeder Abtastwert des interpolierten Signals vor der Abwärtsastung aus der Multiplikation von $N_b + 1$ Werten des Signals mit den Filterkoeffizienten aus dem Vektor \mathbf{b} gebildet wird. Aufgrund der sym-

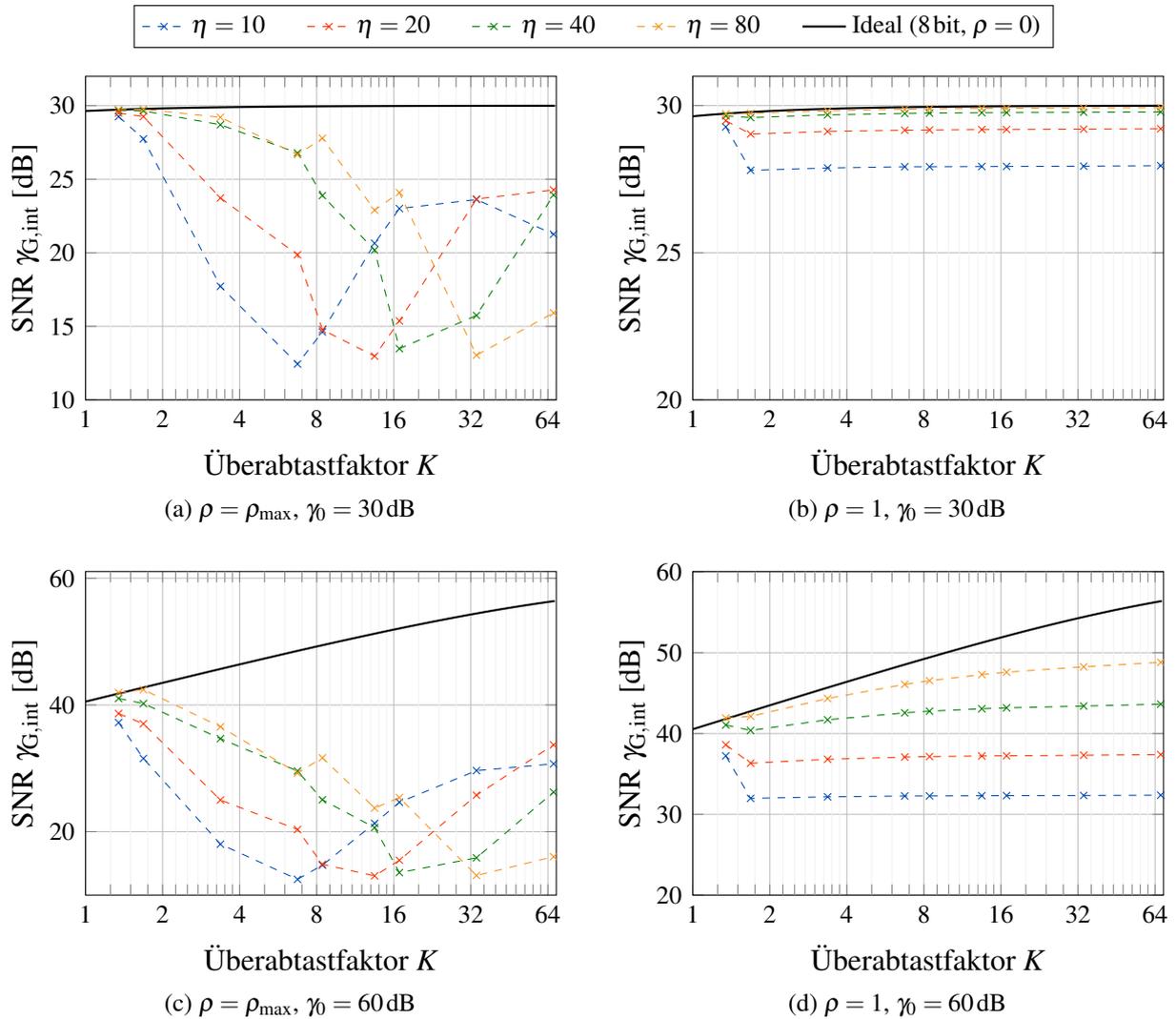


Bild 4.18: SNR $\gamma_{G,int}$ am Ausgang der DFT nach Überabstastung mit einem DSO und anschließender Abtastratenwandlung. Interpolationsfilter wurden mit der Kaiser-Fenstermethode entworfen.

metrischen Impulsantwort kann die Anzahl an Multiplikationen auf die Hälfte reduziert werden, der Aufwand bleibt jedoch sehr hoch.

Es ist bekannt, dass die Faltung im Zeitbereich der Multiplikation im Frequenzbereich entspricht. Da nach der Fouriertransformation des Signals und der Filter-Impulsantwort die Anzahl an Multiplikationen der Anzahl an berechneten Abtastwerten entspricht, kann es bekanntlich je nach Filterlänge günstiger sein, die Filterung im Frequenzbereich durchzuführen [59]. Hierfür steht die Methode „Overlap-Add“ zur Verfügung, die das Eingangssignal entsprechend Bild 4.20 blockweise in den Frequenzbereich transformiert, dort mit der ÜF des Filters multipliziert und nach der Rücktransformation die überlappenden Signalblöcke wieder zusammensetzt.

Eine noch effizientere Filterstruktur, die besonders bei Anwendungen zur Abtastratenwandlung ein-

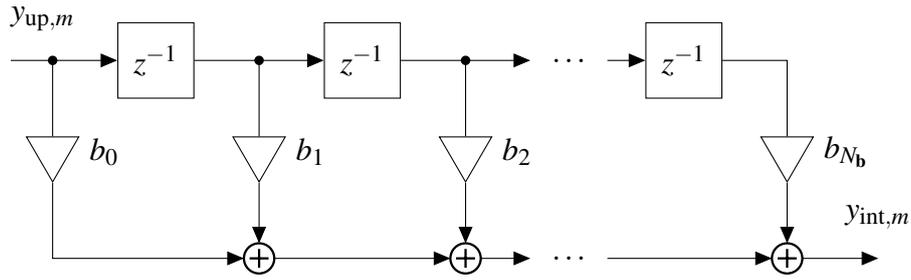


Bild 4.19: Direktform eines FIR-Filters

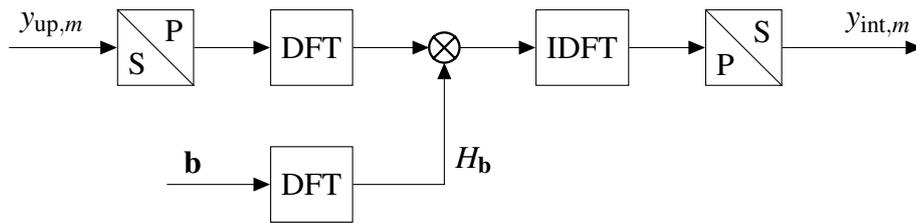


Bild 4.20: Filterung im Frequenzbereich. Die Fourier-Transformation der Filter-Impulsantwort kann einmalig im Voraus berechnet werden. Da das Signal $y_{up,m}$ als eine aufgezeichnete Sequenz vorliegt, stellt die S/P-Wandlung die Aufteilung der Sequenz in Blöcke dar. Die P/S-Wandlung führt die berechneten Signalsegmente wieder zusammen.

gesetzt wird, ist die sogenannte Polyphasenstruktur [60], welche im Bild 4.21 veranschaulicht wird. Hierbei wird ausgenutzt, dass das Signal am Filtereingang viele Nullen enthält, die nicht mit den Filterkoeffizienten multipliziert werden müssen. Daher kann für die Berechnung von Abtastwerten des Signals $y_{int,m}$ der Koeffizientenvektor \mathbf{b} auf L Teilfilter aufgeteilt werden. Die Teilfilter besitzen dann die jeweiligen Koeffizientenvektoren $\tilde{\mathbf{b}}_i$, deren Koeffizienten $\tilde{b}_{i,l}$ wie folgt mit den N_b Filterkoeffizienten b_m des Vektors \mathbf{b} zusammenhängen:

$$\tilde{b}_{i,l} = b_{L \cdot l + i}, \text{ mit } i = 0, 1, \dots, L-1 \text{ und } l = 0, 1, \dots, \left\lceil \frac{N_b + 1}{L} \right\rceil - 1. \quad (4.40)$$

$$\text{mit } \tilde{b}_{i,l} = 0 \text{ für } L \cdot l + i > N_b \quad (4.41)$$

Durch abwechselndes Auswählen eines der Ausgänge der Teilfilter (in Bild 4.21 dargestellt mittels eines Kommutators) wird das Signal $y_{int,m}$ zusammengesetzt. Für die Implementierung in einem Softwareprogramm heißt das, dass für die Berechnung eines Abtastwerts von $y_{int,m}$ jeweils nur ein Teilfilter aktiv sein muss. Da am Ausgang des Filters durch die Abwärtstastung zudem nur jeder M -te Abtastwert weiterverwendet wird, müssen auch nur diese Werte berechnet werden, wodurch die Rechenzeit weiter reduziert wird.

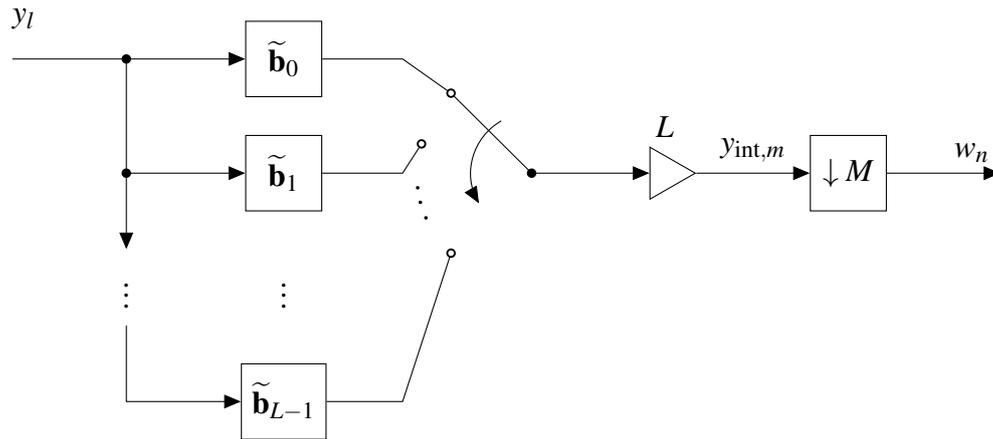


Bild 4.21: Polyphasen-Filterstruktur

Bild 4.22 zeigt links den Vergleich der Rechenzeit, welche die verschiedenen Filterstrukturen zur Abtastratenumsetzung von zwei Millionen Abtastwerten benötigen, die mit verschiedenen Oszilloskop-Abtastraten f_{ADC} aufgenommen wurden. Der Algorithmus zur Abtastratenumsetzung wurde dabei in der Programmiersprache C++ implementiert und auf einem handelsüblichen PC ausgeführt. Für die Durchführung der DFT in der Overlap-Add-Struktur wurde die Implementierung aus [61] eingesetzt. Man sieht, dass zum einen die Rechenzeit mit der Abtastrate variiert, was den beschriebenen Zusammenhängen entspricht, zum anderen aber auch, dass die Overlap-Add-Struktur schneller als die Direktform und die Polyphasenstruktur am schnellsten ist.

Im Bild 4.22 rechts ist der Arbeitsspeicherbedarf der verschiedenen Methoden für verschiedene Abtastraten f_{ADC} aufgetragen. Dabei werden auch hier jeweils zwei Millionen Abtastwerte verarbeitet. Wie beschrieben, belegen die Direktform und die Overlap-Add-Struktur viel Arbeitsspeicher, weil die Filter das jeweils aufwärtsgetastete Signal verarbeiten. Da die Polyphasenstruktur nur diejenigen Ausgangswerte berechnet, die nach der Unterabtastung verbleiben, und dabei die Null-Eingangswerte nicht benötigt, ist der Speicherplatzbedarf am geringsten.

4.5 Schätzung der Abtastratenabweichung

4.5.1 Anforderungen

Die beschriebene Abtastratenwandlung gleicht die im Voraus bekannte Abtastrate des aufgezeichneten Signals an die ebenfalls bekannte DAC-Frequenz des jeweiligen Senders an. Aufgrund von Ungenauigkeiten in der Frequenz der Taktgeber in den Systemteilnehmern und im Messgerät, verbleibt allerdings eine nicht deterministische Abweichung ε der Abtasttaktfrequenz bzw. auf Englisch sampling frequency offset (SFO), welche im betrachteten System aufgrund der zur Takterzeugung

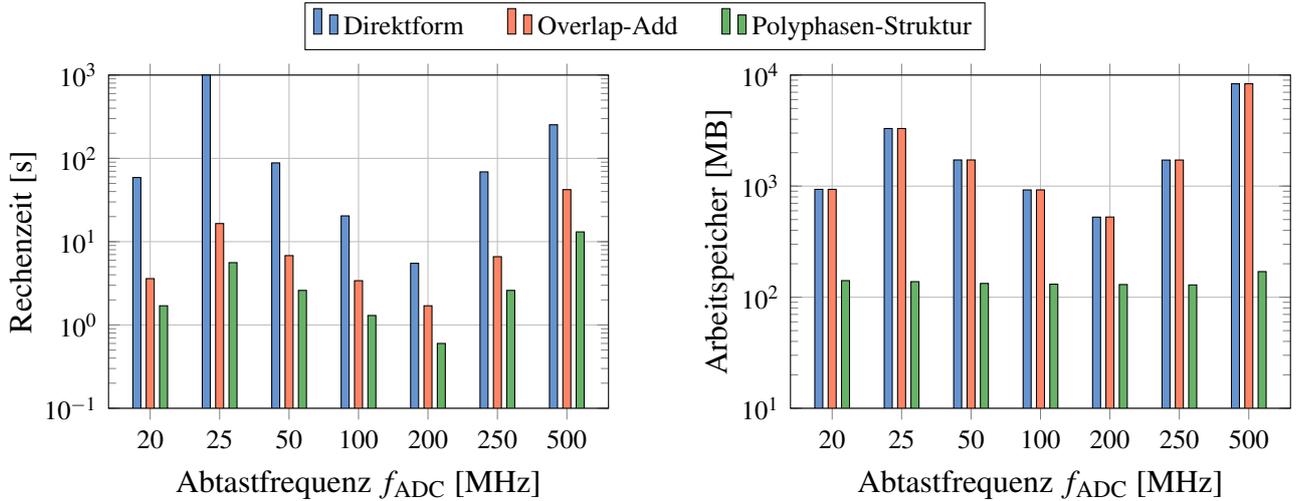


Bild 4.22: Vergleich der Leistungsfähigkeit verschiedener Filterstrukturen. Dargestellt sind die Rechenzeit sowie die Größe des Arbeitsspeichers, die für die Abtastratenumsetzung von Sequenzen mit jeweils 2×10^6 Abtastwerten notwendig sind.

eingesetzten VCXO in der Größenordnung von unter 100 ppm liegt [18]. Dies ist eine unerwünschte Verzerrung des beobachteten Signals und sollte vermieden bzw. korrigiert werden.

Weicht die ADC-Abtastrate eines DSO oder RSA nach der Abtastratenwandlung auf $f_{\text{ADC}} \cdot L/M$ um den Faktor $(1 + \varepsilon)$ von der DAC-Frequenz f_{DAC} des Masters ab, gilt Gleichung (4.42).

$$f_{\text{ADC}} \cdot \frac{L}{M} = f_{\text{DAC}} \cdot (1 + \varepsilon) \quad (4.42)$$

Die Abweichung der Abtastperioden mit $T_{\text{ADC}} = 1/f_{\text{ADC}}$ und $T_{\text{DAC}} = 1/f_{\text{DAC}}$ folgt der Beziehung in Gleichung (4.43)

$$T_{\text{ADC}} \cdot \frac{M}{L} = \frac{1}{f_{\text{ADC}} \cdot L/M} = T_{\text{DAC}} \cdot (1 + \zeta). \quad (4.43)$$

Dabei lassen sich die Größen ε und ζ ineinander umrechnen:

$$\zeta = \frac{-\varepsilon}{1 + \varepsilon} \quad \text{und} \quad \varepsilon = \frac{-\zeta}{1 + \zeta} \quad (4.44)$$

Bei den aktuell üblichen Oszillatoren gilt $|\varepsilon| < 10^{-3}$ und es kann $\zeta \approx -\varepsilon$ angenommen werden.

Trotz $|\varepsilon| > 0$ reicht die Genauigkeit der Abtastraten aus, um die Rahmenerkennung durch Kreuzkorrelation mit der bekannten Trainingssequenz sowie die Demodulation mittels DFT erfolgreich durchzuführen. In [18] wird sehr ausführlich die Auswirkung des SFO auf die Datenübertragung im

betrachteten System analytisch hergeleitet und simuliert. Daraus und aus [62] folgt, dass die Taktabweichung vor allem eine Phasendrehung der QAM-Symbole verursacht, mit denen die Unterträger moduliert werden, aber auch eine Zwischenträger-Interferenz, auf Englisch inter-carrier interference (ICI). In [18] werden auch verschiedene Ansätze zur Schätzung und Korrektur des SFO in einer digitalen Schaltung wie z.B. auf einem FPGA oder einem ASIC vorgestellt und anhand von Simulationen ausgewertet. Die folgenden Abschnitte bauen darauf auf und behandeln zusätzlich die für den Einsatz mit einem DSO relevanten Aspekte.

4.5.2 Schätzung der Abstratenabweichung im Downlink

In dem betrachteten neuartigen Bussystem kann eine weitgehende Angleichung der Abstraten zwischen jedem einzelnen Slave und dem Master mithilfe eines VCXO erreicht werden. Wie im Blockschaltbild 2.2 angedeutet und im Abschnitt 2.1.7 erwähnt, können die Slaves hierzu die mittlere Anzahl $\widehat{N}_{A,F}$ an verarbeiteten Abtastwerten zwischen zwei Rahmenstarts auswerten und daraus ableiten, ob die Frequenz des VCXO erhöht oder verringert werden soll. In [8] wurde anhand der Prototypen der Verbundpartner im BMBF-Projekt nach [40] experimentell gezeigt, dass der SFO zwischen dem Master und den Slaves auf diese Weise auf einen Bereich von ± 10 ppm verringert werden kann.

Auf diese Weise kann auch ein Wert für den SFO zwischen dem Empfänger und dem Master geschätzt werden [18, 36]:

$$\widehat{\zeta} = \frac{N_{A,F}}{\widehat{N}_{A,F}} - 1. \quad (4.45)$$

Wie im Abschnitt 2.1.5 beschrieben, ist $N_{A,F}$ dabei die im System festgelegte Anzahl an Abtastwerten in einem von einem DMT-Sender erzeugten Übertragungsrahmen.

Im Fall der Signalauswertung mit einem DSO existiert ein eigener SFO-Wert für den Master *und* für jeden einzelnen Slave. Da der Zweck der Signalanalyse mit dem DSO die Diagnose des Netzwerks ist, ist es sinnvoll, dass das Signal der Slaves im Uplink hinsichtlich des SFO dem Signal entspricht, welches der Master empfangen würde, wenn er an der gleichen Stelle angeschlossen wäre. Deshalb und weil der Oszillator des DSO nicht einstellbar ist, sollte ein eventuell vorhandener SFO zwischen dem Master und dem DSO durch einen zusätzlichen Algorithmus geschätzt und korrigiert werden. Dies würde auch zum wünschenswerten Ergebnis führen, dass das Oszilloskop, in der Nähe des Masters angeschlossen, die gleiche Verzerrung des Uplink-Signals wie der Master beobachten kann.

Wegen der begrenzten Größe des Aufzeichnungsspeichers ist die Anzahl N_F an aufgezeichneten und ausgewerteten zusammenhängenden Übertragungsrahmen je nach Abtastrate f_{ADC} des DSO mehr oder weniger stark eingeschränkt, was die Schätzung von $\widehat{N}_{A,F}$ besonders für hohe f_{ADC} wenig zuverlässig macht. Damit ist eine Schätzung des SFO im Zeitbereich wie sie in den Slaves sie mit einer

FPGA-Implementierung durchgeführt werden kann nicht so leistungsfähig wie eine Schätzung im Frequenzbereich.

Nach einer erfolgreichen Erkennung des Rahmenstarts vermutet ein Empfänger aufgrund der Frequenzabweichung den Beginn eines DMT-Symbols zu früh oder zu spät, was aufgrund der Zeitverschiebungseigenschaft der Fourier-Transformation eine frequenzabhängige, mit der Zeit wachsende Drehung der QAM-Symbole zur Folge hat. In einem DMT-Symbol, das N_A Abtastwerte nach einem erkannten Rahmenstart beginnt, ist der Unterträger k mit dem empfangenen QAM-Symbol W_k moduliert, welches eine SFO-bedingte Drehung nach Gleichung (4.46) aufweist.

$$\Delta\varphi_{k,N_A} = \frac{2\pi}{2N_{\text{DMT}}} \cdot \zeta \cdot k \cdot N_A, \quad 0 \leq k \leq N_{\text{DMT}} - 1 \quad (4.46)$$

Für die Schätzung des Werts von ζ ist zunächst der Wert von $\Delta\varphi_{k,N_A}$ möglichst genau anhand der empfangenen QAM-Symbole $W_{k,s,v}$ zu schätzen. Hierbei ist $W_{k,s,v}$ das QAM-Symbol mit der Nummer s innerhalb des Übertragungsrahmens v auf dem Unterträger k . Nach der Abtastung, Abstratenwandlung und der DFT weisen die Symbole nicht nur die Drehung nach Gleichung (4.46) auf, sondern sind auch verrauscht, wobei das SNR $\gamma_{\text{G,int}}$ beträgt.

Für eine Implementierung durch eine digitale Schaltung bietet es sich zur Schätzung von ζ an, innerhalb eines Rahmens die Phasendifferenz zwischen aufeinander folgenden Symbolen zu untersuchen [18], insbesondere weil die Phasendifferenz ohnehin für die differenzielle Demodulation vor dem Entscheider bzw. Demapper berechnet werden muss. Dabei lässt sich durch Entscheidungsrückkopplung bzw. auf Englisch decision directed estimation die Mehrdeutigkeit der Werte aufgrund der unbekanntem Datensymbole umgehen. Hierbei ist $N_A = 2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}}$ der kleinstmögliche Symbolabstand; die Werte von $\Delta\varphi_{k,N_A}$ sind daher relativ klein und weisen entsprechend dem SNR $\gamma_{\text{G,int}}$ eine Ungenauigkeit auf. Wie im Anhang A.4 hergeleitet wird, ist bei der Wahl von höheren Werten für N_A der zu schätzende Wert von $\Delta\varphi_{k,N_A}$ tendenziell höher, während bei gleichem SNR die Varianz der Schätzung gleich bleibt, was die relative Schätzgenauigkeit auf Kosten eines höheren Rechenaufwands erhöht.

Ist die Schätzung und Korrektur des SFO Teil der Implementierung eines Diagnoseprogramms, so ist keine Echtzeit-Verarbeitung notwendig und es sind Rechenressourcen, insbesondere Arbeitsspeicher vorhanden, welche eine relativ lange Beobachtungszeitspanne ermöglichen, was die nachfolgend vorgeschlagenen Methoden ausnutzen. Wird $N_{A2} = N_{A1} + N_{A,F}$ mit beliebigem $N_{A1} > 0$ gewählt, so beschreibt der Wert

$$\Delta\varphi_{F,k} = \Delta\varphi_{k,N_{A2}} - \Delta\varphi_{k,N_{A1}} = \zeta \cdot \pi k \cdot \frac{N_{A,F}}{N_{\text{DMT}}} \quad (4.47)$$

den erwarteten Zuwachs der Phasendrehung zwischen den QAM-Symbolen $W_{k,s,v}$ und $W_{k,s,v+1}$, die jeweils im DMT-Symbol mit der Nummer s innerhalb zweier aufeinander folgenden Übertragungs-

rahmen (v und $v + 1$) auf gleichem Unterträger k liegen. Hierbei muss weder $\Delta\varphi_{k,N_{A1}}$ noch $\Delta\varphi_{k,N_{A2}}$ bekannt sein. Bei konstantem ζ bleibt auch $\Delta\varphi_{F,k}$ über mehrere Übertragungsrahmen hinweg gleich. Daher lässt sich der SFO zunächst für jeden Unterträger getrennt durch einen Quotienten mit k wie in der Vorschrift in Gleichung (4.48) schätzen.

$$\widehat{\zeta}_{\text{quot},k} = \frac{\widehat{\Delta\varphi_{F,k}}}{k} \cdot \frac{N_{\text{DMT}}}{\pi N_{A,F}} \quad (4.48)$$

Da das System keine Pilotsymbole einsetzt, muss $\Delta\varphi_{F,k}$ mit einem blinden Algorithmus anhand der verzerrten und verrauschten QAM-Symbole $W_{k,s,v}$ geschätzt werden. Durch die Verwendung der DQPSK und weil die gesendeten Symbole nicht bekannt sind, kann ihre Drehung nicht eindeutig bestimmt werden. Erst durch die Schätzung der Phasendifferenz mithilfe vierter Potenz [63] entsteht eine Eindeutigkeit auf Kosten der Verringerung des schätzbaren Wertebereichs von $\Delta\varphi_{F,k}$ auf $\pm\pi/4$:

$$Q_{k,s,v} = (W_{k,s,v}^*)^4 \cdot (W_{k,s,v+1})^4 \quad (4.49)$$

$$\widehat{\Delta\varphi_{F,k,s,v}} = \frac{1}{4} \arg \{ Q_{k,s,v} \} \quad (4.50)$$

Die Multiplikation in Gleichung (4.49) liefert eine komplexe Zahl $Q_{k,s,v}$, deren Phase der vierfachen Phasendifferenz der beiden Symbole $W_{k,s,v}$ und $W_{k,s,v+1}$ entspricht. Aus Gleichung (4.50) geht hervor, dass $\widehat{\Delta\varphi_{F,k}}$ unterträgerabhängig für jedes DMT-Symbol in jedem Rahmen geschätzt werden kann. Für die Schätzung des SFO zwischen Master und Oszilloskop sind nur die N_{Sym} Symbole des Downlink-Teilrahmens relevant.

Für die Dauer der Aufzeichnung kann der SFO konstant angenommen werden. Es liegen jedoch für jeden Unterträger $(N_F - 1) \cdot N_{\text{Sym}}$ Schätzungen von $\widehat{\Delta\varphi_{F,k}}$ vor, welche aufgrund der verrauschten Symbole $W_{k,s,v}$ um den deterministischen SFO-abhängigen Mittelwert $\Delta\varphi_{F,k}$ schwanken. Dann kann mit Gleichung (4.51) der lineare Verlauf genauer erfasst werden.

$$\widehat{\Delta\varphi_{F,k}} = \frac{1}{4} \arg \left\{ \sum_{v=0}^{N_F-2} \sum_{s=0}^{N_{\text{Sym}}-1} Q_{k,s,v} \right\} \quad (4.51)$$

Bild 4.23a zeigt den Verlauf von $\widehat{\Delta\varphi_{F,k}}$ und die dazugehörige Standardabweichung für eine beispielhafte Aufzeichnung von $N_F = 92$ Übertragungsrahmen mit der DSO-Abtastrate von $f_{\text{ADC}} = 20$ MHz. Der Berechnung von $\widehat{\Delta\varphi_{F,k}}$ und dessen Standardabweichung liegen alle $92 \cdot 20 = 1840$ vom DSO erfassten DMT-Symbole bzw. alle $91 \cdot 20 = 1820$ Werte von $Q_{k,s,v}$ für jedes k zugrunde. Die Bereiche für $k < k_{\text{min}} = 17$ und $k > k_{\text{max}} = 112$ sind nicht zur Auswertung geeignet, weil der Master auf diesen Unterträgern keine QAM-Daten gesendet hatte. In Bild 4.23b ist die frequenzabhängige Schätzung

des SFO ebenfalls mit angedeuteter Standardabweichung eingezeichnet.

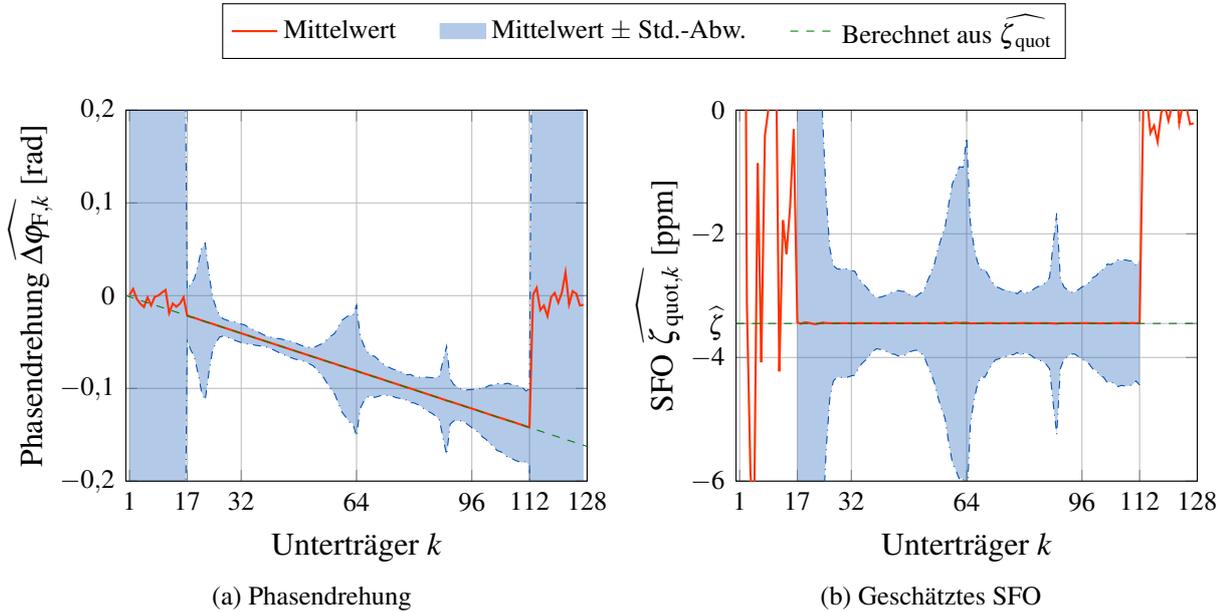


Bild 4.23: Schätzung des SFO anhand beobachteter Phasendrehung der Symbole. $f_{\text{ADC}} = 20\text{MHz}$, $\widehat{\zeta_{quot}} \approx -3,45\text{ppm}$, $N_F = 92$ Rahmen ausgewertet

Da ζ nicht von der Frequenz abhängig ist, ist $\widehat{\zeta_{quot,k}}$ bis auf ein Rauschen ebenfalls konstant in k , sodass ein Mittelwert mit der Gleichung (4.52) ermittelt werden kann.

$$\widehat{\zeta_{quot}} = \frac{1}{k_{\max} - k_{\min} + 1} \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\max}} \widehat{\zeta_{quot,k}} \quad (4.52)$$

Aus dem waagerechten Verlauf von $\widehat{\zeta_{quot,k}}$ im Bereich $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$ wird in diesem Beispiel der Mittelwert $\widehat{\zeta_{quot}} \approx -3,45\text{ppm}$ ermittelt. Der daraus ermittelte erwartete lineare Verlauf von $\widehat{\Delta\varphi_{F,k}}$ ist als Referenz ebenfalls in Bild 4.23a eingetragen.

Da die Phase einer komplexen Zahl z nur im Bereich $-\pi < \arg\{z\} < \pi$ eindeutig ist, liegt die Schätzung der Phasendrehung $\widehat{\Delta\varphi_{F,k}}$ in der Gleichung (4.51) zwischen $-\pi/4$ und $\pi/4$. Die Gleichung (4.48) kann ohne weitere Anpassung von $\widehat{\Delta\varphi_{F,k}}$ angewendet werden, wenn die Bedingung (4.53) für alle zur Auswertung herangezogenen k erfüllt ist.

$$|\Delta\varphi_{F,k}| = \left| \frac{\zeta \cdot \pi k N_{A,F}}{N_{\text{DMT}}} \right| < \frac{\pi}{4} \quad (4.53)$$

Lässt man für k alle Werte $k = 0, \dots, N_{\text{DMT}} - 1$ zu, so ist der schätzbare SFO begrenzt auf $|\zeta| < 1/(4N_{A,F}) \approx 16,67\text{ppm}$. Gibt es einen obersten mit Daten modulierten Unterträger $k_{\max} < N_{\text{DMT}}$, so ist

$$|\zeta| < \zeta_{\max} = \frac{N_{\text{DMT}}}{4k_{\max} \cdot N_{\text{A,F}}} \quad (4.54)$$

Mit $k_{\max} = 112$ aus dem Parametersatz im Anhang (A.1) ist $\zeta_{\max} \approx 38,1$ ppm. Um höhere SFO-Werte zu detektieren, kann man das zur Schätzung verwendete Frequenzintervall eingrenzen mit

$$k_{\max, \text{SFO}} = \frac{N_{\text{DMT}}}{4\zeta_{\max} \cdot N_{\text{A,F}}}. \quad (4.55)$$

Für $\zeta_{\max} = 100$ ppm ist mit dem gleichen Parametersatz allerdings $k_{\max, \text{SFO}} = 42$. Somit würden der SFO-Schätzung nur etwa ein Viertel der mit Daten modulierten Unterträger zur Verfügung stehen. Allerdings erkennt man an Bild 4.23a, dass die Varianz der Schätzungen von $\widehat{\Delta\varphi_{\text{F},k}}$ nicht konstant über der Frequenz ist, weil das analysierte Signal in diesem Beispiel ein frequenzabhängiges SNR $\gamma_{\text{G,int}} = \gamma_{\text{G,int}}(f)$ aufwies (vgl. hierzu das Signalspektrum desselben Signals in Bild 2.4a). Daher ist es sinnvoll, möglichst alle verwendeten Unterträger heranzuziehen.

Liegt der eigentliche Wert von $\Delta\varphi_{\text{F},k}$ aufgrund des SFO stückweise außerhalb des Intervalls $[-\pi/4, \pi/4]$, so entsteht im Verlauf von $\widehat{\Delta\varphi_{\text{F},k}} \approx \text{mod}(\Delta\varphi_{\text{F},k} + \pi/4, \pi/4) - \pi/4$ mindestens ein Sprung von einer der Intervallgrenzen zur anderen. Die einfache Differenzierung der Gleichung (4.47) liefert die Steigung des Verlaufs von $\widehat{\Delta\varphi_{\text{F},k}}$, aus der sich nach Gleichung (4.56) ein Wert für $\widehat{\zeta_{\text{diff},k}}$ ermitteln lässt.

$$\begin{aligned} \widehat{\zeta_{\text{diff},k}} &= \frac{\widehat{\Delta\varphi_{\text{F},k}} - \widehat{\Delta\varphi_{\text{F},k-1}}}{\pi} \cdot \frac{N_{\text{DMT}}}{N_{\text{A,F}}} \\ &= \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{N_{\text{DMT}}}{N_{\text{A,F}}} \cdot \arg \left\{ \left(\sum_{v=0}^{N_{\text{F}}-2} \sum_{s=0}^{N_{\text{Sym}}-1} Q_{k-1,s,v}^* \right) \cdot \left(\sum_{v=0}^{N_{\text{F}}-2} \sum_{s=0}^{N_{\text{Sym}}-1} Q_{k,s,v} \right) \right\} \end{aligned} \quad (4.56)$$

Falls in dem System die niederfrequenten Unterträger $k < k_{\min}$ nicht zur Datenübertragung verwendet und daher mit Nullen moduliert werden, besitzt $\widehat{\zeta_{\text{diff},k}}$ nur für Unterträger ab $k_{\min} + 1$ einen sinnvollen Wert. Daher ist zur Schätzung des für die aktuelle Messung gültigen SFO-Werts $\widehat{\zeta_{\text{diff}}}$ ein Mittelwert über die Unterträger $k_{\min} + 1 \leq k \leq k_{\max}$ zu bilden:

$$\widehat{\zeta_{\text{diff}}} = \frac{1}{k_{\max} - k_{\min}} \sum_{k=k_{\min}+1}^{k_{\max}} \widehat{\zeta_{\text{diff},k}} \quad (4.57)$$

Für die in Bild 4.23 ausgewertete Aufzeichnung kann so $\widehat{\zeta_{\text{diff}}} \approx 3,43$ ppm angegeben werden. Die Differenz zweier unabhängigen Zufallsvariablen weist eine Varianz auf, welche der Summe der Varianzen der beiden Zufallsvariablen auf. Daher bewirkt die Differenzierung von rauschbehafteten Werten $\widehat{\Delta\varphi_{\text{F},k}}$ in Gleichung (4.56) eine in etwa doppelte Varianz von $\widehat{\zeta_{\text{diff}}}$ als im Fall von $\widehat{\zeta_{\text{quot}}}$. Diese verringerte Genauigkeit der Schätzung ist der Preis, mit dem ein erhöhter Schätzbereich erkaufte wird.

Es ist allerdings eine zweistufige Implementierung denkbar: Zunächst wird mithilfe des Schätzers $\widehat{\zeta}_{\text{diff}}$ ein eventuell ungenauer Wert geschätzt; liegt dieser über ζ_{max} aus Gleichung (4.54), kann mit dessen Hilfe eine Korrektur des SFO vorgenommen werden, vgl. Abschnitt 4.6. Danach (es verbleibt der SFO $\zeta - \widehat{\zeta}_{\text{diff}}$) oder wenn $\widehat{\zeta}_{\text{diff}} < \zeta_{\text{max}}$ ist, kann der genauere Schätzer $\widehat{\zeta}_{\text{quot}}$ eingesetzt werden, sodass ein genauere Wert berechnet werden kann.

4.5.3 Besonderheit der Schätzung für lange Aufzeichnungen

Den obigen Schätzalgorithmen liegt der Zusammenhang zugrunde, dass sich die Zeitbasis des Empfängers (hier DSO) nach der Dauer eines Übertragungsrahmens $N_{A,F}/f_{\text{DAC}}$ aufgrund des SFO um die Zeitspanne

$$\Delta T_F = \zeta T_{\text{DAC}} N_{A,F} \quad (4.58)$$

gegenüber der Zeitbasis des Senders verschiebt. Das heißt, dass die beobachtete Rahmenlänge $\widehat{N}_{A,F}|_v$ im Mittel für einen aus $1/(\zeta N_{A,F})$ aufgezeichneten Übertragungsrahmen um 1 Abtastwert größer bzw. kleiner als $N_{A,F}$ ist. Wird innerhalb der aufgezeichneten Sequenz bei der Rahmenerkennung durch Kreuzkorrelation für den v -ten Rahmen $\widehat{N}_{A,F}|_v \neq N_{A,F}$ beobachtet, muss der systematische Fehler in der Gleichung (4.49) berücksichtigt werden, die dann lautet:

$$Q_{k,s,v} = (W_{k,s,v}^*)^4 \cdot (W_{k,s,v+1})^4 \cdot e^{j\pi \frac{k}{N_{\text{DMT}}} \cdot (\widehat{N}_{A,F}|_v - N_{A,F})} \quad (4.59)$$

Hierbei bezeichnet der Ausdruck $(\widehat{N}_{A,F}|_v - N_{A,F})$ die vorzeichenbehaftete Anzahl an Abtastwerten, um welche die Länge des erkannte Rahmens mit der Nummer v von $N_{A,F}$ abweicht.

4.5.4 Schätzung der Abstratenabweichung im Uplink

Die QAM-Symbole $W_{k,s,v}$, die zum Uplink-Teilrahmen gehören, können zur Schätzung von $\widehat{\Delta\varphi_{F,k,s,v}}$ (vgl. Gleichung (4.50)) und folglich des SFO zwischen dem DSO und den Slaves herangezogen werden. Allerdings ist ein so geschätzter Wert wenig aussagekräftig, weil weder der DSO noch der Master die Taktfrequenz f_{DAC} genau einstellen können. Praktischer für ein Diagnosewerkzeug ist die Synchronisierung des Taktes mit dem Master, damit der wirksame SFO der Slaves zum Master für die Beurteilung der Funktionstüchtigkeit des jeweiligen Slaves ausgewertet werden kann. Hierzu muss die nachfolgend beschriebene Korrektur des SFO des Oszilloskops zum Master durchgeführt werden, bevor die oben vorgestellten Schätzverfahren auf das Uplink-Signal der Slaves angewendet werden.

Zur Schätzung des SFO im Uplink bzw. zur Zuordnung der geschätzten Werte zu den Slave-Endgeräten ist es notwendig, dass der Algorithmus Kenntnis darüber hat, welche Unterträger gemeinsam vom

selben Slave mit Daten moduliert wurden. Diese Information kann entweder vom Anwender des Diagnosewerkzeugs stammen oder den Konfigurationsdaten entnommen werden, die der Master an die Slaves sendet. Allerdings ist der zweite Weg praktisch kaum anwendbar, denn der Großteil des Datenverkehrs wird vom DSO nicht erfasst. Sind allerdings diese Konfigurationsdaten vorhanden, können die entsprechenden Werte von k bei Berechnungen von $\widehat{\zeta}_{\text{diff}}$ oder $\widehat{\zeta}_{\text{quot}}$ eingesetzt werden. Es ist zu beachten, dass nun deutlich weniger Unterträger der Mittelwertbildung zur Verfügung stehen als im Downlink.

Das betrachtete Feldbus-System wurde in [23, 45] dafür ausgelegt, dass manche Slaves, welche nur geringe Anforderungen bezüglich Datenraten und Echtzeitfähigkeit haben, nicht zwingend in jedem Übertragungsrahmen aktiv sein müssen, sondern ihre Unterträger durch zusätzlichen Zeitmultiplex mit anderen Slaves teilen können. In diesem Fall sendet ein Slave nur in r aus R Rahmen und die Schätzung muss auf eine der beiden folgenden Arten angepasst werden:

1. Nur jeder R/r -te Übertragungsrahmen gehört zu einem Slave und $N_{A,F}$ muss aus Gleichung (4.47) durch $R/r \cdot N_{A,F}$ ersetzt werden. Hierdurch sinkt die Anzahl an ausgewerteten Symbolen, sodass die Genauigkeit der Schätzung für $r < R$ geringer wird.
2. Man verwendet statt der rahmenübergreifenden Bildung der Phasendifferenz das Ergebnis der differenziellen Modulation nach [18] innerhalb eines Rahmens. Wie im Anhang A.4 beschrieben, ist diese Methode aufgrund von kleinerem Wert $\Delta\varphi_{k,N_A}$ mit $N_A = 2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}}$ mit relativ hoher Varianz behaftet.

4.6 Korrektur der Abtasttaktabweichung

Nach der Schätzung der Abtasttaktabweichung kann der Abtasttakt auf unterschiedlichen Wegen korrigiert werden:

1. Abtastratenwandlung mit möglichst idealem Interpolationsfilter, wie sie im Abschnitt 4.3 genau beschrieben wurde;
2. Polynominterpolation (linear, kubisch, höhere Ordnungen) [64, 65];
3. Korrektur der Phasendrehung im Frequenzbereich [66].

Die ersten beiden Methoden modifizieren das abgetastete Signal im Zeitbereich. Hierdurch bieten sie die Möglichkeit, die ICI zu verringern, die erst durch die DFT-Operation zustande kommt. Die Abtastratenwandlung liefert theoretisch das genaueste Ergebnis unter den drei Varianten. Allerdings folgt aus den im Abschnitt 4.3 vorgestellten Zusammenhängen, dass das Interpolationstiefpassfilter der notwendigen Filterordnung nicht realisierbar wäre. Für die Korrektur des SFO mittels Abtastratenwandlung ist das Signal w_n , das nach (4.42) die Abtastrate $\widetilde{f_{\text{ADC}}} = f_{\text{DAC}} \cdot (1 + \varepsilon)$ besitzt, in die

Abtastrate f_{DAC} umzutasten. Hierfür sind ganzzahlige Faktoren \tilde{L} und \tilde{M} zu finden, mit denen analog zu (4.3) gilt:

$$\widetilde{f_{\text{ADC}}} = f_{\text{DAC}} \cdot (1 + \varepsilon) = f_{\text{DAC}} \cdot \frac{\tilde{M}}{\tilde{L}}. \quad (4.60)$$

Somit sind die Werte von \tilde{L} und \tilde{M} über den Faktor $(1 + \varepsilon)$ miteinander verknüpft:

$$\tilde{M} = \tilde{L} \cdot (1 + \varepsilon), \text{ mit } \tilde{L}, \tilde{M} \in \mathbb{N} \quad (4.61)$$

und für die Filterordnung gilt entsprechend (4.15)

$$N_{\mathbf{b},1,\min} = \frac{\tilde{L}^2 \cdot (1 + \varepsilon)}{\tilde{L} \cdot (1 + \varepsilon) - \tilde{L}} = \tilde{L} \cdot \frac{1 + \varepsilon}{\varepsilon} \approx \tilde{L} \cdot \frac{1}{\varepsilon}. \quad (4.62)$$

Dabei müssen die Werte von \tilde{L} und \tilde{M} in der Größenordnung von $1/\varepsilon$ liegen, um die Bedingung in (4.61) zu erfüllen. Bei negativen Werten von ε gilt eine ähnliche Überlegung, wenn L und M vertauscht werden. Mit SFO-Werten von $|\varepsilon| < 100 \text{ ppm}$ wären somit Filterordnungen von mindestens 10^8 notwendig.

Für die zweite Variante ist eine geringere und durchaus implementierbare Rechenkomplexität erforderlich. Die einfachste Variante ist eine lineare Interpolation der Abtastwerte, für bessere Ergebnisse kann eine kubische Interpolation eingesetzt werden.

Bei der dritten Variante wird die geschätzte SFO-bedingte Phasendrehung der Symbole im Frequenzbereich durch entsprechende Rotation aller Quadraturphasenumtastung (QPSK)-Symbole, sowohl im Down- als auch im Uplink korrigiert.

In [18, 65] werden die letzten beiden Methoden für das vorliegende System verglichen und es wird gezeigt, dass die SFO-Korrektur durch Phasendrehung, obwohl sie die ICI nicht entfernen kann, der Interpolationsmethode überlegen ist. Daher wird auch für das Diagnosewerkzeug diese Methode empfohlen. Danach ist das vom Master gesendete Downlink-Signal bis auf die ICI frei vom SFO und das Uplink-Signal weist die Abweichung auf, die die Slaves zum Master haben.

4.7 Darstellung der Diagnoseergebnisse am Bildschirm

Letztlich liegen die demodulierten QPSK-Symbole aller Unterträger als komplexe Zahlen vor, aus denen durch die differenzielle Demodulation und die Kanaldecodierung die auf dem jeweiligen Unterträger gesendeten Datenbits ermittelt werden können.

Die berechneten Daten werden dem Anwender in einer prototypischen grafischen Benutzeroberfläche bzw. auf Englisch graphical user interface (GUI) präsentiert, die mit Funktionen der Grafik-Bibliothek OpenGL, genauer mit dem sog. OpenGL Utility Toolkit (GLUT) bzw. dessen quelloffener Version FreeGLUT erstellt wird. Damit hat der Anwender die Möglichkeit, das QPSK-Konstellationsdiagramm für jeden DMT-Unterträger und für jeden aufgezeichneten Rahmen (Bild 4.24), oder den in jedem Übertragungsrahmen geschätzten SNR-Wert im Down- und Uplink als Funktion der Frequenz (Bild 4.25) grafisch darzustellen. Im ersten Fall werden auch die decodierten Datenbits pro Unterträger dargestellt zusammen mit der Information, ob die Decodierung erfolgreich war.

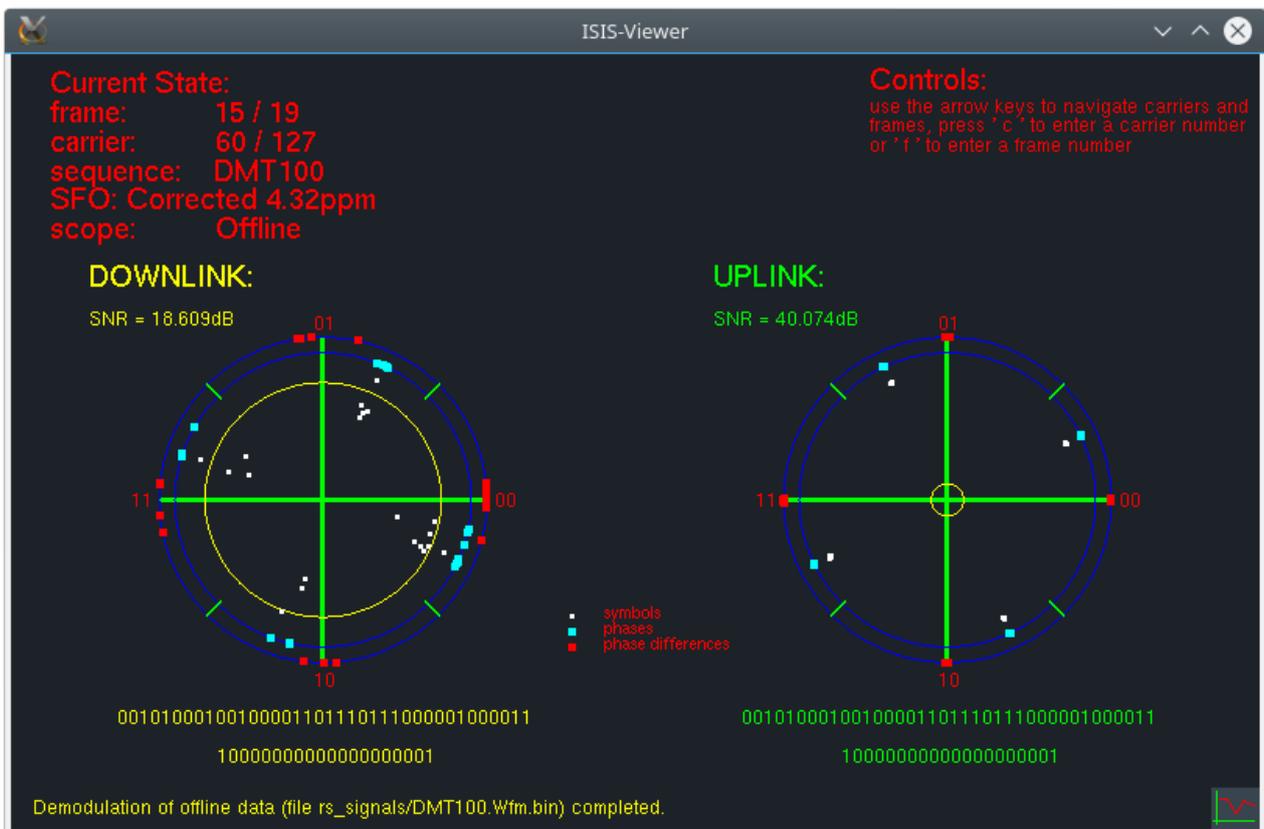


Bild 4.24: Darstellung der Konstellationsdiagramme in einer GUI

Wie in Bild 4.4 gezeigt, erfolgt vor der Signalverarbeitung zur Demodulation des DMT-Signals die Einstellung gewünschter Parameter, wie der Sequenzlänge und der Abtastrate. Dabei wird das zu diagnostizierende Signal in eine binäre Datei auf dem Dateisystem des Rechners geschrieben, welcher das Diagnoseprogramm ausführt. Die Datei kann nach der Verarbeitung auf dem Laufwerk verbleiben und zu einem späteren Zeitpunkt wiederholt verarbeitet werden. Für diesen Fall muss das Programm keine Verbindung zu den Programmkomponenten des Oszilloskops aufbauen, sodass die wiederholte Verarbeitung bei Bedarf auf einem anderen Rechner „offline“ durchgeführt werden kann.

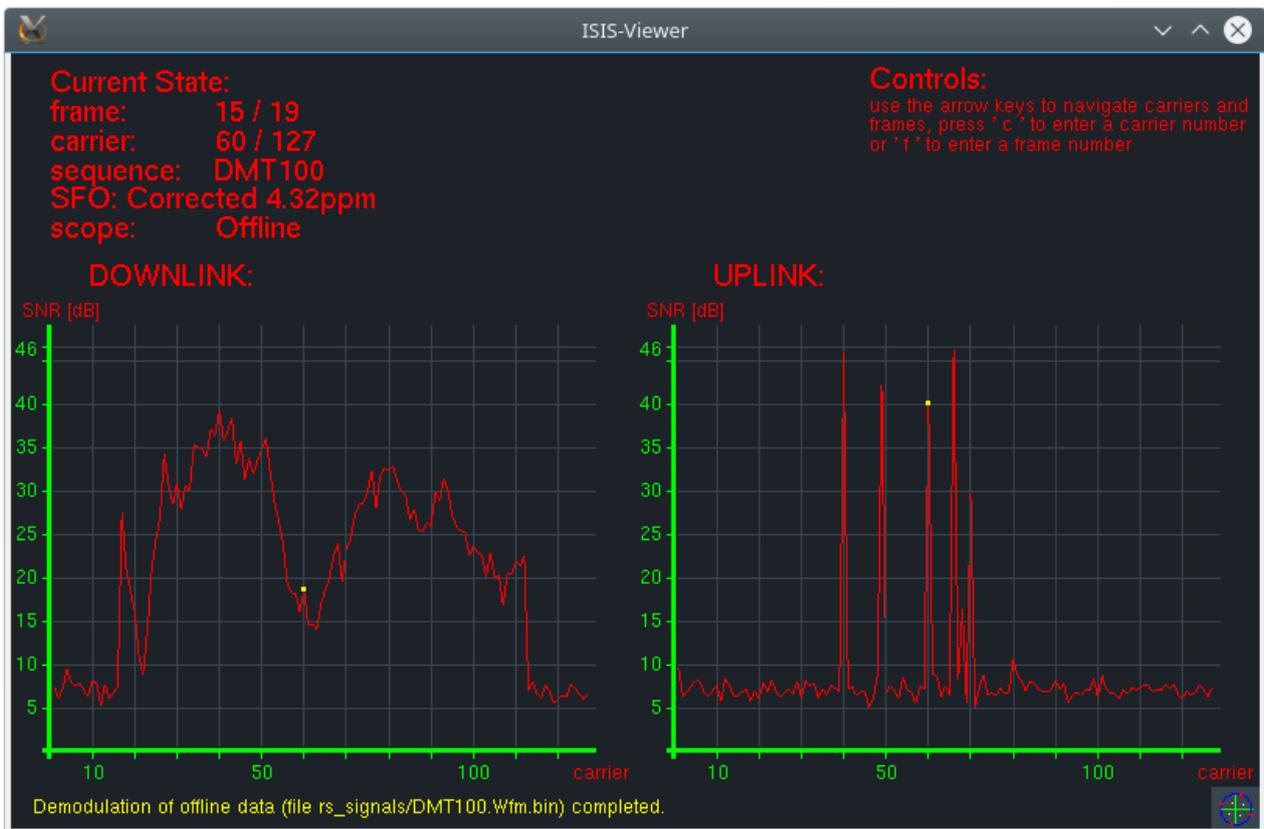


Bild 4.25: Darstellung des SNR für einen der aufgezeichneten Übertragungsrahmen in einer GUI

4.8 Begrenzende Faktoren

Um die Diagnose anhand einer längeren Beobachtung zusammenhängend übertragener Datensätze durchführen zu können, ist eine echtzeitfähige Implementierung des Empfängers notwendig. Hierfür muss das empfangene Signal schneller demoduliert werden als es vom ADC erfasst wird. Entspricht die Abtastrate des ADC im Diagnosewerkzeug nicht der des DAC des Masters oder der Slaves im Feldbus-System, sind die beschriebenen aufwendigen Verfahren zur Abtastatenumsetzung notwendig, was die Echtzeitfähigkeit einer Software-Implementierung derzeit unmöglich macht. Aber auch bei übereinstimmenden Abtastaten sind die Implementierungen der Rahmenerkennung, der Demodulation sowie der Kanaldecodierung so anspruchsvoll, dass diese Algorithmen in heutigen PCs oder Notebooks nicht in Echtzeit ablaufen können.

Tabelle 4.2 bestätigt, dass selbst ohne Berücksichtigung des Aufwands für die Abtastatenumsetzung die derzeitige Rechenleistung zu gering ist für die Demodulation in Echtzeit: Für die Verarbeitung eines Übertragungsrahmens benötigen die Komponenten der MDS bei der Ausführung auf einem handelsüblichen PC (Intel® Core™i7-4510, 8 GiB DDR3-Arbeitsspeicher) eine Rechenzeit, welche der dreizehnfachen Rahmendauer entspricht. Den größten Anteil nimmt die Rahmenerkennung ein, weil die dabei durchgeführte Kreuzkorrelation einer Faltung entspricht und diese mit einem hohen

Rechenaufwand verbunden ist.

Komponente	Rechenzeit, ms/Rahmen	Anteil, %
Rahmenerkennung	9,4	70,59
Demodulation mit DFT	0,05	0,37
SFO-Schätzung und -Korrektur	0,9	6,75
DQPSK-Demodulation inkl. SNR-Schätzung	1,41	10,55
Kanaldecodierung	1,45	10,99
Anderes	0,10	0,75
Gesamt	13,32	100

Tabelle 4.2: Rechenzeit-Anteile der einzelnen Komponenten in der MDS-Implementierung

Der wichtigste der weiteren Faktoren, welche der Echtzeitfähigkeit im Wege stehen, ist der begrenzte Aufzeichnungsspeicher der Speicheroszilloskope. Die DSO bieten nicht die Möglichkeit, ein Signal über hinreichend lange Zeit lückenlos zu erfassen, selbst wenn die auf den ADC folgenden Komponenten dieses Signal schnell genug verarbeiten können [67]. Vielmehr schreibt in einem DSO der ADC den zur Verfügung stehenden Aufzeichnungsspeicher voll und lässt die Aufzeichnung danach solange ruhen, bis der Speicher wieder freigegeben ist. Die während dieser Zeit über das Netzwerk übertragenen Daten werden vom DSO nicht erfasst.

Um die Echtzeitfähigkeit zu ermöglichen, muss also neben der effizienten Implementierung der einzelnen Algorithmen auch die Anbindung der Komponenten aneinander eine lückenlose Signalverarbeitung erlauben. Das nächste Kapitel geht auf Implementierungsaspekte eines Diagnosewerkzeugs auf Basis eines FPGA ein.

Kapitel 5

Hardwarebasiertes Werkzeug für die Echtzeit-Diagnose

Die lückenlose Aufzeichnung eines Bussignals setzt voraus, dass die Komponenten der MDS jeden Abtastwert des ADC verarbeiten können. Hierzu sind digitale Schaltungen notwendig, welche das vom ADC abgetastete Signal an die MDS weiterleiten, deren Algorithmen ebenfalls stark parallelisiert als digitale Schaltungen implementiert sind. Bei der künftigen Realisierung der Master und Slaves des neuen Feldbus-Systems nach [18, 23–25] in hohen Stückzahlen werden die Industriefirmen schnelle ASICs für die Verwirklichung der Kommunikationsalgorithmen wie MDS einsetzen. Die Implementierungsdetails werden dabei verborgen, wodurch die Funktionen der ASICs nicht über das notwendige Maß hinaus einsehbar oder gar parametrisierbar sind. Daher muss das Diagnosewerkzeug für Echtzeit-Anwendungen über eine eigene schnelle Hardware-Realisierung der MDS und weiterer Komponenten verfügen.

In der schnellen Messtechnik sind FPGAs in erster Linie aufgrund ihrer Flexibilität stark verbreitet. Daher beschreibt dieser Abschnitt die Implementierungsaspekte der FPGA-basierten Systemdiagnose.

Für einen Master oder einen Slave, welche ihre MDS-Algorithmen auf dem FPGA der in Abschnitt 2.1.7 beschriebenen Prototypenplattform [40] oder auf einem kommenden ASIC implementieren, reicht es wegen des Zeitgetrenntlage-Verfahrens, das auf Englisch *time division duplex* (TDD) genannt wird, nur im Downlink oder im Uplink das Signal auf der Leitung abzugreifen. In der dieser Arbeit zugrundeliegenden Implementierung der Netzteilnehmer nach [8] ist kein Sende- und Empfangsbetrieb gleichzeitig vorgesehen, sodass der hier relevante Empfangsbetrieb im Master auf den Uplink und in den Slaves auf den Downlink beschränkt ist. Damit ein EDW sowohl das Master- als auch das Slavesignal empfangen und gleichzeitig die Signalqualität überwachen kann, muss die Implementierung der MDS dahingehend modifiziert werden, dass zum einen eine Synchronisation auf die Trainingssequenz des Masters, als auch der Empfang in der Uplink-Phase erfolgen kann. Ein solcher Dauerempfänger kann auf der Basis der Slave-MDS realisiert werden.

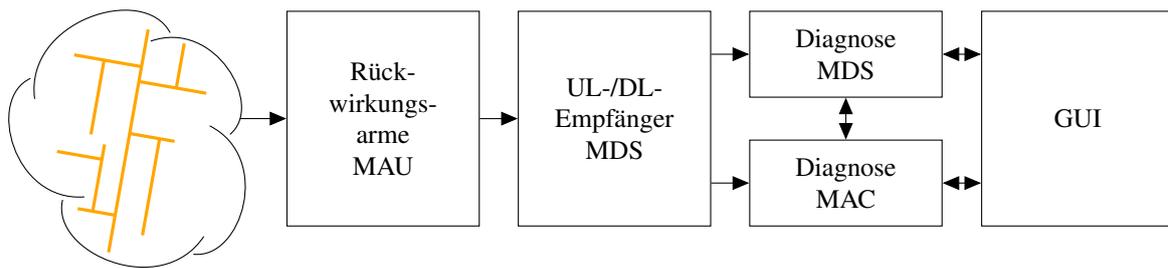


Bild 5.1: Prinzipieller Aufbau eines FPGA-basierten Diagnosewerkzeugs

Der grundsätzliche Aufbau eines EDW mit einem FPGA beinhaltet die in Bild 5.1 dargestellten Komponenten. Einerseits ist das Werkzeug über eine rückwirkungsarme MAU entsprechend den Ergebnissen aus Kapitel 3 an das Leitungsnetzwerk angeschlossen, andererseits bietet es eine interaktive Benutzungsoberfläche, über welche der Diagnoseprozess gesteuert und die Diagnoseergebnisse dargestellt werden können.

Während es für die Demodulation in Echtzeit notwendig ist, den MDS-Empfänger auf dem FPGA anzusiedeln, ist es für eine interaktive und dynamische Benutzungsoberfläche bzw. GUI sinnvoll, sie als Software-Programm zu implementieren, welches auf einem PC ausgeführt wird. Die genauere Zuordnung der Komponenten sowie die damit verbundene Auslegung der Schnittstelle zwischen den Komponenten im FPGA und denen im PC kann dagegen in Abhängigkeit von den zu implementierenden Diagnosealgorithmen und von der verwendeter Hardware erfolgen. Die Kombination aus dem FPGA und dem PC kann in einem Gerät vereint werden wie in [15] vorgeschlagen, sodass das EDW ähnlich einem konventionellem Messgerät eine portable Einheit darstellen kann, welche an beliebiger zugänglicher Stelle an das Netzwerk angeschlossen werden und vor Ort Messdaten bzw. Diagnoseinformationen liefern kann.

5.1 Diagnoseschnittstelle des Empfängers im FPGA

Diese Arbeit nimmt die Trennung zwischen den Hardware- und Software-Komponenten eines EDW so vor, dass die gesamte Auswertung der Diagnosedaten mit einem PC-Programm verwirklicht wird und die FPGA-Komponenten die übertragungstechnischen Aufgaben wie die Demodulation übernehmen sowie deren Ergebnisse der Auswerteeinheit zur Verfügung stellen. Hierzu sind Kommunikationsschnittstellen notwendig, welche die Diagnosedaten zwischen den FPGA-Komponenten und dem Auswerteprogramm übertragen lassen.

Tabelle 5.1 zeigt die Menge an Daten, die von verschiedenen MDS-Komponenten erzeugt werden, und die für ihren lückenlosen Abruf erforderliche Übertragungsgeschwindigkeit. Bei einer langsamen physikalischer Verbindung zwischen dem PC und dem FPGA sind die anfallenden Datenmengen vor

Tabelle 5.1: Datenraten, die zum kontinuierlichen Abruf verschiedener Rohdaten notwendig sind

Parameter	Datenmenge pro Uplink- bzw. Downlink-Teilrahmen	Datenrate mit $N_{\text{DMT}} = 128$ Unterträgern
FFT-Ausgang	20 komplexe Symbole/Träger 2×14 bit/Symbol	143,3 Mbit/s
Phase der QPSK-Symbole	20 Symbole/Träger 12 bit/Symbol	61,4 Mbit/s
Phase der DQPSK-Symbole	19 Symbole/Träger 12 bit/Symbol	58,4 Mbit/s
SNR	11 bit/Träger	2,8 Mbit/s
Demoduliertes Datenwort	38 bit/Träger	9,7 Mbit/s
Ergebnisse der Fehlerschutzdecodierung	$(20 + 17 + 4)$ bit/Träger	10,5 Mbit/s

der Übertragung zu reduzieren, z.B. indem eine Auswahl von Unterträgern oder Symbolen vorgenommen wird. Dies ist beispielsweise für die von der Prototypenplattform nach [40] bereitgestellten seriellen Schnittstelle Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART) der Fall, welche die Übertragungsrate auf 1 Mbit/s begrenzt.

Um bei eventuellem Einsatz die verschiedenen physikalischen Schnittstellen optimal auszunutzen, muss die logische Auslegung der Schnittstelle zwischen dem FPGA und dem PC die folgenden Anforderungen erfüllen.

- Lässt die physikalische Schnittstelle es zu, soll der jeweilige Parameter unterbrechungsfrei (alle Symbole in jedem empfangenen Übertragungsrahmen) vom FPGA zum PC übertragen werden.
- Es soll möglich sein, die zu übertragenden Daten durch die Auswahl von bestimmten Unterträgern oder DMT-Symbolen auf das für den jeweiligen Algorithmus notwendige Mindestmaß einzuschränken, um die Verwendung möglichst langsamer physikalischer Schnittstellen zu erlauben.
- Sind die Unterbrechungen aufgrund des Betriebssystems, der Diagnosealgorithmen, einer langsamen physikalischen Schnittstelle o.ä. nicht zu vermeiden, ist folgendes sicherzustellen:
 - Die Unterbrechungen besitzen die Dauer von wenigen Übertragungsrahmen und sind im Verhältnis zu den erfassten Daten deutlich kürzer als beim Einsatz eines DSO.
 - Die zwischen dem FPGA und dem PC übertragenen Datensätze sind in sich konsistent, sodass bei eventuellen Unterbrechungen nur vollständige Übertragungsrahmen an den PC weitergeleitet werden.

Ausgehend von diesen Anforderungen wurde in [68] eine Schnittstellenschaltung mit FPGA entwickelt, welche eine Übertragung der Zwischenergebnisse der Demodulation aus dem FPGA-Modul des EDW an den PC ermöglicht, in dem die übertragenen Daten weiter ausgewertet werden können.

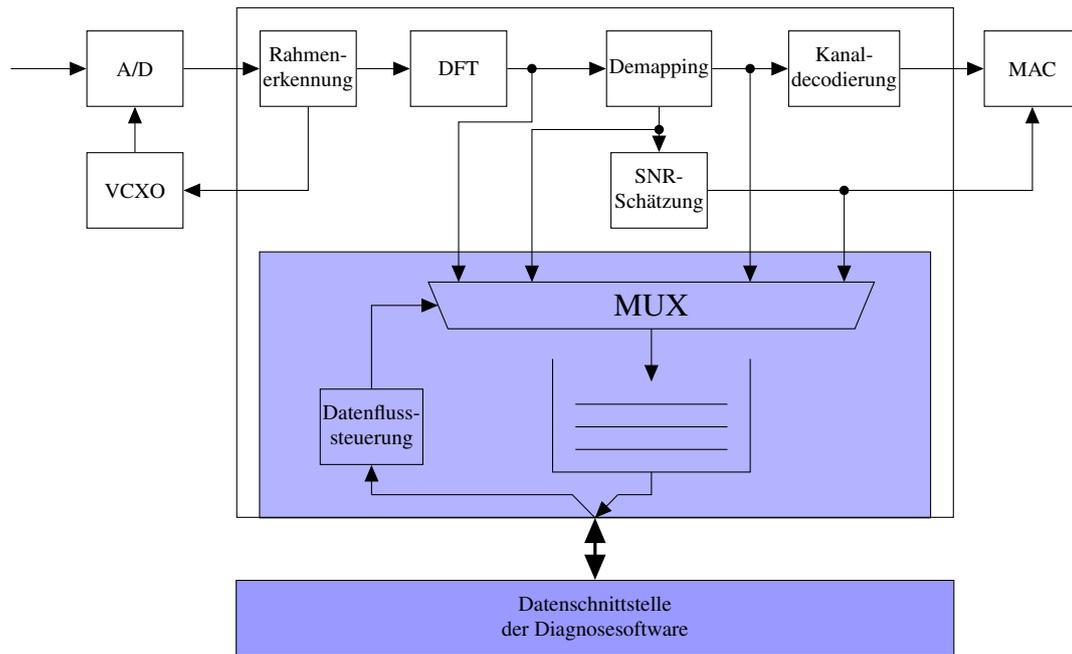


Bild 5.2: Schnittstelle zwischen den FPGA-Komponenten der MDS und dem Diagnoseprogramm auf einem PC

Ein vereinfachtes Blockschaltbild der FPGA-Implementierung nach [68] ist in Bild 5.2 zu sehen. Das Kernelement der Schnittstellenkomponente ist der Automat zur Datenflusssteuerung, welcher mit verschiedenen Befehlen vom PC parametrierbar ist und angeforderte Daten von dem MDS-Demodulator über einen Pufferspeicher zum PC weiterleiten kann.

Um die auf diese Weise seriell übertragenen Daten im PC zu analysieren, müssen sie entsprechend der verwendeten physikalischen Schnittstelle empfangen und passend zum Datentyp bzw. zur Wortbreite nach Tabelle 5.1 interpretiert werden. Hierzu ist in [69] eine Sammlung von Treiber-Softwarekomponenten entstanden, welche als Module von den Diagnosealgorithmen instanziiert werden können und somit den Zugriff auf die tatsächlich verwendete physikalische Schnittstelle abstrahieren.

5.2 Diagnoseverfahren

5.2.1 Direkte Auswertung von Zwischenergebnissen der Demodulation

Bereits die unverarbeiteten Daten, die von einer Komponente der MDS errechnet und zur nächsten weitergereicht werden, können eine Aussage über die Qualität des empfangenen Signals liefern. Im Folgenden wird kurz darauf eingegangen, wie diese Daten zur Systemdiagnose herangezogen werden können.

Symbolextraktion

Diese Komponente führt die Kreuzkorrelation des empfangenen Signals mit der Trainingssequenz durch. Das Ergebnis dieses Algorithmus ist eine Zahlensequenz, welche bei Übereinstimmung der beiden Eingangssequenzen eine Spitze aufweist. Nach Erkennung dieser Spitze berechnet der Empfänger die mittlere Gesamtleistung der empfangenen Trainingssequenz, um den analogen Empfangsverstärker einzustellen [24]. Dieser *Wert der Signalleistung*, vom Diagnoseprogramm ausgewertet, liefert eine Aussage, wie stark das empfangene Signal ist und wie gut der Dynamikbereich der MAU des EDW ausgenutzt wird.

Wie oben erwähnt, verfolgt der MDS-Empfänger auch den zeitlichen Abstand der erkannten Spitzen zueinander, um so zu bestimmen, ob der VCXO der MAU nachgeregelt werden soll. Steht dieser Wert der *mittleren Rahmenlänge* dem Diagnoseprogramm zur Verfügung, kann es daraus einen groben Schätzwert für den SFO ermitteln.

Demodulation mittels DFT

Nach Verarbeitung der $2N_{\text{DMT}}$ Abtastwerte für jedes DMT-Symbol liefert die DFT-Komponente den Real- und Imaginärteil von QAM-Symbolen, mit denen die N_{DMT} empfangenen Unterträger moduliert sind. Ähnlich wie bei der Diagnose mit einem DSO können diese Symbole in einem *Konstellationsdiagramm* dargestellt werden (vgl. Bild 4.24).

Ähnlich der Darstellung in Bild 2.4 folgt der Betrag der Downlink-Symbole dem frequenzabhängigen *Betrag der Übertragungsfunktion* zwischen dem Master und dem Diagnosewerkzeug. Am Betrag der Uplink-Symbole kann man erkennen, ob ein Unterträger einem Slave zugewiesen worden ist oder nicht. Auf diese Weise kann die *Auslastung* der vorhandenen Unterträger im Uplink eingesehen werden.

Differenzielle Demodulation und Kanaldecodierung

Die differenzielle Demodulation hebt den Einfluss des Kanals auf die Phase der empfangenen Symbole auf. Der darauf folgende Schritt ist das Demapping bzw. das Entscheiden über die wahrscheinlich gesendeten Datenbits. Anhand der hier errechneten Phasendifferenzen schätzt eine MDS-Komponente das SNR. Wie in [18] und [24] hergeleitet, besitzt der eingesetzte Algorithmus eine untere Auflösungsgrenze, weil Fehlentscheidungen des Demappers nicht berücksichtigt werden. Liegt dem EDW auch das Ergebnis der Kanaldecodierung vor, kann es vor allem für niedrige SNR-Werte eine genauere *SNR-Schätzung* ermöglichen.

SNR-Schätzung

Ist die Signalqualität hinreichend gut (ab einem Wert des SNR nach der differentiellen Demodulation von ca. $\gamma > 10$ dB), liefert der eingesetzte blinde Schätzer gute Ergebnisse, welche ohne weitere Aufbereitung dem Anwender des EDW angezeigt werden können. Diese Angaben stellen eine statistische Auswertung der *Signalqualität* dar und sind soweit in der Datenmenge reduziert, dass sie selbst über eine langsame physikalische Verbindung unterbrechungsfrei für mehrere Rahmen hintereinander zu einem Softwaremodul des EDW übertragen werden können.

5.3 Weiterführende Diagnosealgorithmen

Außer der direkten Anzeige der oben beschriebenen Qualitätsparametern, für deren Ermittlung keine oder nur eine geringe zusätzliche Verarbeitung erforderlich ist, kann insbesondere den Ergebnissen der DFT die Verzerrung des Signals entnommen werden. Diese kann mithilfe entsprechender Schätzalgorithmen analysiert werden, sodass die einzelnen Ursachen der Verzerrung festgestellt werden können, welche wiederum weitere Aussagen über den Systemzustand ermöglichen.

5.3.1 Auswertung des SFO

Falls der VCXO des EDW anhand der Rahmenlänge geregelt wird, besteht für die MDS kein Bedarf, den SFO entsprechend den in Abschnitt 4.5 bzw. in [18] vorgestellten Algorithmen zu korrigieren. Allerdings kann es sinnvoll sein, die Schätzung des *Rest-SFO* in einem Diagnosealgorithmus anhand der demodulierten QAM-Symbole durchzuführen. Auf diese Weise kann die Zuverlässigkeit der VCXO abgeschätzt werden. Die Schätzung des SFO im Uplink kann wie im Abschnitt 4.5.4 beschrieben eine Aussage über einen eventuell fehlerhaften VCXO eines Slaves ermöglichen.

5.3.2 Schätzung der Signallaufzeit

Wie im Abschnitt 3.2 dargestellt, kann die Signallaufzeit auf der Leitung die Signalqualität im Uplink beeinflussen. Die doppelte Signallaufzeit zum Beispiel entspricht der im Master wirksamen Signalverzögerung. Ist diese länger als das Schutzintervall, entsteht starke Intersymbol-Interferenz, weil ein Teil des jeweils vorherigen DMT-Symbols zur DFT-Berechnung mit verwendet wird. Aber auch kürzere Signallaufzeiten können zusammen mit der Mehrwegeausbreitung zu Interferenzen führen. Die Signallaufzeit wird von der Länge der Verbindungsleitung bestimmt, genauso wie die Dämpfung, welche ebenfalls die Signalqualität verringert.

Kann ein Diagnosegerät die Signallaufzeit zwischen dem Master und den einzelnen Slaves schätzen, so lassen sich eventuell zu lange Leitungen erkennen, welche die Ursache für niedrige Signalqualität sein können.

Die Länge des Schutzintervalls ist im betrachteten System so dimensioniert, dass sie für Leitungslängen bis ca. 500m größer als die längste Uplink-Verzögerung ist (vgl. Anhang A.1 und Abschnitt 2.1.6). Das neue Feldbus-System, insbesondere das Fehlerschutzverfahren, wurde für erwartete maximale Leitungslängen von 200m dimensioniert [24]. Somit nimmt die Verzögerung maximal ca. 40% des Schutzintervalls in Anspruch und die restlichen 60% dienen dem Schutz gegen die Impulsverbreiterung durch die Mehrwegeausbreitung.

Falls angenommen werden kann, dass das Schutzintervall die ISI vollständig verhindert, verursacht die Signallaufzeit eine Phasendrehung der QAM-Symbole einzelner Unterträger, deren Abhängigkeit von der Frequenz näherungsweise linear angenommen werden kann. In [70] wird ein Schätzverfahren vorgestellt, welches diese Phasendrehung für mehrere Unterträger auswertet und daraus auf die Laufzeit schließen lässt. Da in dem betrachteten Feldbusystem durch den Einsatz der differenziellen Modulation eine Kanalschätzung nicht vorgesehen ist, enthält das Signal keine Pilotsymbole. Daher ist ein wesentlicher Teil von [70] die Rekonstruktion der zur DQPSK erforderlichen Referenzsymbole, welche in der prototypischen Implementierung nach [8, 40] mit einem Pseudozufallszahlengenerator erzeugt werden.

Zur Implementierung des Verfahrens zur Schätzung der Signallaufzeit nach [70] in einem EDW muss der Algorithmus über die oben vorgestellte Schnittstelle des FPGA die dort errechneten Phasenwerte des jeweils ersten Symbols eines Uplink-Teilrahmens abrufen, was auch mit der langsamen UART-Schnittstelle von [40] unterbrechungsfrei möglich ist, wenn nur die zur Systemverwaltung reservierten Unterträger (vgl. Abschnitt 2.1.4) zur Übertragung ausgewählt werden.

Um die für den Master wirksame Verzögerung der Slave-Antwort zu schätzen, ist die Phasendrehung des Signals entweder direkt im Master zu untersuchen wie es in [70] vorgeschlagen wird oder, falls die MDS-Implementierung im Master keine Diagnoseschnittstelle bietet, mittels eines EDW, welches hierfür in unmittelbarer Nähe zum Master an das Netzwerk anzuschließen ist.

Durch das Schätzen der Signallaufzeit zwischen jedem Slave und dem Master kann ein vereinfachtes Abbild des installierten Feldbusnetzes erstellt werden. Dieses Abbild ordnet allen Slaves eine Metrik zu, welche grob der Entfernung zum Master entspricht. Es ist allerdings zu beachten, dass die ermittelten Signallaufzeiten im Allgemeinen nicht durch die Multiplikation mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit in den genauen Wert der tatsächlichen Entfernungen bzw. Leitungslängen überführt werden können. Der Grund hierfür ist, dass Mehrfachreflexionen die Linearität der Kanalphase leicht verzerren, wodurch die Ausbreitungsgeschwindigkeit von der Netztopologie abhängig wird.

Das Schätzen der Signallaufzeit ermöglicht eine einfache Bestandsaufnahme, die für eine Plausibilitätsüberprüfung nach einer Veränderung der installierten Topologie nützlich sein kann, oder in einem

Fehlerfall eine zu lange Leitung als eine Fehlerquelle zu identifizieren erlaubt.

5.3.3 Topologieschätzung (Ausblick)

Prinzip

Für eine genauere Bestandsaufnahme ist eine präzisere Aussage über die Netztopologie nötig als es mit den Signallaufzeiten alleine möglich ist. Insbesondere die Möglichkeit, das installierte Netz einfach um neue Leitungssegmente zu erweitern, kann dazu führen, dass nach einer langen Betriebsdauer die Topologie sich deutlich von der bei der Netzplanung angelegten Dokumentation unterscheidet. Somit ist es für die eventuelle Fehlersuche vorteilhaft, den aktuellen Zustand der Netztopologie in Erfahrung zu bringen.

Es sind Verfahren bekannt, welche die Netztopologie anhand der Reflexionen eines ins Netz eingespeisten Signals schätzen – entweder im Zeitbereich durch Auswerten von Reflexionen eines kurzen Impulses, was als time domain reflectometry (TDR) bekannt ist [71], oder im Frequenzbereich mit frequency domain reflectometry (FDR) [72–74], bei der die Phasen- und Amplitudenverzerrungen mehrerer einzelner schmalbandiger Testsignale ausgewertet werden. Zur Rekonstruktion der unbekannteren Topologie misst man bei diesen Verfahren an verschiedenen Stellen die Verzögerung und die Amplitude der dorthin zurückkehrenden (Mehrfach-)Reflexionen. Diese sogenannten Reflektogramme dienen als Ausgangsdaten für Algorithmen, welche daraus eine möglichst eindeutige Anordnung der Netzsegmente ermitteln.

Für den Zweck der Topologieschätzung im laufenden Betrieb des betrachteten Feldbussystems sind diese Verfahren schlecht geeignet, da sie entweder bei Anwesenheit des DMT-Signals keine Reflexionen erkennen können oder durch das Messsignal Störungen der Datenübertragung hervorrufen. Außerdem stellen die Verfahren oft strenge Voraussetzungen an den Übertragungskanal, indem sie Bandbreiten von bis zu 500 MHz erfordern [71], was durch die starke Dämpfung der eingesetzten Leitung im betrachteten System nicht gegeben ist.

In [74] wird vorgeschlagen, das Messsignal mittels eines dedizierten OFDM-Senders zu erzeugen, um durch gezielte Träger-Allokation eine Störung der Kommunikation in jenem Frequenzband auszuschließen, welches von dem zu vermessenden System verwendetet wird. Die Topologieschätzung soll dann ebenfalls durch Auswertung von Reflektogrammen erfolgen, welche durch eine Kreuzkorrelation des reflektierten Signals mit dem Sendesignal gebildet werden.

Der Einsatz des eigentlichen zur Kommunikation verwendeten Mehrträgersignals zur Schätzung der Verzögerungen in Systemen zur Kommunikation über Energieverteilungsnetze (PLC) wird in [75] vorgeschlagen. Darin wird angenommen, dass die Netzteilnehmer gegenseitig das Signal der jeweils anderen Teilnehmer empfangen und daraus die Signallaufzeit schätzen können. Dann kann ein

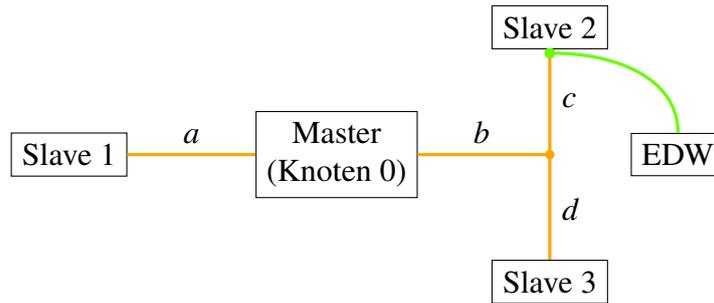


Bild 5.3: Beispielhafte Netztopologie mit vier Netzknoten i (Master mit $i = 0$ und drei Slaves mit $i = 1, 2, 3$) sowie einem EDW. Das EDW ist angeschlossen an das Netzwerk an gleicher Stelle wie Slave $i = 2$.

Topologie-Schätzalgorithmen die ermittelten Signallaufzeiten auf die einzelnen Netzsegmente aufteilen.

Ein solcher Ansatz wurde in [76] für das dieser Arbeit zugrunde liegende neuartige Feldbussystem untersucht. Obwohl hier nur der Master oder ein EDW das Signal der Slaves empfangen kann, nicht jedoch die Slaves untereinander, verspricht der Ansatz Erfolg, wenn folgende Eigenschaft der Laufzeitschätzung berücksichtigt wird.

Es wird eine einfache Beispieltopologie in Bild 5.3 mit dem Master und drei nummerierten Slaves betrachtet ($i = 1, 2, 3$), wobei der Master die Nummer $i = 0$ besitzt. Die Signallaufzeiten $\tau_{ij} = \tau_{ji}$ zwischen zwei Teilnehmern i und j ($i, j = 1, 2, 3$) setzen sich aus Segmentlaufzeiten a, b, c und d zusammen. Offensichtlich ist $\tau_{ii} = 0$ für $j = i$. Die Gesamtheit aller Signallaufzeiten lässt sich in einer Distanzmatrix \mathbf{D} zusammentragen. Für die Beispieltopologie in Bild 5.3 ist \mathbf{D} mit Gleichung (5.1) gegeben.

$$\mathbf{D} = (\tau_{ji}) = \begin{pmatrix} 0 & \tau_{0,1} & \tau_{0,2} & \tau_{0,3} \\ \tau_{10} & 0 & \tau_{12} & \tau_{1,3} \\ \tau_{2,0} & \tau_{2,1} & 0 & \tau_{2,3} \\ \tau_{3,0} & \tau_{3,1} & \tau_{3,2} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a & b+c & b+d \\ a & 0 & a+b+c & a+b+d \\ b+c & a+b+c & 0 & c+d \\ b+d & a+b+d & c+d & 0 \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

Die Schätzung der Topologie hat die Aufgabe, die unbekannt Segmentlaufzeiten anhand der vorher bestimmten Signallaufzeiten τ_{ij} zu ermitteln. Allerdings ist für die Aufstellung der Matrix \mathbf{D} mithilfe des Algorithmus zur Schätzung der Laufzeiten nach [70] ein Zwischenschritt notwendig.

Wie aus Abschnitt 5.3.2 hervorgeht, kann ein EDW, angeschlossen an das Netz unmittelbar neben dem Master, die Signallaufzeiten aller Slaves zum Master τ_{i0} im Uplink (UL) schätzen. Wird das EDW dicht bei einem bestimmten Slave i angeschlossen, empfangen beide das Downlink-Signal des Masters (Teilnehmer $i = 0$) mit der gleichen Verzögerung τ_{0i} . Das EDW synchronisiert sich genauso

wie der Slave i auf die Trainingssequenz (TS) im Downlink-Signal des Masters und besitzt nun eine um $\tau_{0i} = \tau_{i0}$ verschobene Zeitbasis. Das EDW erwartet den Beginn der UL-Phase also τ_{0i} später als der Master.

Die UL-Signale aller Slaves j ($j = 1 \dots 3$, wobei $j = i$ erlaubt ist) treffen beim EDW und bei Slave i die Zeit τ_{ji} nach dem Aussenden ein, allerdings nur die Zeit $\tilde{\tau}_{ji}$ nachdem das EDW den Anfang der UL-Phase erwartet. $\tilde{\tau}_{ji}$ ist also die Laufzeit, die das EDW in der Nähe des Slaves i mittels der in [70] vorgestellten Methode für einen Slave j schätzen kann. Unter anderem ist aufgrund der Synchronisation auf die TS des Masters $\tilde{\tau}_{0i} = 0 \neq \tilde{\tau}_{i0} = \tau_{i0}$. Die Zeit $\tilde{\tau}_{ji}$ kann entsprechend Gleichung (5.2) mithilfe von Einträgen aus der Matrix \mathbf{D} ausgedrückt werden:

$$\tilde{\tau}_{ji} = \frac{1}{2} (\tau_{ji} - \tau_{0i} + \tau_{0j}). \quad (5.2)$$

Anschaulich bedeutet Gleichung(5.2), dass $\tilde{\tau}_{ji}$ diejenigen Segmentlaufzeiten von τ_{ji} enthält, welche nicht auch in τ_{0i} enthalten sind. Wird das EDW nacheinander an den Positionen des Masters und aller Slaves angeschlossen, so kann mit den gemessenen Zeiten $\tilde{\tau}_{ji}$ eine modifizierte Distanzmatrix $\tilde{\mathbf{D}}$ wie in Gleichung (5.3) aufgestellt werden.

$$\tilde{\mathbf{D}} = (\tilde{\tau}_{ji}) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ a & 0 & a & a \\ b+c & b+c & 0 & c \\ b+d & b+d & d & 0 \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

Aus (5.2) folgt, dass für die Einträge τ_{ij} der Matrix \mathbf{D} und die den Einträgen der Matrix $\tilde{\mathbf{D}}$ folgender Zusammenhang gilt

$$\tau_{ij} = \tilde{\tau}_{ij} + \tilde{\tau}_{ji} \quad (5.4)$$

$$\text{bzw. } \mathbf{D} = \tilde{\mathbf{D}} + \tilde{\mathbf{D}}^T. \quad (5.5)$$

In [76] wird das in [75] verwendete und aus [77] bekannte Verfahren zur Rekonstruktion von genetischen Verwandtschaftsbäumen zwischen verschiedenen Spezies mit einem in [76] eigens für das hier betrachtete Feldbus-System entwickelten Verfahren verglichen. Es wird anhand von Simulationen gezeigt, dass beide Algorithmen die qualitative Struktur des Netzes, also die relative Anordnung von Netzteilnehmern und Netzverzweigungen ohne ihre genauen Entfernungen zueinander, gut wiedergeben können. Die quantitative Genauigkeit der geschätzten Segmentlängen (im Beispiel aus Bild 5.3 die Werte von a bis d) hängt von der Genauigkeit der Signallaufzeitschätzungen ab und kann durch längere Beobachtungszeiten und entsprechende Mittelwertbildung erhöht werden.

Die Rekonstruktion der unbekanntes Topologie ermöglicht viele weitere Anwendungen. Dies sind einige Beispiele hierfür:

- Es ist eine einfache Aktualisierung der Dokumentation über das installierte Netz möglich, entweder nach jeder Änderung, in größeren Zeitabständen oder nur im Diagnosefall. Die Suche nach einer Fehlerursache wird vereinfacht, zum einen weil ein aktuelles Systemabbild vorhanden ist, und zum anderen weil bei regelmäßiger Aktualisierung eine genauere Dokumentation der Systemänderungen vorliegt.
- Im Fehlerfall kann die Topologieschätzung Aufschlüsse über die Position der fehlerhaften Slave-Endgeräte innerhalb der Anlage ermöglichen.
- Es können unnötig lange Netzsegmente entdeckt werden, welche eine besonders starke Signal-dämpfung hervorrufen können.

Vorschläge zur Verbesserung der Topologieschätzung

Obwohl die beiden Verfahren [75, 76] grundsätzlich sehr gut geeignet sind, ist anzumerken, dass die Topologieschätzung noch ein weites Forschungsfeld ist, welches in dieser Arbeit nur angerissen werden kann. Insbesondere bleiben folgende Fragestellungen offen für eventuelle spätere Arbeiten.

Da die Algorithmen Signallaufzeiten zwischen den Systemteilnehmern auswerten, können sie keine eventuell vorhandenen offenen Leitungsenden aufdecken, an welche keine Slaves angeschlossen sind. Solche Stichleitungen können jedoch die Übertragungsfunktionen im Netzwerk negativ beeinflussen. Die auf dem Prinzip der Reflektometrie basierenden Verfahren lassen im Allgemeinen auch Leitungsegmente ohne aktive angeschlossene Endgeräte erkennen. Da die aktive Messung der Reflexionen jedoch aus den am Anfang von Abschnitt 5.3.3 genannten Gründen als inkompatibel für das betrachtete System eingestuft wurde, ist zu untersuchen, unter welchen Bedingungen die im System messbaren Übertragungsfunktionen ohne eine Beeinträchtigung der Kommunikation im Netzwerk zur Erstellung von Reflektogrammen geeignet sind.

Ein weiterer Kritikpunkt an den genannten Algorithmen ist, dass diese prinzipbedingt nur Baumstrukturen rekonstruieren können. Die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführte Recherche fand keine geeigneten Verfahren, mit welchen z.B. topologische Ringe erkannt werden können. Da Ringstrukturen im betrachteten System einfach herzustellen und prinzipiell zulässig sind, wäre eine entsprechende Erweiterung der Topologieschätzung von Vorteil für die Systemdiagnose. Insbesondere wäre das Auffinden von Ringen, welche durch sukzessives Erweitern des Netzwerks unbeabsichtigt entstanden sind, eine sehr nützliche Funktionalität eines Diagnosewerkzeugs.

Für die Aufstellung der erforderlichen Distanzmatrix $\tilde{\mathbf{D}}$ bzw. \mathbf{D} ist eine Vielzahl an Messungen erforderlich, nämlich jeweils eine in der Nähe eines jeden Slaves. Daher ist zu untersuchen, wie die Schätzalgorithmen modifiziert werden können, um trotz fehlender Messdaten möglichst genau die

vorhandene Topologie abzubilden. Ein anderer Lösungsansatz besteht darin, die Slaves mit Einrichtungen auszustatten, um die Signallaufzeiten zu schätzen und diese an das EDW oder an den Master zu übermitteln.

Kapitel 6

Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden verschiedene Konzepte zur Systemdiagnose der Modulationsebene für ein neuartiges Feldbussystem vorgestellt, dessen Datenübertragung auf dem Mehrträger-Modulationsverfahren discrete multitone (DMT) basiert. In diesem System kommuniziert ein als Master bezeichneter Zentralknoten über eine verzweigte Zweidrahtleitung mit mehreren Slaves. Diagnosewerkzeuge auf Basis von konventionellen Messgeräten wie schnelle digitale Speicheroszilloskope (DSO) und Echtzeit-Spektrumanalysatoren (RSA) sowie ein eigenständiges Diagnosewerkzeug (EDW), das mit Hilfe eines field programmable gate array (FPGA) verwirklicht wurde, wurden entworfen. Die Vor- und Nachteile des Einsatzes dieser beiden Plattformen zur Diagnose im genannten Feldbussystem sowie die wesentlichen Aspekte der Implementierung entsprechender Hard- und Software für Diagnosewerkzeuge wurden umfassend diskutiert.

Diagnosewerkzeuge müssen an die Busleitung angeschlossen werden, um auf das DMT-Signal zuzugreifen. Der hierbei wichtige Aspekt der möglichst geringen Rückwirkung einer solchen Busan- kopplung auf das Feldbus-System wurde untersucht. Anhand der vorgestellten Simulationsergebnisse konnten Minimalanforderungen an die Eingangsimpedanz des Diagnosewerkzeugs ermittelt werden, damit dieses an beliebiger Stelle an die Leitungen des Netzwerks angeschlossen werden kann, ohne eine Neukonfiguration des Netzwerks auszulösen.

Es wurden die Anforderungen an DSO und an RSA ermittelt, um sie als Diagnosewerkzeuge einzusetzen. Dabei muss die Abtastfrequenz des Diagnosewerkzeugs an die Taktfrequenz des Feldbus- Systems geeignet angepasst werden. Hierzu wurde ein Abtastratenwandler entworfen, der eine Auf- wärtstastung, eine digitale Filterung und eine Abwärtstastung ausführt. Insbesondere wurde die Di- mensionierung von Tiefpassfiltern zur Interpolation bei der Abtastratenumsetzung analysiert. Hierbei wurde der Einfluss der Entwurfsmethode, der Grenzen für den Sperr- und Durchlassbereich sowie der Filterordnung auf die Qualität des erfassten Signals analytisch und durch Simulationen untersucht. Die geeignete Wahl einer hohen Abtastrate des DSO kann das von seinem Analog-Digital-Umsetzer (ADC) verursachte Quantisierungsrauschen verringern. Hergeleitete analytische Formeln bestimmen die benötigte Filterordnung. Verschiedene Varianten für die Implementierung des Interpolationsfilters

wurden verglichen mit dem Ergebnis, dass ein digitaler Tiefpass mit Polyphasenstruktur den geringsten Aufwand erfordert. Zudem wurden geeignete Verfahren zur blinden Schätzung und zur feinen Korrektur der Abtasttaktabweichung zwischen dem als Diagnosewerkzeug eingesetztem Messgerät und dem zentralen Netzknoten (Master) vorgestellt. Durch die Auslegung dieser Algorithmen für aufgezeichnete zusammenhängende Signalsequenzen kann ein längeres Zeitfenster ausgewertet und eine höhere Schätzgenauigkeit erreicht werden als dies mit vergleichbaren Algorithmen auf einem FPGA oder ASIC möglich ist.

Zum lückenlosen Mitverfolgen der Kommunikation im Netzwerk reicht die Leistungsfähigkeit der DSO-basierten Diagnose nicht aus. Für diesen Zweck sind Diagnosewerkzeuge erforderlich, welche die Algorithmen der Modulations- und Demodulationsschicht (MDS) in einem FPGA in Echtzeit implementieren. Es wurden Diagnosemöglichkeiten vorgestellt, in welchen insbesondere die auf den einzelnen DMT-Unterträgern empfangenen QAM-Symbole ausgewertet werden. Für die Implementierung des Echtzeit-Diagnoseverfahrens sowie für die Darstellung der Ergebnisse wurde vorgeschlagen, lediglich die MDS-Algorithmen mit einem FPGA zu realisieren und die Auswertung der Messdaten mittels eines Programms durchzuführen, welches auf einem PC ausgeführt wird. Damit die Ausgangssignale des FPGA dem Diagnoseprogramm auch über langsame Verbindungen zum PC zur Verfügung stehen, wurde eine Schnittstelle entworfen, über welche genau die für den jeweiligen Algorithmus benötigten Rohdaten aus dem FPGA ausgewählt, zum PC übertragen und dort für die Auswertung und Darstellung aufbereitet werden können.

Zu den Diagnosealgorithmen mit einem großen erwarteten Nutzen für die Anwender zählt auch die Schätzung der Signallaufzeiten anhand des Phasengangs des Übertragungskanals sowie die Schätzung der Netztopologie. Hinsichtlich der Topologieschätzung wurden verschiedene, aus der Literatur bekannte Ansätze verglichen und diejenigen als besonders gut geeignet eingestuft, welche auf den zuvor geschätzten Signallaufzeiten basieren. Die blinde Schätzung der Netztopologie ist allerdings ein noch offenes Forschungsgebiet, das weitere Ergebnisse erwarten lässt.

Die in dieser Arbeit erzielten Ergebnisse und Erkenntnisse entstanden im Rahmen der Zusammenarbeit innerhalb des Verbundprojekts TOOLNet des BMBF, Berlin, [15–17].

Anhang A

Parameter und Herleitungen

A.1 Systemparameter

Das Festlegen von optimalen Systemparametern, mit welchen ein Übertragungssystem bei gegebenem Übertragungskanal die maximale Datenrate sowie die minimale Bitfehlerwahrscheinlichkeit erreicht und dabei den benötigten Implementierungsaufwand möglichst gering hält, ist eine komplexe Aufgabe. Das betrachtete Feldbusssystem wurde in früheren Arbeiten entwickelt und die Systemparameter optimiert. Die für die vorliegende Arbeit relevanten Werte wurden [8, 18, 24] entnommen und sind in der Tabelle A.1 zusammengefasst.

Tabelle A.1: Bezeichnungen und Standardwerte der für diese Arbeit relevanten Systemparameter

Bezeichnung	Beschreibung	Wert
N_{DMT}	Anzahl an DMT-Unterträgern, Halbe DMT-Symbollänge bzw. halbe DFT-Größe	128
k_{min}	Untester zur Datenübertragung verwendeter Unterträger	17
k_{max}	Oberster zur Datenübertragung verwendeter Unterträger	112
N_{Sym}	Anzahl an DMT-Symbolen pro Downlink- oder Uplink-Teilrahmen, einschließlich Referenzsymbol	20
N_{GI}	Länge des Schutzintervalls in DAC-Abtastwerten	99
$N_{\text{A,TS}}$	Länge der Trainingssequenz in DAC-Abtastwerten	160
$N_{\text{A,F}}$	Anzahl an DAC-Abtastwerten pro Übertragungsrahmen	15000
f_{ADC}	Taktfrequenz des DAC	$104/7$ MHz

A.2 Erhöhung des Signal-Rausch-Verhältnisses durch die Abtastratenwandlung

Ausgehend von Definitionen im Abschnitt 4.2.1 wird angenommen, dass das DMT-Signal auf der Leitung $\tilde{y}(t)$ mit der Grenzfrequenz $f_{\text{DAC}}/2$ bandbegrenzt ist. Es enthält das Nutzsignal mit der mittleren Leistung σ_{S}^2 sowie das Kanalrauschen mit der mittleren Leistung σ_{R}^2 , gemessen im Frequenzbereich $|f| < f_{\text{DAC}}/2$. Die Abtastung von $\tilde{y}(t)$ mit der Abtastrate $f_{\text{ADC}} \geq f_{\text{DAC}}$ ändert nichts an diesen Leistungswerten, fügt aber das Quantisierungs- und Begrenzungsrauschen hinzu. Dieses Rauschen ist zwar nicht bandbegrenzt, die Abtastung führt jedoch dazu, dass seine Spektralanteile aus dem Frequenzbereich $|f| > f_{\text{ADC}}/2$ in den Bereich $|f| < f_{\text{ADC}}/2$ überlagert werden, sodass im Frequenzbereich $|f| < f_{\text{ADC}}/2$ die Rauschleistung σ_{q}^2 , gemessen werden kann. Beträgt die Abtastrate $f_{\text{ADC}} = f_{\text{DAC}}$, ist keine Abtastratenwandlung notwendig und es gilt für das SNR, welches nur innerhalb der Signalbandbreite sinnvoll definiert werden kann:

$$\gamma_{\text{G}} = \frac{\sigma_{\text{S}}^2}{\sigma_{\text{R}}^2 + \sigma_{\text{q}}^2}. \quad (\text{A.1})$$

Ist aber, wie meistens im Fall der Aufzeichnung mit einem DSO, $f_{\text{ADC}} > f_{\text{DAC}}$, muss für die sinnvolle Verarbeitung des DMT-Signals eine Abtastratenwandlung nach Bild 4.6 erfolgen. Die Aufwärtstastung erhöht die Abtastrate auf $L \cdot f_{\text{ADC}} = M \cdot f_{\text{DAC}}$. Da die mittlere Gesamtleistung unverändert bleibt, verringert sich nach der Aufwärtstastung die mittlere Leistung des Signals und des Rauschens um den Faktor L :

$$\sigma_{\text{S,up}}^2 = \frac{\sigma_{\text{S}}^2}{L}, \quad (\text{A.2})$$

$$\sigma_{\text{R,up}}^2 = \frac{\sigma_{\text{R}}^2}{L}, \quad \sigma_{\text{q,up}}^2 = \frac{\sigma_{\text{q}}^2}{L}. \quad (\text{A.3})$$

Die darauf folgende Tiefpassfilterung begrenzt die Bandbreite um den Faktor M auf den Wert $f_{\text{DAC}}/2$. Die Verstärkung nach dem Filter erhöht die Leistung auf das L^2 -fache. Da $f_{\text{ADC}} > f_{\text{DAC}}$ bzw. $M > L$ gilt und das Signal mit dem Kanalrauschen bereits vor der Aufzeichnung mit $f_{\text{DAC}}/2$ bandbegrenzt war, verringern sich ihre mittlere Leistung hierdurch nur um den Faktor L auf

$$\sigma_{\text{S,int}}^2 = L^2 \cdot \frac{\sigma_{\text{S}}^2}{L^2} = \sigma_{\text{S}}^2, \quad \sigma_{\text{R,int}}^2 = L^2 \cdot \frac{\sigma_{\text{R}}^2}{L^2} = \sigma_{\text{R}}^2. \quad (\text{A.4})$$

Das Quantisierungsrauschen mit der Grenzfrequenz $f_{\text{ADC}}/2$ dagegen erfährt die höhere Minderung der mittleren Leistung

$$\sigma_{q,\text{int}}^2 = L^2 \cdot \frac{\sigma_q^2}{L \cdot M}. \quad (\text{A.5})$$

Da das Signal und alle Rauschanteile immer zusammen verarbeitet werden, hat das Anwenden oder Weglassen der Verstärkung nach dem Filter keinen Einfluss auf das SNR. In der Literatur wird bei der Beschreibung der Interpolation jedoch oft eine Verstärkung des Signals um den Faktor L empfohlen [34], damit $\sigma_{S,\text{int}}^2 = \sigma_S^2$ gilt. In diesem Fall sieht man an den Gleichungen (A.4) und (A.5), dass die Leistung des Signals und des Kanalrauschens durch die Interpolation unverändert bleiben und dass die Leistung des Quantisierungsrauschens um den Faktor $K = M/L > 1$ verringert wird:

$$\sigma_{q,K}^2 = \sigma_q^2 \cdot \frac{L}{M} = \frac{\sigma_q^2}{K} \quad (\text{A.6})$$

Ist das Aliasing durch die Filterung ausgeschlossen worden, ändern sich die Leistungen nicht durch die darauf folgende Abwärtstastung um den Faktor M . Somit beträgt das SNR nach der Abtastratenwandlung

$$\gamma_{G,K} = \frac{\sigma_{S,\text{int}}^2}{\sigma_{R,\text{int}}^2 + \sigma_{q,\text{int}}^2} = \frac{\sigma_S^2}{\sigma_R^2 + \sigma_q^2/K}. \quad (\text{A.7})$$

A.3 Auswertungskriterium zur Unterdrückung der Spiegelspektren

Es werden die Abtastung und die Abtastratenwandlung eines analogen Signals $\tilde{y}(t)$ betrachtet, wie es zum Beispiel bei der Aufzeichnung des Signalverlaufs auf der Feldbus-Leitung mit einem DSO der Fall ist. Die im Folgenden vorgestellten Zusammenhänge zwischen den verschiedenen Abtastraten werden im Bild A.1 im Zeitbereich und im Bild A.2 im Frequenzbereich veranschaulicht.

Die Abtastung des analogen Signals $\tilde{y}(t)$, welches die Fourier-Transformierte $\tilde{Y}(j\Omega)$ mit der Kreisfrequenz $\Omega = 2\pi f$ besitzt, mit der ADC-Abtastrate des DSO liefert die Abtastwerte y_l (rote Kreuze im Bild A.1 oben):

$$y_l = \tilde{y}(t) \Big|_{t=\frac{l}{f_{\text{ADC}}}} \quad (\text{A.8})$$

Die zeitdiskrete Fourier-Transformation (DTFT) der Sequenz y_l liefert z.B. nach [34] mit $\omega_{\text{ADC}} = \frac{2\pi f}{f_{\text{ADC}}} = \frac{\Omega}{f_{\text{ADC}}}$ das in (A.9) angegebene Spektrum $Y(e^{j\omega_{\text{ADC}}})$.

$$Y(e^{j\omega_{\text{ADC}}}) = f_{\text{ADC}} \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} \tilde{Y}(j\Omega) \Big|_{\Omega=(\omega_{\text{ADC}}-2\pi\mu) \cdot f_{\text{ADC}}} \quad (\text{A.9})$$

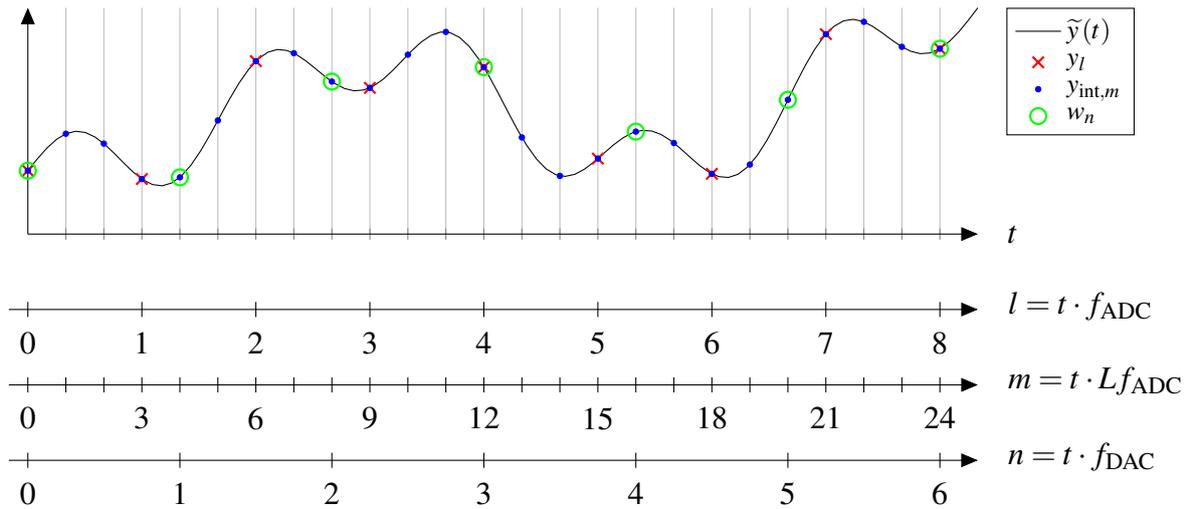


Bild A.1: Prinzipdarstellung der Abtastung eines Signals $\tilde{y}(t)$ und der Abtastratenwandlung im Zeitbereich mithilfe der unterschiedlich skalierten Zeitachsen. Für die Abtastratenwandlung gelten beispielhaft die Faktoren $L = 3$ und $M = 4$.

Da bei der A/D-Umsetzung das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem [51] eingehalten wird, ist $\tilde{Y}(j\Omega) = 0$ für $|\Omega| \geq 2\pi f_{\text{DAC}}/2$ und mit $f_{\text{ADC}} > f_{\text{DAC}}$ folglich auch für $|\Omega| \geq 2\pi f_{\text{ADC}}/2$, wie entlang der Frequenzachse f im Bild A.2 angedeutet. Somit überlappen sich die überlagerten Teilspektren in (A.9) *nicht* und das mit der Periode 2π in ω_{ADC} periodische Spektrum $Y(e^{j\omega_{\text{ADC}}})$ ist:

$$Y(e^{j\omega_{\text{ADC}}}) \Big|_{2\pi\mu - \pi < \omega_{\text{ADC}} < 2\pi\mu + \pi} = f_{\text{ADC}} \cdot \tilde{Y}(j\Omega) \Big|_{\Omega = \omega_{\text{ADC}} \cdot f_{\text{ADC}} - 2\pi\mu f_{\text{ADC}}}, \mu \in \mathbb{Z} \quad (\text{A.10})$$

Die relative Lage der Spektralanteile von $Y(e^{j\omega_{\text{ADC}}})$ ist in Bild A.2 entlang der Achse ω_{ADC} dargestellt. Die Überabtastung ($f_{\text{ADC}} > f_{\text{DAC}}$) erkennt man daran, dass die roten Streifen die Bereiche $\mu \cdot 2\pi - \pi < \omega_{\text{ADC}} < \mu \cdot 2\pi + \pi$, $\mu \in \mathbb{Z}$ nicht vollständig ausfüllen.

Die Aufwärtstastung um den Faktor L fügt in das Signal y_l entsprechend Gleichung (4.5) $(L - 1)$ Nullen zwischen zwei benachbarten Abtastwerten ein. Daher ändert sich das Spektrum $Y(e^{j\omega_{\text{ADC}}})$ nicht. Für die Abtastwerte mit den Indizes $m = L \cdot l$ gilt dann

$$y_{\text{up},m} = \tilde{y}(t) \Big|_{t = \frac{m}{Lf_{\text{ADC}}}} \quad (\text{A.11})$$

und es lässt sich nach [60] für das Spektrum des aufwärtsgetasteten Signals $y_{\text{up},m}$ eine neue Frequenzvariable $\omega_{\text{up}} = 2\pi f / Lf_{\text{ADC}}$ einführen, welche aus einer Stauchung der Frequenzachse ω_{ADC} entsteht. Das Spektrum $Y_{\text{up}}(e^{j\omega_{\text{up}}})$ ist mit der Periode $2\pi/L$ periodisch in ω_{up} :

$$\omega_{\text{up}} = \frac{\omega_{\text{ADC}}}{L} = \frac{2\pi f}{Lf_{\text{ADC}}}, \text{ und } Y_{\text{up}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) = Y(e^{j\omega_{\text{ADC}}}) \Big|_{\omega_{\text{ADC}} = L\omega_{\text{up}}} \quad (\text{A.12})$$

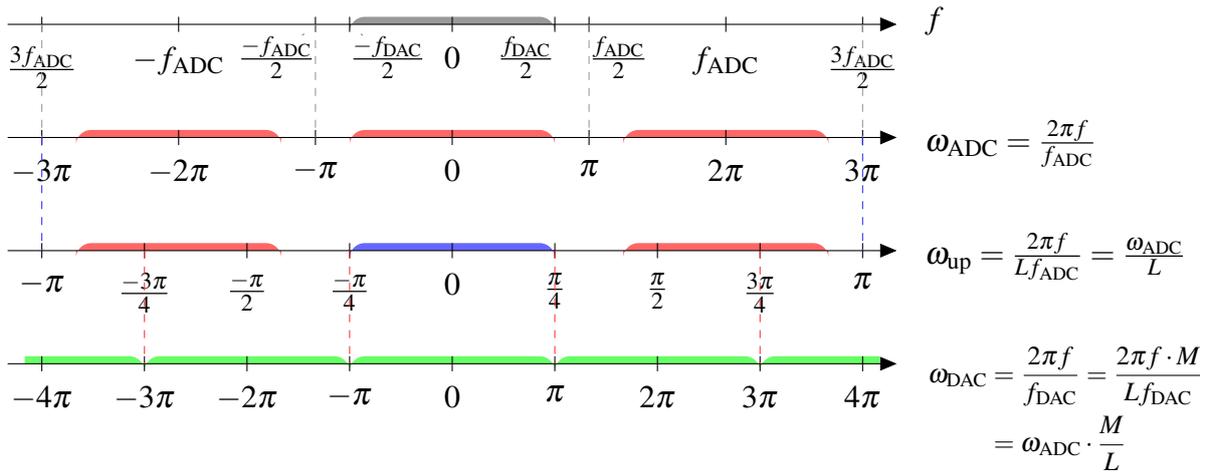


Bild A.2: Prinzipdarstellung der Abtastung eines Signals $\tilde{y}(t)$ und der Abtastratenwandlung im Frequenzbereich mithilfe der unterschiedlich skalierten Frequenzachsen. Für die Abtastratenwandlung gelten beispielhaft die Faktoren $L = 3$ und $M = 4$. Die farbigen Streifen entlang der Achsen deuten jene Frequenz-Intervalle an, in denen Signalanteile enthalten sind. Gestrichelte senkrechte Linien kennzeichnen die Periodizität der entsprechenden Spektren.

Die Skalierung der Frequenzachse ω_{up} und die unveränderte Lage der Spektralanteile sind in Bild A.2 entlang der Achse ω_{up} zu sehen. Für die nachfolgende Abwärtstastung ist es erforderlich, die mit roten Streifen markierten Spektralanteile möglichst stark zu unterdrücken, damit im Intervall $-\pi < \omega_{\text{up}} < \pi$ nur die blau markierten Spektralanteile verbleiben.

Durch die Filterung des Signals $y_{\text{up},m}$ mit dem Filter $H_{\mathbf{b}}(e^{j\omega_{\text{up}}})$ entsteht das interpolierte Signal $y_{\text{int},m}$ (blaue Punkte im Signalverlauf in Bild A.1 und die zugehörigen Zeit-Indizes m) mit dem Spektrum nach Gleichung (A.13).

$$Y_{\text{int}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) = Y_{\text{up}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) \cdot H_{\mathbf{b}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) \quad (\text{A.13})$$

Um die nicht vollständig unterdrückten Spektralkomponenten in den mit roten Streifen markierten Intervallen entlang der Achse ω_{up} im Bild A.2 hinsichtlich ihrer Rauschleistung auszuwerten, werden im Folgenden $y_{\text{up},m}$ und $y_{\text{int},m}$ als stochastische Signale mit den frequenzkontinuierlichen Leistungsdichtespektren (LDS) $\Phi_{yy,\text{up}}(e^{j\omega_{\text{up}}})$ bzw. $\Phi_{yy,\text{int}}(e^{j\omega_{\text{up}}})$ betrachtet. Diese LDS hängen nach dem Wiener-Chintschin-Theorem [46] entsprechend Gleichung (A.14) miteinander zusammen.

$$\Phi_{yy,\text{int}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) = \Phi_{yy,\text{up}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) \cdot |H_{\mathbf{b}}(e^{j\omega_{\text{up}}})|^2 \quad (\text{A.14})$$

Die Abwärtstastung nach der Interpolation erfolgt durch das Verwerfen von $(M - 1)$ aus M aufeinanderfolgenden Abtastwerten:

$$w_n = y_{\text{int},m} \Big|_{m=n \cdot M} \quad (\text{A.15})$$

In Bild A.1 sind die Werte von w_n mit grünen Kreisen dargestellt. Wie man erkennt, approximiert w_n die Abtastung des Signals $\tilde{y}(t)$ an den Zeitpunkten

$$t = \frac{n}{f_{\text{DAC}}} = n \cdot M \cdot \frac{1}{L \cdot f_{\text{ADC}}}. \quad (\text{A.16})$$

Es lässt sich durch eine Streckung der Frequenzachse ω_{up} eine neue Frequenzvariable ω_{DAC} einführen

$$\omega_{\text{DAC}} = M \cdot \omega_{\text{up}} = \frac{M}{L} \cdot \omega_{\text{ADC}} = \frac{2\pi f}{L/M \cdot f_{\text{ADC}}} = \frac{2\pi f}{f_{\text{DAC}}}, \quad (\text{A.17})$$

mit welcher das Spektrum $W(e^{j\omega_{\text{DAC}}})$ des Signals w_n in Abhängigkeit des Spektrums $Y_{\text{int}}(e^{j\omega_{\text{up}}})$ angegeben werden kann:

$$W(e^{j\omega_{\text{DAC}}}) = \frac{1}{M} \sum_{\mu=0}^{M-1} Y_{\text{int}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) \Big|_{\omega_{\text{up}} = \frac{\omega_{\text{DMT}}}{M} - \frac{2\pi\mu}{M}} \quad (\text{A.18})$$

Gleichung (A.18) sagt aus, dass das Spektrum $W(e^{j\omega_{\text{DAC}}})$ im Frequenzbereich $|\omega_{\text{DAC}}| < \pi$ bzw. $|f| < f_{\text{DAC}}/2$ einer Überlagerung der Spektralanteile aus M Teilbändern des breiteren Bereichs $|\omega_{\text{up}}| < \pi$ entspricht. Die unterste Skizze im Bild A.2 zeigt die Lage der Spektralanteile in $W(e^{j\omega_{\text{DAC}}})$ bezogen auf die Frequenzachse ω_{DAC} .

Um nun die mittlere Leistung σ_{A}^2 der im Signal w_n enthaltenen unerwünschten Interferenz zu berechnen, welche durch das Aliasing während der Abwärtsstatung entsteht, wird das LDS von $y_{\text{int},m}$ über den Bereich $\pi/M < \omega_{\text{up}} < 2\pi - \pi/M$ integriert, was bildlich den rot markierten Bereichen entlang der Frequenzachse ω_{up} im Bild A.2 entspricht.

$$\sigma_{\text{A}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/M}^{2\pi-\pi/M} \Phi_{yy,\text{int}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) \quad (\text{A.19})$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/M}^{2\pi-\pi/M} \Phi_{yy,\text{up}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) \cdot |H_{\text{b}}(e^{j\omega_{\text{up}}})|^2 d\omega_{\text{up}} \quad (\text{A.20})$$

Zum Veranschaulichung sei angemerkt, dass für ein ideal interpoliertes Signal wegen des Zusammenhangs in Gleichung(A.21) $\sigma_{\text{A}}^2 = 0$ gilt.

$$\Phi_{yy,\text{int}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) = 0 \text{ für } \pi/M < \omega_{\text{up}} < 2\pi - \pi/M \quad (\text{A.21})$$

Wird nun angenommen, dass lediglich das mit $|f| < f_{\text{DAC}}/2$ bandbegrenzte DMT-Signal $\tilde{y}(t)$ zu den Spiegelspektren beiträgt, so ist $Y_{\text{up}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) \neq 0$ und entsprechend $\Phi_{yy,\text{up}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) \neq 0$ nur in den Intervallen $2\pi(\frac{\mu}{L} - \frac{1}{2M}) < \omega_{\text{up}} < 2\pi(\frac{\mu}{L} + \frac{1}{2M})$, $\mu \in \mathbb{Z}$. Mit dieser Annahme lässt sich das Integral in Gleichung (A.19) als eine Summe von Teil-Integralen darstellen:

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{A}}^2 &= \sum_{\mu=1}^{L-1} \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi(\frac{\mu}{L} - \frac{1}{2M})}^{2\pi(\frac{\mu}{L} + \frac{1}{2M})} \Phi_{yy,\text{up}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) \cdot |H_{\mathbf{b}}(e^{j\omega_{\text{up}}})|^2 d\omega_{\text{up}} \\ &= \sum_{\mu=1}^{L-1} \sigma_{\text{A},\mu}^2 \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

Um nur den Einfluss des Aliasing gesondert von sonstigen Effekten zu betrachten, wird außerdem angenommen, dass das DMT-Signal keine Verzerrung durch den Kanal erfährt:

$$\Phi_{yy,\text{up}}(e^{j\omega_{\text{up}}}) = \sigma_{\text{S}}^2 \quad \text{für} \quad 2\pi\left(\frac{\mu}{L} - \frac{1}{2M}\right) < \omega_{\text{up}} < 2\pi\left(\frac{\mu}{L} + \frac{1}{2M}\right), \quad \mu \in \mathbb{Z} \quad (\text{A.23})$$

Da für die Berechnung des SNR eine Normierung mit σ_{S}^2 vorgenommen wird, kann hier vereinfachend, jedoch ohne Beschränkung der Allgemeinheit, $\sigma_{\text{S}}^2 = 1$ angenommen werden und es folgt für $\sigma_{\text{A},\mu}^2$ in (A.22):

$$\sigma_{\text{A},\mu}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi(\frac{\mu}{L} - \frac{1}{2M})}^{2\pi(\frac{\mu}{L} + \frac{1}{2M})} |H_{\mathbf{b}}(e^{j\omega_{\text{up}}})|^2 d\omega_{\text{up}} \quad (\text{A.24})$$

Mit reellwertigen Filterkoeffizienten ist das Betragsquadrat der Filter-Übertragungsfunktion symmetrisch zu $\omega_{\text{up}} = \nu\pi$, $\nu \in \mathbb{Z}$:

$$\sigma_{\text{A},\mu}^2 = \sigma_{\text{A},L-\mu}^2 \quad (\text{A.25})$$

Insgesamt werden in Gleichung (A.22) $L-1$ Terme ausgewertet. Ist L ungerade, so sind jeweils genau $\frac{L-1}{2}$ der Terme unterhalb und oberhalb von $\omega_{\text{up}} = \pi$ und es reicht aufgrund der Symmetrie, nur eine Hälfte der Terme aufzusummieren und das Ergebnis zu verdoppeln (vgl. Bild 4.10b oder 4.10c):

$$\frac{L-1}{2} \in \mathbb{Z} \Rightarrow \sigma_A^2 = 2 \sum_{\mu=1}^{\frac{L-1}{2}} \sigma_{A,\mu}^2 \quad (\text{A.26})$$

Ist andererseits L gerade, so liegt das Teilspektrum mit dem Index $\mu = \frac{L}{2}$ symmetrisch zu $\omega_{\text{up}} = \pi$ und $\sigma_{A,L/2}^2$ ist nur einmal in der Summe zu berücksichtigen (vgl. Bild 4.10a):

$$\frac{L}{2} \in \mathbb{Z} \Rightarrow \sigma_A^2 = 2 \sum_{\mu=1}^{\frac{L}{2}-1} \sigma_{A,\mu}^2 + \sigma_{A,\frac{L}{2}}^2 \quad (\text{A.27})$$

Für die numerische Auswertung von (A.24) wird σ_A^2 durch die im Frequenzbereich abgetastete Übertragungsfunktion $H_{\mathbf{b},k}$ bestimmt, welche der N_H -Punkt-DFT des Koeffizientenvektors entspricht. So lassen sich die Teilintegrale $\sigma_{A,\mu}^2$ durch Summenterme annähern:

$$\sigma_{A,\mu}^2 \approx \frac{1}{N_H} \cdot \sum_{k \in \mathcal{K}_\mu} |H_{\mathbf{b},k}|^2 \quad (\text{A.28})$$

Hierbei werden die Frequenz-Indizes aus den Mengen \mathcal{K}_μ ausgewertet, welche den Integrationsgrenzen in Gleichung (A.24) entsprechen:

$$\mathcal{K}_\mu = \left\{ k \in \mathbb{Z} \mid N_H \left(\frac{\mu}{L} - \frac{1}{2M} \right) < k < N_H \left(\frac{\mu}{L} + \frac{1}{2M} \right) \right\} \quad (\text{A.29})$$

A.4 Varianz der Schätzung SFO-bedingter Phasendrehung im Downlink

Für die Herleitung wird angenommen, dass Symbole $X_{k,s,v}$ mit $|X_{k,s,v}| = 1$ auf dem Unterträger k im DMT-Symbol s des Übertragungsrahmens v gesendet werden. Die Phasenlage der Symbole wird mit Gleichung (A.30) beschrieben.

$$X_{k,s,v} \in \left\{ e^{j\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{2} \cdot \mu_{k,s,v}\right)} \mid \mu_{k,s,v} \in \{0, 1, 2, 3\} \right\} \quad (\text{A.30})$$

Sie werden über einen Kanal mit der frequenzdiskreten Übertragungsfunktion nach Gleichung (A.31) übertragen.

$$H_k = |H_k| \cdot e^{j\phi_k^H} \quad (\text{A.31})$$

Da die Schätzung des SFO anhand der Symbolphasen geschieht, wird dessen Wirkung mit der Phasendrehung $\varphi_{k,s,v}^{\text{SFO}}$ beschrieben:

$$\varphi_{k,s,v}^{\text{SFO}} = \frac{\zeta \pi k}{N_{\text{DMT}}} \cdot (vN_{\text{A,F}} + N_{\text{A,TS}} + N_{\text{GI}} + s \cdot (2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}})). \quad (\text{A.32})$$

Die SFO-bedingte ICI wird zusammen mit dem wirksamen Rauschen aller anderen Rauschquellen als ein mittelwertfreier Phasenrauschterm $w_{k,s,v}^{\varphi} \left(\sigma_{\varphi,k}^2 \right)$ mit der frequenzabhängigen Rauschleistung $\sigma_{\varphi,k}^2$ berücksichtigt.

Somit beobachtet der Empfänger nach der DFT das Symbol $W_{k,s,v}$:

$$W_{k,s,v} = e^{j\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{2} \cdot \mu_{k,s,v}\right)} \cdot |H_k| \cdot e^{j\varphi_k^H} \cdot e^{j\varphi_{k,s,v}^{\text{SFO}}} \cdot e^{jw_{k,s,v}^{\varphi} \left(\sigma_{\varphi,k}^2 \right)} \quad (\text{A.33})$$

Die einzelnen Realisierungen des Phasenrauschens können unabhängig voneinander angenommen werden. Wird nun z.B. für die differenzielle Demodulation die Differenz der Phasenwerten zweier Symbole W_{k,s_1,v_1} und W_{k,s_2,v_2} mit $s_1 \neq s_2$ und/oder $v_1 \neq v_2$ gebildet, so werden auch die Rauschwerte subtrahiert. Da die Varianz der Summe zweier unabhängigen Zufallsvariablen der Summe der jeweiligen Einzelvarianzen entspricht [78] und die Phasenrauschterme in W_{k,s_1,v_1} und W_{k,s_2,v_2} die gleiche Varianz besitzen, weist die Phasendifferenz von W_{k,s_1,v_1} und W_{k,s_2,v_2} die Varianz bzw. die doppelte Rauschleistung $2\sigma_{\varphi,k}^2$ auf, was im Folgenden mit der Notation der Rauschterme $w_{k,s,v}^{\Delta\varphi} \left(2\sigma_{\varphi,k}^2 \right)$ berücksichtigt wird.

Symbolbasierte SFO-Schätzung mithilfe differenzieller Demodulation

Die in [18] vorgeschlagene Methode der symbolweisen SFO-Schätzung basiert auf der Auswertung des Ergebnisses der differenziellen Demodulation:

$$d_{k,s,v} = \frac{W_{k,s,v}}{W_{k,s-1,v}} = e^{j\frac{\pi}{2}(\mu_{k,s,v} - \mu_{k,s-1,v})} \cdot e^{j\left(\frac{\zeta \pi k}{N_{\text{DMT}}}(2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}}) + w_{k,s,v}^{\Delta\varphi} \left(2\sigma_{\varphi,k}^2 \right)\right)} \quad (\text{A.34})$$

Diese Werte werden einem Entscheider bzw. Demapper zugeführt. Unter Annahme, dass damit eine fehlerfreie Entscheidung zum wahrscheinlich gesendeten Symbol möglich ist, kann eine Phasendifferenz zum entschiedenen DQPSK-Symbol $\hat{d}_{k,s,v}$ gebildet werden, in welcher die gesendeten Daten $\mu_{k,s,v}$ nicht mehr enthalten sind:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{k,s,v}^{\text{Sym}} &= \arg \{ d_{k,s,v} \} - \arg \{ \hat{d}_{k,s,v} \} \\ &= \frac{\zeta \pi k}{N_{\text{DMT}}} (2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}}) + w_{k,s,v}^{\Delta\varphi} \left(2\sigma_{\varphi,k}^2 \right) \end{aligned} \quad (\text{A.35})$$

Diese Phasendifferenz weist eine rauschbedingte Varianz von $2\sigma_{\varphi,k}^2$ um den SFO-abhängigen Erwartungswert auf:

$$\mathbb{E} \left[\Delta\varphi_{k,s,v}^{\text{Sym}} \right] = \frac{\zeta \pi k}{N_{\text{DMT}}} (2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}}) \quad (\text{A.36})$$

$$\text{Var} \left[\Delta\varphi_{k,s,v}^{\text{Sym}} \right] = \text{Var} \left[w_{k,s,v}^{\Delta\varphi} \left(2\sigma_{\varphi,k}^2 \right) \right] = 2\sigma_{\varphi,k}^2 \quad (\text{A.37})$$

Das Umstellen der Gleichung (A.35) liefert eine Schätzung für ζ :

$$\widehat{\zeta} \Big|_{k,s,v} = \frac{\Delta\varphi_{k,s,v}^{\text{Sym}}}{k\pi} \cdot \frac{N_{\text{DMT}}}{2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}}} - w_{k,s,v}^{\Delta\varphi} \left(2\sigma_{\varphi,k}^2 \right) \cdot \frac{N_{\text{DMT}}}{(2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}}) k\pi} \quad (\text{A.38})$$

Die Werte von $\widehat{\zeta} \Big|_{k,s,v}$ für verschiedene Werte von s und v können als verrauschte Stichproben der Zufallsvariable \widehat{Z} aufgefasst werden. Der Erwartungswert von \widehat{Z} entspricht mit (A.35) dem zu schätzenden Wert von ζ :

$$\mathbb{E} \left[\widehat{Z} \right] = \mathbb{E} \left[\Delta\varphi_{k,s,v}^{\text{Sym}} \right] \cdot \frac{1}{k\pi} \cdot \frac{N_{\text{DMT}}}{2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}}} = \zeta. \quad (\text{A.39})$$

Die Varianz von \widehat{Z} ist die Varianz des in (A.38) skalierten Phasenrauschens:

$$\text{Var} \left[\widehat{Z} \right] = \sigma_{\text{Sym},\zeta,k}^2 = 2\sigma_{\varphi,k}^2 \cdot \left(\frac{N_{\text{DMT}}}{(2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}}) k\pi} \right)^2. \quad (\text{A.40})$$

Man kann die Zuverlässigkeit der Schätzung erhöhen, indem man einen Mittelwert der Phasendifferenzen oder der daraus ermittelten Frequenzabweichungen bildet:

$$\widehat{\zeta}_k = \frac{1}{(N_{\text{Sym}} - 1) \cdot N_{\text{F}}} \sum_{v=0}^{N_{\text{F}}-1} \sum_{s=1}^{N_{\text{Sym}}-1} \widehat{\zeta} \Big|_{k,s,v} \quad (\text{A.41})$$

Diese Methode der symbolbasierten entscheidungsgestützten Schätzung ist durch ihre einfache Implementierbarkeit in einer digitalen Schaltung als die Methode der Wahl für den Einsatz in einem Slave zu sehen, wie es in [18] mit $N_{\text{F}} = 1$ vorgeschlagen wird.

Durch die Mittelwertbildung in (A.41) sinkt die Varianz der Schätzwerte:

$$\sigma_{\text{Sym},\bar{\zeta},k}^2 = \frac{1}{(N_{\text{Sym}} - 1) \cdot N_{\text{F}}} \cdot \sigma_{\text{Sym},\zeta,k}^2 = 2\sigma_{\varphi,k}^2 \cdot \left(\frac{N_{\text{DMT}}}{(2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}}) k\pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{(N_{\text{Sym}} - 1) \cdot N_{\text{F}}} \quad (\text{A.42})$$

Da der zu schätzende Wert von ζ nicht frequenzabhängig ist, lässt sich die Schätzgenauigkeit durch Mittelwertbildung über alle untersuchten DMT-Unterträger weiter verbessern:

$$\widehat{\zeta} = \frac{1}{k_{\max} - k_{\min} + 1} \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\max}} \widehat{\zeta}_k \quad (\text{A.43})$$

Da allerdings aufgrund des frequenzselektiven Kanals das Phasenrauschen der empfangenen QPSK-Symbole nicht weiß ist, ist dessen Varianz $\sigma_{\varphi,k}^2$ im Allgemeinen von der Frequenz abhängig. Daher lässt sich der Einfluss der Mittelwertbildung in (A.43) auf die Varianz der Schätzwerte nicht durch einen konstanten Faktor ausdrücken und die Frequenzabhängigkeit von $\widehat{\zeta}_k$ in (A.41) bzw. von $\sigma_{\text{Sym},\bar{\zeta},k}^2$ in (A.42) wird für nachfolgende Herleitungen beibehalten.

Wie [18] vorschlägt, kann die Größe $\Delta\varphi_{\text{Sym}}^{k,s,v}$ aus Gleichung (A.35) zur Schätzung des SNR herangezogen werden. Aus dortigen Herleitungen folgt, dass das am Entscheider wirksame Gesamt-SNR γ_G insbesondere für hohe Werte von γ_G der Beziehung in Gleichung (A.44) folgt.

$$\widehat{\gamma}_G|_k = 2 \left(\mathbb{E} \left[\left(\Delta\varphi_{\text{Sym}}^{k,s,v} \right)^2 \right] \right)^{-1} \quad (\text{A.44})$$

Setzt man Gleichung (A.35) mit $\zeta = 0$ in Gleichung (A.44) ein, so ist das SNR ohne den Einfluss des SFO

$$\widehat{\gamma}_G|_k = \frac{1}{\sigma_{\varphi,k}^2} \quad (\text{A.45})$$

Geht man davon aus, dass die Erwartungswerte der beiden Schätzer $\widehat{\zeta}_k$ bzw. $\widehat{\gamma}_G|_k$ den jeweils zu schätzenden Werten ζ des SFO (konstant in k) bzw. $\gamma_G|_k$ des SNR entsprechen, lässt sich die Varianz aus (A.42) bzw. die Standardabweichung mit dem Erwartungswert normieren, sodass zusammen mit Gleichung (A.45) die im Folgenden mit ψ bezeichnete relative Standardabweichung als Funktion des SNR angegeben werden kann:

$$\psi_{\text{Sym},\bar{\zeta},k} = \frac{\sigma_{\text{Sym},\bar{\zeta},k}}{|\zeta|} = \frac{N_{\text{DMT}}}{|\zeta| \cdot k\pi \cdot (2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}})} \cdot \sqrt{\frac{2}{\gamma_G|_k \cdot (N_{\text{Sym}} - 1) \cdot N_{\text{F}}}} \quad (\text{A.46})$$

Es ergibt sich mit Parametern aus dem Anhang A.1

$$\psi_{\text{Sym},\bar{\zeta},k}|_{\text{dB}} \approx -28,58 \text{ dB} - \gamma_G|_{k,\text{dB}} - 10 \log_{10} N_{\text{F}} - 20 \log_{10} (|\zeta| \cdot k) \quad (\text{A.47})$$

Da der Wertebereich von $|\zeta|$ mit $|\zeta| < 10^{-4}$ deutlich unter dem von k liegt, lässt sich der letzte Term in (A.47) für eine einfachere Handhabung umformulieren, wenn ζ in parts per million (ppm) ausgedrückt wird:

$$\zeta_{\text{ppm}} = \frac{\zeta}{10^{-6}} \quad (\text{A.48})$$

$$20 \log_{10} (|\zeta| \cdot k) = 20 \log_{10} (|\zeta_{\text{ppm}}| \cdot 10^{-6} \cdot k) = 20 \log_{10} (|\zeta_{\text{ppm}}| \cdot k) - 120 \quad (\text{A.49})$$

$$\psi_{\text{Sym}, \bar{\zeta}, k} \Big|_{\text{dB}} \approx 91,42 \text{ dB} - \gamma_{\text{G}}|_{k, \text{dB}} - 10 \log_{10} N_{\text{F}} - 20 \log_{10} (|\zeta_{\text{ppm}}| \cdot k) \quad (\text{A.50})$$

Die Gleichung (A.50) liefert Aufschluss darüber, welche Größen die Genauigkeit der Schätzung beeinflussen. Eine Schätzung des SFO ist umso genauer, je niedriger der Wert von $\psi_{\text{Sym}, \bar{\zeta}, k} \Big|_{\text{dB}}$ ist. Offensichtlich hängt die Schätzgenauigkeit vom SNR des DMT-Signals sowie von der Anzahl N_{F} der aufgezeichneten und für die Schätzung verwendeten Übertragungsrahmen ab. Die Auswertung bei höheren Unterträgern ist außerdem tendenziell zuverlässiger, wobei hier zu beachten ist, dass aufgrund der Tiefpasscharakteristik des Kanals $\gamma_{\text{G}}|_k$ zu höheren Frequenzen hin abnehmen kann.

Im Folgenden wird durch den Vergleich der jeweiligen Werte von ψ die symbolbasierte entscheidungsgestützte Schätzmethode mit der rahmenbasierten SFO-Schätzung verglichen.

Rahmenbasierte SFO-Schätzung

Ähnlich wie in der symbolbasierten Schätzung wird ein komplexes Symbol gebildet, welches die SFO-bedingte Phasendifferenz zweier QPSK-Symbole enthält, allerdings befinden sich nun die beiden beteiligten Symbole in benachbarten Übertragungsrahmen:

$$Q_{k,s,v} = (W_{k,s,v}^*)^4 \cdot (W_{k,s,v+1})^4. \quad (\text{A.51})$$

Damit ist die Phasendifferenz

$$\Delta \varphi_{k,s,v}^{\text{F}} = \frac{1}{4} \arg \{ Q_{k,s,v} \} = \left(\frac{\zeta k \pi}{N_{\text{DMT}}} \cdot N_{\text{A,F}} + w_{k,s,v}^{\varphi} \left(2\sigma_{\varphi,k}^2 \right) \right) \text{ mod } \pi/4 \quad (\text{A.52})$$

und der SFO, der daraus abgeleitet werden kann:

$$\hat{\zeta} \Big|_{k,s,v} = \frac{\Delta \varphi_{k,s,v}^{\text{F}}}{k\pi} \cdot \frac{N_{\text{DMT}}}{N_{\text{A,F}}} - w_{k,s,v}^{\varphi} \left(2\sigma_{\varphi,k}^2 \right) \cdot \frac{N_{\text{DMT}}}{N_{\text{A,F}} \cdot k\pi}. \quad (\text{A.53})$$

Unter der Annahme, dass die Varianz des Phasenrauschens sich über mehrere Übertragungsrahmen hinweg nicht ändert, ist die Varianz der Phasendifferenz in Gleichung (A.52) gleich wie in Gleichung

(A.35), sodass die Varianz der SFO-Schätzung nach der Mittelung über alle Symbole und alle aufgezzeichneten Rahmen nach Gleichung (A.54) angegeben werden kann.

$$\sigma_{F,\bar{\zeta},k}^2 = 2\sigma_{\phi,k}^2 \cdot \left(\frac{N_{\text{DMT}}}{N_{A,F} \cdot k\pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{N_{\text{Sym}} \cdot (N_F - 1)} \quad (\text{A.54})$$

Die Normierung der Standardabweichung liefert analog zu Gleichung (A.46)

$$\psi_{F,\bar{\zeta},k} = \frac{\sigma_{F,\bar{\zeta},k}}{|\zeta|} = \frac{N_{\text{DMT}}}{|\zeta| \cdot k\pi \cdot N_{A,F}} \cdot \sqrt{\frac{2}{\gamma_{G|k} \cdot N_{\text{Sym}} \cdot (N_F - 1)}}. \quad (\text{A.55})$$

Mit eingesetzten Systemparametern und mit ζ ausgedrückt in ppm folgt im logarithmischen Maßstab

$$\psi_{F,\bar{\zeta},k} \Big|_{\text{dB}} \approx 58,68 \text{ dB} - \gamma_{G|k,\text{dB}} - 10 \log_{10}(N_F - 1) - 20 \log_{10}(|\zeta_{\text{ppm}}| k) \quad (\text{A.56})$$

Da $N_{A,F} > (2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}})$ ist, ist die rahmenbasierte Schätzung zuverlässiger als die Symbolbasierte. Der Gewinn an Genauigkeit der Schätzung liegt bei

$$\frac{\sigma_{\text{Sym},\bar{\zeta},k}}{\sigma_{F,\bar{\zeta},k}} \Big|_{\text{dB}} = \frac{\psi_{\text{Sym},\bar{\zeta},k}}{\psi_{F,\bar{\zeta},k}} \Big|_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{N_{A,F}}{2N_{\text{DMT}} + N_{\text{GI}}} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{N_{\text{Sym}} \cdot (N_F - 1)}{(N_{\text{Sym}} - 1) \cdot N_F} \right) \stackrel{N_F=2}{\approx} 29,73 \text{ dB}. \quad (\text{A.57})$$

Die Kosten für den Genauigkeitsgewinn liegen in einem erhöhten Speicherbedarf, weil für mindestens zwei Übertragungsrahmen für alle Unterträger die komplexen Symbole $W_{k,s,v}$ am Ausgang der DFT gespeichert werden müssen, was deutlich aufwendiger im Hinblick auf die Implementierbarkeit in Hardware ist. Einem Diagnoseprogramm, welches auf einem PC ausgeführt wird, steht ausreichend Arbeitsspeicher zur Verfügung, sodass die Rahmenbasierte SFO-Schätzung hier vorzuziehen ist.

Literaturverzeichnis

- [1] G. Schnell und B. Wiedemann, Hrsgg., *Bussysteme in der Automatisierungs- und Prozesstechnik: Grundlagen, Systeme und Anwendungen der industriellen Kommunikation*, 8. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2012.
- [2] W. Kriesel, T. Heimbold und D. Telschow, *Bustechnologien für die Automation: Vernetzung, Auswahl und Anwendung von Kommunikationssystemen*, 2. Aufl. Heidelberg: Hüthig, 2000.
- [3] *Industrielle Kommunikationsnetze – Profile Teil 3: Funktional sichere Übertragung bei Feldbussen – Allgemeine Regeln und Profilstellungen (IEC 61784-3:2010)*, Norm DIN EN 61 784-3 VDE 0803-500:2011-02 Teil 3, Feb. 2011.
- [4] H. Kagermann, W. Wahlster und J. Helbig, „Umsetzungsempfehlungen für das Zukunftsprojekt Industrie 4.0,“ Forschungsunion Wirtschaft – Wissenschaft, Deutsche Akademie der Technikwissenschaften e.V., Abschlussbericht des Arbeitskreises Industrie 4.0, Apr. 2013.
- [5] F. Mattern und C. Flörkemeier, „Vom Internet der Computer zum Internet der Dinge,“ *Informatik Spektrum*, Vol. 33, Nr. 2, S. 107–121, 2010. [Online]. Verfügbar: <https://doi.org/10.1007/s00287-010-0417-7>
- [6] D. Telschow, T. Rudloff und T. Heimbold, „Schlussbericht,“ Forschungs- und Transferzentrum (FTZ) Leipzig, Abschlussbericht, Projekt „Interdisziplinäre System-Infrastrukturen für die Gerätetechnik“ gefördert durch Bundesministerium für Wirtschaft und Technik (BMWi 16IN0670). Mai 2012.
- [7] H. Beikirch, K.-P. Kirchner, M. Voß, A. Fink, M. Bringel und J. Maxa, „Schlussbericht,“ Institut für Gerätesysteme und Schaltungstechnik, Universität Rostock, Abschlussbericht, Projekt „Interdisziplinäre System-Infrastrukturen für die Gerätetechnik“ gefördert durch Bundesministerium für Wirtschaft und Technik (BMWi 16IN0671). März 2012.
- [8] M. Breuninger, T. Handte, H. T. Hagmeyer und J. Speidel, „Schlussbericht,“ Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, Abschlussbericht, Projekt „Interdisziplinäre System-Infrastrukturen für die Gerätetechnik“ gefördert durch Bundesministerium für Wirtschaft und Technik (BMWi 16IN0672). Mai 2012.
- [9] *Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers*, Richtlinie ITU-T Recommendation G.992.1, Juni 1999.

- [10] *Asymmetric digital subscriber line 2 transceivers (ADSL2) – Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2plus)*, Richtlinie ITU-T Recommendation G.992.5, Jan. 2009.
- [11] *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*, EU Standard ETSI EN 300 744, Juni 2004.
- [12] *IEEE 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*, Standard IEEE Standard 802.11-2016, Dez. 2016.
- [13] *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE physical layer; General description*, Technische Spezifikation 3GPP TS 36.201 Release 14, März 2017.
- [14] S. Weinstein, „The history of orthogonal frequency-division multiplexing [History of Communications],” *Communications Magazine, IEEE*, Vol. 47, Nr. 11, S. 26–35, Nov. 2009.
- [15] D. Telschow, T. Rudloff und T. Heimbold, „Systemspezifikation, Prototypentwicklung, Test- und Prüfstrategien,” Hochschule für Technik, Wirtschaft und Kultur Leipzig, Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik, PAES, Abschlussbericht, Projekt „Netzintegration von Test- und Diagnose-Tools für die Innovative Mehr-Punkt-Kommunikation in der Industrie-Automation (TOOLNet)“ gefördert durch Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF 16M3199A). Mai 2016.
- [16] T. Handte, A. Knaub und J. Speidel, „Direkte Busankopplung für Test- und Diagnose-Tools – Faseroptische Systemschnittstelle,” Institut für Nachrichtenübertragung (INÜ), Universität Stuttgart, Abschlussbericht, Projekt „Netzintegration von Test- und Diagnose-Tools für die Innovative Mehr-Punkt-Kommunikation in der Industrie-Automation (TOOLNet)“ gefördert durch Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF 16M3199B). Mai 2016.
- [17] H. Beikirch, K.-P. Kirchner, M. Voß, A. Fink, J. Maxa und A. Neise, „Fehlertolerante intelligente MAC-Struktur und Wireless-Interfaces,” Institut für Gerätesysteme und Schaltungstechnik (IGS), Universität Rostock, Abschlussbericht, Projekt „Netzintegration von Test- und Diagnose-Tools für die Innovative Mehr-Punkt-Kommunikation in der Industrie-Automation (TOOLNet)“ gefördert durch Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF 16M3199C). Apr. 2016.
- [18] T. Handte, „Optimization of Multicarrier Data Transmission over Wireline and Optical Media for a Novel Industrial Fieldbus,” Dissertation, Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2015.
- [19] A. Fink, A. Neiser, C. Schröder, M. Voß und H. Beikirch, „Real Time Analysis of Radio Communication in Fading Environments,” in *Embedded World Conference 2014, Electronic Proceedings, Session 16, Wireless Technologies III*, 2014.

- [20] A. Neiser, K. P. Kirchner und H. Beikirch, „Observing of near field information to analyse a master-slave fieldbus,” in *2015 IEEE 8th International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications (IDAACS)*, Vol. 2, Sep. 2015, S. 761–766.
- [21] T. Rudloff, D. Telschow, P. Uschmann und T. Heimbold, „Analyzing Variants of Multiple Energy Extraction from a Prototypic Multi-flexible Bus System for Industrial Environment,” in *Lecture Notes in Engineering and Computer Science: Proceedings of The World Congress on Engineering and Computer Science*, Okt. 2016. [Online]. Verfügbar: http://www.iaeng.org/publication/WCECS2016/WCECS2016_pp1-7.pdf
- [22] J. Maxa, A. Fink und H. Beikirch, „Using the Android Platform for Embedded User Interface Development,” in *Embedded World Conference 2014, Electronic Proceedings, Session 15, Embedded GUI Development II*, 2014.
- [23] T. Handte, M. Breuninger, H. T. Hagemeyer und J. Speidel, „Physical layer of a novel broadband low-level fieldbus with discrete multitone,” in *9th IEEE International Workshop on Factory Communication Systems (WFCS), 2012*, Mai 2012, S. 173–176.
- [24] M. Breuninger, „A Generic Modulation Sublayer for Low Level Industrial Fieldbus Communication Systems,” Dissertation, Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2013.
- [25] M. Breuninger und J. Speidel, „Performance of combined error correction and error detection for very short block length codes,” in *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*, Mai 2012, S. 1209–1213.
- [26] W. Kriesel, Hrsg., *AS-Interface: das Aktuator-Sensor-Interface für die Automation*, 2. Aufl. München; Wien: Hanser, 1999.
- [27] K. P. Kirchner und C. Huschka, „Identifying nodes in a master-slave-fieldbus,” in *2013 IEEE 7th International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems (IDAACS)*, Vol. 01, Sep. 2013, S. 343–348.
- [28] *Information technology - Open Systems Interconnection - Basic Reference Model: The basic model*, Richtlinie ITU-T Recommendation X.200, Juli 1994. [Online]. Verfügbar: <http://www.itu.int/rec/T-REC-X.200-199407-I>
- [29] *Information technology - Open Systems Interconnection - Basic Reference Model: The basic model*, Standard ISO/IEC 7498-1, Nov. 1994. [Online]. Verfügbar: [http://standards.iso.org/ittf/PubliclyAvailableStandards/s020269_ISO_IEC_7498-1_1994\(E\).zip](http://standards.iso.org/ittf/PubliclyAvailableStandards/s020269_ISO_IEC_7498-1_1994(E).zip)
- [30] J. P. Thomesse, „Fieldbus Technology in Industrial Automation,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 93, Nr. 6, S. 1073–1101, Juni 2005.
- [31] R. Schur, S. Pfletschinger und J. Speidel, „DMT modulation,” in *Wiley encyclopedia of telecommunications*, J. G. Proakis, Hrsg. Hoboken, NJ: Wiley, 2003, S. 736–748.

- [32] R. van Nee und R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*. Boston: Artech House, 2000.
- [33] J. W. Cooley und J. W. Tukey, „An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series,” *Mathematics of Computation*, Vol. 19, Nr. 90, S. 297–301, 1965. [Online]. Verfügbar: <http://www.jstor.org/stable/2003354>
- [34] A. V. Oppenheimer, R. W. Schafer und J. R. Buck, *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*, 2. Aufl. München: Pearson Studium, 2004. [Online]. Verfügbar: <http://swbplus.bsz-bw.de/bsz112779301cov.htm>
- [35] LEONI Special Cables GmbH, „Technisches Datenblatt AS-Interface Kabel L45587-M21-B58,” Nov. 2013. [Online]. Verfügbar: <https://d6x6ojgyo5vhx.cloudfront.net/procat-faceless-is/assets/images/IS/pdf/L45587-M21-B58-EN.pdf>
- [36] B. O. Eitel, „Entwurf eines generischen Übertragungssystems für die Gebäudekommunikation,” Dissertation, Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2009. [Online]. Verfügbar: <http://d-nb.info/994782330/04>
- [37] J. Lin und A. Knaub, „Channel Characteristics of Transmission Lines,” Institute of Telecommunications, University of Stuttgart, Germany, Nov. 2015, Webdemo. [Online]. Verfügbar: http://webdemo.inue.uni-stuttgart.de/webdemos/03_theses/transmission_line/
- [38] P. Brendle, „Breitbandiger Rückkanal im Kabelfernsehtz für Multimedia-Anwendungen,” Dissertation, Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 1998. [Online]. Verfügbar: <http://www.gbv.de/dms/bs/toc/248510886.pdf>
- [39] J. Xinjie, „Untersuchung der Leitungsbeläge einer Zweidrahtleitung für ein digitales Übertragungssystem,” Studienarbeit, Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, März 2008.
- [40] T. Rudloff, A. Fink, M. Voß, D. Telschow, M. Flügge, K. Kirchner, T. Heimbold und H. Beikirch, „Emulation of a digital process-oriented real-time communication circuit,” in *11th IFAC Conference on Programmable Devices and Embedded Systems*, 2012, S. 311–315.
- [41] Future Technology Devices International Ltd, „FT2232D Dual USB to Serial UART/FIFO IC - Data Sheet,” Nov. 2011. [Online]. Verfügbar: http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT2232D.pdf
- [42] ICS Industrial Communication Solutions GmbH, „AS-iExpert - Das Diagnosegerät für AS-Interface Netze,” Okt. 2014. [Online]. Verfügbar: http://www.ics-gmbh.com/frontend/standard/popup_download.php?datei=3/338_0x0_TDAE001D03.pdf
- [43] Indu-Sol GmbH, „Qualitätstester PROFI-TM Professional,” Apr. 2016. [Online]. Verfügbar: https://www.indu-sol.com/fileadmin/user_upload/produkte/profibus/diagnosetools/profi-tm-professional/Indu-Sol_Qualitaetstester_PROFI-TM_Professional.pdf

-
- [44] —, „Dezentraler Datensammler ASi-INSpektor,” Apr. 2016. [Online]. Verfügbar: https://www.indu-sol.com/fileadmin/user_upload/produkte/asi/diagnosetools/asiinspektor/Indu-Sol_Dezentraler_Datensammler_ASi-INSpektor.pdf
- [45] K. P. Kirchner, A. Fink, M. Voß und H. Beikirch, „Packet-based time-critical medium access for a process-oriented deterministic bus system,” in *Proceedings of 2012 IEEE 17th International Conference on Emerging Technologies Factory Automation (ETFA 2012)*, Sep. 2012, S. 1–4.
- [46] J. G. Proakis und M. Salehi, *Digital communications*, 5. Aufl. Boston, MA: McGraw-Hill, 2008.
- [47] A. A. Adnani, J. Duplicy und L. Philips, „Spectrum analyzers today and tomorrow: part 1 towards filterbanks-enabled real-time spectrum analysis,” *IEEE Instrumentation Measurement Magazine*, Vol. 16, Nr. 5, S. 6–11, Okt. 2013.
- [48] Interchangeable Virtual Instruments Foundation, „VPP-4.3: The VISA Library,” Feb. 2016. [Online]. Verfügbar: http://www.ivifoundation.org/docs/vpp43_2016-02-26.pdf
- [49] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, „R&S RTE Digital Oscilloscope - Data Sheet,” Okt. 2016. [Online]. Verfügbar: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/RTE_dat-sw_en_3607-1494-22_v0901.pdf
- [50] Pico Technology, „Pico Oscilloscope Range,” 2017. [Online]. Verfügbar: <https://www.picotech.com/products/oscilloscope>
- [51] C. E. Shannon, „Communication in the Presence of Noise,” *Proceedings of the IRE*, Vol. 37, Nr. 1, S. 10–21, Jan. 1949.
- [52] A. Ferrero, D. Petri, P. Carbone und M. Catelani, „AD and DA conversion,” in *Modern Measurements: Fundamentals and Applications*. Wiley-IEEE Press, 2015. [Online]. Verfügbar: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7304056>
- [53] W. R. Bennett, „Spectra of quantized signals,” *The Bell System Technical Journal*, Vol. 27, Nr. 3, S. 446–472, Juli 1948.
- [54] L. R. Rabiner, J. F. Kaiser, O. Herrmann und M. T. Dolan, „Some comparisons between FIR and IIR digital filters,” *The Bell System Technical Journal*, Vol. 53, Nr. 2, S. 305–331, Feb. 1974.
- [55] T. Parks und J. McClellan, „Chebyshev Approximation for Nonrecursive Digital Filters with Linear Phase,” *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol. 19, Nr. 2, S. 189–194, März 1972.
- [56] J. F. Kaiser, „Nonrecursive digital filter design using the I_0 -sinh window function,” *Proc. 1974 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, S. 20–23, Apr. 1974.
- [57] MATLAB version 9.5.0 (R2017a), *Least-squares linear-phase FIR filter design*. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2017.
-

- [58] ———, *Parks-McClellan optimal FIR filter design*. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2017.
- [59] T. G. Stockham, Jr., „High-speed Convolution and Correlation,” in *Proceedings of the April 26-28, 1966, Spring Joint Computer Conference*, Serie AFIPS '66 (Spring). New York, NY, USA: ACM, 1966, S. 229–233. [Online]. Verfügbar: <http://doi.acm.org/10.1145/1464182.1464209>
- [60] N. Fliege, *Multiraten-Signalverarbeitung: Theorie und Anwendungen*. Stuttgart: Teubner, 1993. [Online]. Verfügbar: <http://www.ulb.tu-darmstadt.de/tocs/26715481.pdf>
- [61] M. Frigo und S. G. Johnson, „The Design and Implementation of FFTW3,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 93, Nr. 2, S. 216–231, 2005, Special issue on “Program Generation, Optimization, and Platform Adaptation”.
- [62] M. Speth, S. A. Fechtel, G. Fock und H. Meyr, „Optimum receiver design for wireless broadband systems using OFDM. I,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47, Nr. 11, S. 1668–1677, Nov. 1999.
- [63] M. Moeneclaey und G. de Jonghe, „ML-oriented NDA carrier synchronization for general rotationally symmetric signal constellations,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42, Nr. 8, S. 2531–2533, Aug. 1994.
- [64] T. Pollet und M. Peeters, „A new digital timing correction scheme for DMT systems combining temporal and frequential signal properties,” in *2000 IEEE International Conference on Communications. ICC 2000. Global Convergence Through Communications. Conference Record*, Vol. 3, jun 2000, S. 1805–1808 vol.3.
- [65] E. Bennour, „Implementierung und Untersuchung einer digitalen Abtasttaktkorrektur für einen DMT-Transceiver,” Studienarbeit, Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2012.
- [66] T. Pollet, P. Spruyt und M. Moeneclaey, „The BER performance of OFDM systems using non-synchronized sampling,” in *1994 IEEE GLOBECOM. Communications: The Global Bridge*, Nov. 1994, S. 253–257 vol.1.
- [67] Keysight Technologies, „Oscilloscope Waveform Update Rate Determines Ability to Capture Elusive Events - Application Note,” Jan. 2017. [Online]. Verfügbar: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-7885EN.pdf>
- [68] S. Heilemann, „Entwicklung einer seriellen Diagnoseschnittstelle für einen OFDM-Transceiver,” Forschungsarbeit, Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2014.
- [69] F. Fellhauer, „Implementierung von Algorithmen für den Zugriff auf die Diagnoseschnittstelle eines OFDM-Transceivers,” Forschungsarbeit, Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2014.

- [70] M. Gauger, „Modellierung und Visualisierung der Signallaufzeiten in einem Feldbussystem,“ Masterarbeit, Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2014.
- [71] M. K. Smail, L. Pichon, M. Olivas, F. Auzanneau und M. Lambert, „Detection of Defects in Wiring Networks Using Time Domain Reflectometry,“ *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, Nr. 8, S. 2998–3001, Aug. 2010.
- [72] M. O. Ahmed und L. Lampe, „Power line network topology inference using Frequency Domain Reflectometry,“ in *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Juni 2012, S. 3419–3423.
- [73] M. Ulrich und B. Yang, „Inference of wired network topology using multipoint reflectometry,“ in *23rd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Sep. 2015.
- [74] W. B. Hassen, F. Auzanneau, L. Incarbone, F. Pérès und A. P. Tchangani, „On-line diagnosis using Orthogonal Multi-Tone Time Domain Reflectometry in a lossy cable,“ in *10th International Multi-Conferences on Systems, Signals Devices 2013 (SSD13)*, März 2013, S. 1–6.
- [75] M. O. Ahmed und L. Lampe, „Power Line Communications for Low-Voltage Power Grid Tomography,“ *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 61, Nr. 12, S. 5163–5175, Dez. 2013.
- [76] F. Fellhauer, „Implementierung und Evaluation von Algorithmen zur Topologieschätzung in Feldbusnetzwerken,“ Masterarbeit, Institut für Nachrichtenübertragung, Universität Stuttgart, 2015.
- [77] N. Saitou und M. Nei, „The Neighbor-joining Method: A New Method for Reconstructing Phylogenetic Trees,“ *Molecular Biological Evolution*, Vol. 4, S. 406–425, 1987.
- [78] L. Fahrmeir, C. Heumann, R. Künstler, I. Pigeot und G. Tutz, *Statistik: Der Weg zur Datenanalyse*, Serie Springer-Lehrbuch. Springer Berlin Heidelberg, 2016. [Online]. Verfügbar: <https://books.google.de/books?id=rKveDAAAQBAJ>