

Alexander Richter

Energieeffiziente integrierte Schaltungen zur Takt- und Datenrückgewinnung und Synchronisation für Ethernet-Echtzeitkommunikation

Beiträge aus der Elektrotechnik

Alexander Richter

**Energieeffiziente integrierte Schaltungen
zur Takt- und Datenrückgewinnung und
Synchronisation für
Ethernet-Echtzeitkommunikation**

 VOGT

Dresden 2016

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der
Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im
Internet über <http://dnb.dnb.de> abrufbar.

Bibliographic Information published by the Deutsche Nationalbibliothek
The Deutsche Nationalbibliothek lists this publication in the Deutsche
Nationalbibliografie; detailed bibliographic data are available on the
Internet at <http://dnb.dnb.de>.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2016

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation
„Energieeffiziente integrierte Schaltungen zur Takt- und
Datenrückgewinnung und Synchronisation für Ethernet-
Echtzeitkommunikation“ von Alexander Richter überein.

© Jörg Vogt Verlag 2016
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-95947-001-8

Jörg Vogt Verlag
Niederwaldstr. 36
01277 Dresden
Germany

Phone: +49-(0)351-31403921
Telefax: +49-(0)351-31403918
e-mail: info@vogtverlag.de
Internet : www.vogtverlag.de

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DRESDEN

**Energieeffiziente integrierte Schaltungen
zur Takt- und Datenrückgewinnung und
Synchronisation für
Ethernet-Echtzeitkommunikation**

Alexander Richter

von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der
Technischen Universität Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades eines

**Doktoringenieurs
(Dr.-Ing.)**

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. h. c. Frank Fitzek
Gutachter: Prof. Dr. sc. techn. Frank Ellinger
Prof. Dr.-Ing. Friedel Gerfers

Tag der Einreichung: 05.08.2015
Tag der Verteidigung: 29.02.2016

Danksagung

Hiermit möchte ich mich bei allen bedanken, die mich bei der Anfertigung dieser Arbeit unterstützt haben. Besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. sc. techn. Ellinger für die Inspiration zum Thema dieser Dissertation und die Möglichkeit, sie an seinem Lehrstuhl bearbeiten zu können. Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Udo Jörges danke ich für die fachliche Betreuung, die vielen anregenden Diskussionen und die Durchsicht dieser Arbeit. Außerdem gilt mein Dank meiner Familie, die sich ebenfalls Zeit für die Durchsicht des Manuskripts genommen hat und mir während der gesamten Bearbeitungszeit unterstützend und liebevoll zur Seite stand.

Abstract

This thesis is about the development of a fully compliant 100BASE-TX-PHY-IC. This IC shall be used for the synchronization of distributed drive systems. Therefore special synchronization procedures and circuits will be presented, enabling a synchronization accuracy of 1 ns for a point to point connection between two of those PHY-ICs. Compared to the state-of-the-art (8 ns), this is a tremendous improvement. The PHY-circuit will be integrated to a motorcontroller-IC. Hence, the power consumption of the PHY should be very low. The presented 100BASE-TX-PHY has a power consumption of only 80 mW, which is also a large improvement compared to the state-of-the-art (180 mW). This low power consumption is achieved by sophisticated optimizations regarding the front-end circuits of the PHY especially the line driver and the equalizer. The verification is done by simulations and measurements. Data transmission over a cable with a length of 120 m is successfully demonstrated by means of measurements.

Kurzfassung

Im Rahmen dieser Dissertation wird die Entwicklung eines vollständigen 100BASE-TX-PHY-Schaltkreis vorgestellt. Dieser Schaltkreis soll u.a. für die Synchronisation von Mehrantriebssystemen eingesetzt werden. Dazu werden spezielle Synchronisationsalgorithmen und -schaltungen für den PHY-Schaltkreis entworfen, die eine Synchronisation einer Punkt-zu-Punkt-Verbindung mit einer Genauigkeit von 1 ns ermöglichen. Dies stellt eine massive Verbesserung gegen-

über dem Stand der Technik (8 ns) dar. Die PHY-Schaltung soll in einen Motorcontrollerschaltkreis integriert werden und darf deshalb nur sehr wenig Energie verbrauchen. Der Leistungsbedarf der PHY-Schaltung beträgt nur 80 mW, was ebenfalls eine erhebliche Verbesserung gegenüber aktuellen Implementierungen (ca. 180 mW) bedeutet. Dieser geringe Verbrauch wird durch gezielte Optimierungen der Front-End-Schaltungen vor allem des Leitungstreibers im Sender und des Equalizers im Empfänger des 100BASE-TX-Schaltkreises erreicht. Die Verifikation erfolgt durch Simulationen und Messungen. Die Datenübertragung über ein Kabel mit einer Länge von bis zu 120 m wird erfolgreich anhand von Messungen demonstriert.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Totgesagte leben länger - Drahtgebundene Kommunikation	1
1.2	Ziel dieser Arbeit	5
1.3	Gliederung der Arbeit	9
2	Grundlagen	11
2.1	Ethernet-Standard	13
2.1.1	4B5B-Kodierer/-Dekodierer	16
2.1.2	Serialisierer/Parallelisierer	17
2.1.3	Scrambler/Descrambler	17
2.1.4	NRZ-zu-MLT3-Wandler/MLT3-zu-NRZ-Wandler	18
2.1.5	Leitungstreiber	21
2.1.6	Equalizer	22
2.2	Modellierung der Zweidrahtleitung	25
2.3	Systemspezifikation	36
2.3.1	Signal-Rausch-Verhältnis	36
2.3.2	Leistungsverbrauch	42
2.3.3	Synchronisationsalgorithmus	43

3 Entwurf	49
3.1 Schaltungen für die Synchronisation	50
3.1.1 Erhöhung der Synchronisationsgenauigkeit . .	51
3.1.2 Automatische Kompensation des Frequenzun- terschieds	53
3.1.3 Mögliche Verbesserungen	58
3.1.4 Simulation des Synchronisationsalgorithmus .	59
3.1.5 Simulation der Frequenzkompensation	69
3.2 Phasenregelschleife	74
3.2.1 Phasenfrequenzdetektor	76
3.2.2 Mehrphasiger spannungsgesteuerter Oszillator	77
3.2.3 Dimensionierung des Schleifenfilters	88
3.2.4 Differentielle geschaltete Stromquelle	98
3.3 Takt- und Datenrückgewinnung	102
3.4 Automatischer adaptiver Equalizer	114
3.4.1 Adaptives Filter	115
3.4.2 Operationsverstärker	133
3.4.3 Digitale Regelverfahren	156
3.4.4 Digitale Steuerung der Regelverfahren	164
3.4.5 Messung des Equalizers	169
3.5 Leitungstreiber	176
3.5.1 Schaltungsarchitektur	176
3.5.2 Messung des Leitungstreibers	182
4 Zusammenfassung und Ausblick	185
A Schaltpläne	189
B Verilog	197

B.1 Modelle für die Synchronisation	197
B.1.1 Als <i>Slave</i> oder <i>Master</i> konfigurierbares Top- modul	197
B.1.2 Submodule	202
B.1.3 Testbench	226
B.2 Digitaler Steuerautomat zum Stellen des Filters im Equalizer	228
B.3 Kompletter Digitalteil des PHY-Sendepfads	240
B.3.1 Topmodul	240
B.3.2 Submodule	242
Literaturverzeichnis	251
Eigene Publikationen	257
Lebenslauf	261

Abbildungsverzeichnis

1.1	Dämpfung drahtgebundener, drahtloser und optischer Kanäle nach [1]	3
1.2	Fließband mit a) konventionellem Antrieb b) verteilten Antrieben nach ELS-Ansatz	6
2.1	Einordnung des Ethernet-Standards in das OSI-Referenzmodell	14
2.2	Übertragungsstrecke	14
2.3	Blockschaltbild für die Bitübertragungsschicht nach 100BASE-TX	15
2.4	Blockschaltbild des <i>Scramblers</i>	18
2.5	Zustandsdiagramm zur Erzeugung eines MLT-3-Signals	19
2.6	Timing-Diagramm eines MLT-3-Signals	20
2.7	Leistungsdichtespektrum eines normierten MLT-3-Signals und eines normierten NRZ-Signals	20
2.8	Augenmaske für das MLT-3-Signal	21
2.9	Einfüge- und Reflexionsdämpfung nach 100BASE-TX	23
2.10	Ersatzschaltbild eines kurzen Leitungsstücks	25

2.11	Leiterquerschnitt bei Wechselstrom	28
2.12	Betrag und Phase der Übertragungsfunktion	31
2.13	Dämpfung eines 100 m-langen UTP-CAT5-Kabels	32
2.14	Nah- und Fernübersprechen	33
2.15	Vorwärtstransmission und Nahübersprechen eines 100 m-UTP-CAT5-Kabels	35
2.16	Verrauschtes Empfangssignal	37
2.17	<i>Q-function</i>	41
2.18	Austausch der Synchronisationsnachrichten und Mes- sung der Zeitstempel gemäß dem PTP (IEEE 1588)	45
3.1	Schaltung zur Erhöhung der Synchronisationsgenauig- keit	52
3.2	Zusammenhang zwischen der Zeit im <i>Slave</i> und der Zeit im <i>Master</i>	55
3.3	Universeller Zustandsautomat für das Synchronisati- onsprotokoll	61
3.4	Nachrichtenaustausch	64
3.5	Korrektur des nachlaufenden <i>Slaves</i>	65
3.6	Korrektur des vorlaufenden <i>Slaves</i>	67
3.7	Messung des Schwingungszustandes des <i>Slave</i> -VCO	68
3.8	Frequenzanpassung durch automatische Korrektur von <code>phase_sel[2:0]</code>	70
3.9	Frequenzanpassung durch automatische Korrektur von <code>phase_sel[2:0]</code> - vergrößerte Darstellung	72
3.10	Sternnetzwerk	73
3.11	PLL-Prinzipschaltung	75
3.12	Phasenfrequenzdetektor	76

3.13	Gemeinsame Transferkennlinie von Phasenfrequenzdetektor und Stromquelle	77
3.14	Verzögerungsstufe nach Maneatis [18]	79
3.15	Rauschen von N- und PMOS bei gleicher Dimensionierung und gleichem Drainstrom	80
3.16	Ringoszillator	81
3.17	Symmetrische Last	82
3.18	Transferkennlinie des VCO	88
3.19	PLL-Blockschaltbild	89
3.20	Lage der Pol- und Nullstellen in der komplexen Ebene in Abhängigkeit von R	91
3.21	PLL-Blockschaltbild mit Rauschquellen	93
3.22	Phasenrauschleistungsdichtespektren VCO, SQ und PLL für verschiedene f_{gr}	95
3.23	Simulierte Phasenrauschleistungsdichtespektren des VCO und der Stromquelle	96
3.24	Verwendete Filterschaltung	97
3.25	Phasenrauschleistungsdichtespektren der gesamten PLL	98
3.26	Konventionelle geschaltete Stromquelle	99
3.27	Differentielle geschaltete Stromquelle	100
3.28	Leistungsdichtespektrum des Phasenrauschens der PLL bei konventioneller und differentieller geschalteter Stromquelle	101
3.29	Takt- und Datenrückgewinnung	102
3.30	Leistungsdichtespektrum eines normierten NRZ-Signals mit den Pegeln -1,1 und $T_b = 8 \text{ ns}$	103

3.31	Frequenzregelung durch das Zeitmultiplexverfahren nach [13]	106
3.32	Frequenzregelung durch eine zusätzliche PLL nach [13]	106
3.33	Frequenzregelung durch einen VCO mit zwei Eingängen ([13])	106
3.34	Ausgewählte Frequenzregelung	107
3.35	Phasenregelung	108
3.36	Frequenzregelung	108
3.37	Zeitlicher Verlauf der Steuerspannung bei einem Frequenzsprung	113
3.38	Empfänger mit Equalizer	115
3.39	Kabeldämpfung bei verschiedenen Längen	116
3.40	Kompensation des Kabels durch den Equalizer	117
3.41	Prinzipschaltung des Filters	119
3.42	Amplitudenfrequenzgang des Filters und der Kabeldämpfung	121
3.43	Amplitudenfrequenzgang des Filters nach der Dimensionierung	125
3.44	Amplitudenfrequenzgang nach einer Dimensionierung zur Reduzierung von Verzerrungen	127
3.45	Filterarchitektur für eine Flankensteilheit von 40 dB/-Dekade	128
3.46	Übertragungsfunktion des Filters	131
3.47	OPV-Schaltung	134
3.48	Ersatzschaltung des OPV	136
3.49	Ersatzschaltung mit Miller-Kompensation	138
3.50	Amplituden- und Phasenfrequenzgang des OPV	141

3.51	Auswirkung der Nullstelle auf Amplituden- und Phasenfrequenzgang	143
3.52	Zweite Stufe der OPV-Ersatzschaltung mit Nullstellenkompensation	144
3.53	Amplituden- und Phasenfrequenzgang des OPV . . .	148
3.54	Amplituden- und Phasenfrequenzgang des verbesserten Modells	151
3.55	Amplituden- und Phasenfrequenzgang der Transistor-schaltung	152
3.56	Spannungsgegekoppelte Transkonduktanzstufe . .	154
3.57	Equalizer mit digitaler Regelung	156
3.58	Am Ausgang des Equalizers abgetastete Bitfolgen S05 und S00 bei unterkompensierendem Filter	158
3.59	Am Ausgang des Equalizers abgetastete Bitfolgen S05 und S00 bei überkompensierendem Filter	158
3.60	Flussdiagramm für die Filtersteuerung	159
3.61	Flussdiagramm für die Offsetsteuerung	160
3.62	Abgetastete Bitfolgen S05, S10, S05n, S10n bei zu großer Verstärkung	161
3.63	Abgetastete Bitfolgen S05, S10, S05n, S10n bei positivem Offset	161
3.64	Abgetastete Bitfolgen S05, S10, S05n, S10n bei zu geringer Verstärkung	162
3.65	Abgetastete Bitfolgen S05, S10, S05n, S10n bei negativem Offset	162
3.66	Flussdiagramm für die Verstärker- und Offsetsteuerung	163
3.67	Zustandsautomat	165

3.68	Offset-Steuerspannung	168
3.69	Steuerspannungen des Filters und Verstärkers	168
3.70	Ausgangssignal des Equalizers	168
3.71	Auge bei $t = 10 \mu\text{s}$	168
3.72	Auge bei $t = 300 \mu\text{s}$	168
3.73	Eingangssignal des Equalizers mit BLW	170
3.74	Offset-Steuerspannung	170
3.75	Ausgangssignal des Equalizers	170
3.76	PHY-Schaltkreis	171
3.77	PHY-Testplatine	171
3.78	Messaufbau	172
3.79	Augendiagramm am Ende eines 120 m langen Kabels	173
3.80	Augendiagramm am Ausgang des <i>Equalization-</i> Filters	173
3.81	Prinzipschaltbild des verwendeten Leitungstreibers .	177
3.82	Prinzipschaltbild eines Klasse-A-Treibers	178
3.83	Vollständige Schaltung	180
3.84	U_{MLT3} bei 0 pF	181
3.85	U_{MLT3} bei 20 pF	181
3.86	Augendiagramm des Leitungstreibers	182
A.1	Prinzipschaltbild der Komparatorbank	189
A.2	Zeitkontinuierlicher Komparator (MLT3+ und MLT3- zum Treiben der CDR)	190
A.3	Taktflankengesteuerter Komparator	191
A.4	Referenzspannungserzeugung für die Komparatorbank und Stromquelle	192

A.5	Prinzipschaltung der Kaskodenstromquelle zur Bereitstellung der Gate-Arbeitspunktspannung für die Stromquellentransistoren diverser Schaltungen	193
A.6	Prinzipschaltung des symmetrischen DA-Wandlers bestehend aus zwei unsymmetrischen DA-Wandlern basierend auf geschalteten Spannungsteilern zur Erzeugung eines differentiellen Steuersignals für die Offset- und BLW-Kompensation	194
A.7	Layout des gesamten PHY-Schaltkreises	195

Tabellenverzeichnis

2.1	OSI-Modell	12
2.2	4B5B-Kodiertabelle	17
2.3	Typische Leitungsparameter	30
3.1	Wahrheitstabelle des Schwingzustand-zu-Binär-Kodierers ($X=don't\ care$)	69
3.2	Dimensionierung	87
3.3	PLL-Parameter	97
3.4	Übertragungsverhalten der geschalteten Stromquelle	99
3.5	CDR-Parameter	111
3.6	Filterparameter	124
3.7	Filterparameter für eine Dimensionierung zur Reduzierung von Verzerrungen	126
3.8	Filterparameter für reale OPVs und eine Flankensteilheit von 40 dB/Dekade	130
3.9	Dimensionierung des OPV nach Abbildung 3.47 . . .	147
3.10	Pol- und Nullstellen des Modells und der simulierten Transistorschaltung	149
3.11	Pol- und Nullstellen des verbesserten Modells	150
3.12	OPVs im Vergleich	155

3.13	Nicht erlaubte MLT3-Symbolübergänge	167
3.14	Equalizer im Vergleich	175
3.15	Leitungstreiber im Vergleich	183
4.1	Stand der Technik für 100BASE-TX-PHY- Schaltkreise	185

Abkürzungen

ACR	<i>attenuation-to-crosstalk ratio</i> , Übersprechdämpfung
AD-Wandler	Analog-Digital-Wandler
ANSI	<i>American National Standards Institute</i>
BER	<i>bit error rate</i> , Bitfehlerrate
BLW	<i>baseline wander</i> , Verschiebung des Gleichanteils
CDR	<i>clock and data recovery</i> , Takt- und Datenrückgewinnung
CMOS	<i>complementary metal oxide semiconductor</i> , Halbleitertechnologie mit komplementäre (N- und P-Kanal) Feldeffekttransistoren
CRC	<i>cyclic redundancy check</i> , zyklische Redundanzprüfung
DA-Wandler	Digital-Analog-Wandler
ELS	<i>electronic line shafting</i> , Emulierung der Nockenwelle durch Elektronik
ENOB	<i>effective number of bits</i> , effektive Auflösung

FDDI	<i>fiber distributed data interface</i> , spezieller optischer Kommunikationsstandard für die Bitübertragungsschicht
FEXT	<i>far end crosstalk</i> , Fernübersprechen
FIR-Filter	<i>finite impulse response filter</i> , Filter mit endlicher Impulsantwort
FTP	<i>file transfer protocol</i> , spezielles Protokoll der Anwendungsschicht zur Übertragung von Daten in Netzwerken
GBW	<i>gain bandwidth product</i> , Verstärkungsbandbreiteprodukt
GPS	<i>global positioning system</i> , globales Positionsbestimmungssystem
HDMI	<i>high definition multimedia interface</i> , Schnittstelle für digitale Bild- und Tonübertragung
HTTP	<i>hypertext transfer protocol</i> , spezielles Protokoll der Anwendungsschicht zur Datenübertragung in Netzwerken
HTTPS	<i>hypertext transfer protocol secure</i> , spezielles Protokoll der Anwendungsschicht zur sicheren Datenübertragung in Netzwerken
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>

IP, IPsec	<i>internet protocol (security)</i> , weitverbreitetes (sicheres) Protokoll der Vermittlungsschicht und Grundlage für das Internet
ISI	<i>intersymbol interference</i> , Symbolübersprechen
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
LAN	<i>local area network</i> , lokales Netzwerk
MLT-3	<i>multilevel transmission encoding - 3 levels</i> , spezieller ternärer Leitungscode
NEXT	<i>near end crosstalk</i> , Nahübersprechen
NMOS	<i>n-channel metal-oxide semiconductor</i> , Feldeffekttransistor, dessen Kanal aus Elektronen besteht
NRZ	<i>non-return-to-zero</i> , binärer Leitungscode
NRZI	<i>non-return-to-zero inverted</i> , spezielle Form von NRZ
OPV	Operationsverstärker
OSI-Modell	<i>open systems interconnection model</i> , Referenzmodell für Netzwerkprotokolle
PAM	Pulsamplitudenmodulation
PCS	<i>physical coding sublayer</i> , höchste Teilschicht der Bitübertragungsschicht des Ethernet-Standards
PD	Phasendetektor

PFD	Phasenfrequenzdetektor
PHY	<i>physical layer</i> , Bitübertragungsschicht
PLL	<i>phase-locked loop</i> , Phasenregelschleife
PMA	<i>physical medium attachment layer</i> , mittlere Teilschicht der Bitübertragungsschicht des Ethernet-Standards
PMD	<i>physical medium dependent layer</i> , niedrigste Teilschicht der Bitübertragungsschicht des Ethernet-Standards
PMOS	<i>p-channel metal-oxide semiconductor</i> , Feldeffekttransistor, dessen Kanal aus Defektelektronen besteht
PROFINET	<i>Process Field Network</i> , Protokollstandard für echtzeitfähige lokale Netzwerke
PTP	<i>precision timing protocol</i> , Protokollstandard für Synchronisation von Netzwerkknoten
PWM	Pulsweitenmodulation
SC	<i>switched capacitor</i> , geschalteter Kondensator
SMTP	<i>simple mail transfer protocol</i> , Protokoll der Anwendungsschicht zum Austausch von E-Mails
SAR	<i>successive approximation register</i> , Register für Analog-Digital-Wandler, die auf sukzessiver Approximation basieren

SNR	<i>signal-to-noise ratio</i> , Signalrauschverhältnis
SQ	Stromquelle
TCP	<i>transmission control protocol</i> , weitverbreitetes Protokoll der Transportschicht und Grundlage für das Internet
UDP	<i>user datagram protocol</i> , spezielles Protokoll der Transportschicht und Grundlage für das Internet
USB	<i>universal serial bus</i> , weitverbreitete Schnittstelle für serielle Datenübertragung
UTP	<i>unshielded twisted pair</i> , ungeschirmtes verdrilltes Adernpaar
VCO	<i>voltage controlled oscillator</i> , spannungsgesteuerter Oszillator

Symbole

\underline{A}	Kanaldämpfung im Bildbereich
A_{dB}	Betrag der Dämpfung in Dezibel
C	Kapazität
C'	Kapazitätsbelag
c	Kleinsignalkapazität
c_{DS}	Kleinsignalkapazität zwischen Drain- und Sourceanschluss eines MOS-Transistors
c_{GD}	Kleinsignalkapazität zwischen Gate- und Drainanschluss eines MOS-Transistors
c_{GS}	Kleinsignalkapazität zwischen Gate- und Sourceanschluss eines MOS-Transistors
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
E	Zielfunktion
e	EULERSCHE Zahl
F	Stammfunktion
\underline{F}	Frequenz als Signal im Bildbereich
f	Frequenz
f_{gr}	Grenzfrequenz

\underline{G}	Übertragungsfunktion eines Systems
G	Leitwert
G'	Leitwertbelag
g_m	Steilheit/Transkonduktanz eines Transistors
g_T	Transkonduktanz
\underline{H}	Übertragungsfunktion eines drahtgebundenen Kanals
\vec{H}	magnetische Feldstärkevektor im Bildbereich
I	Strom allgemein
I_D	Drainstrom
\underline{I}	Strom im Bildbereich
i	Kleinsignalstrom
\vec{J}	Stromdichtevektor im Bildbereich
j	imaginäre Einheit
K_{FD}	Steilheitsparameter des Frequenzdetektors
K_{FS}	gemeinsamer Steilheitsparameter des Frequenzdetektors und der geschalteten Stromquelle
K_{PFD}	Steilheitsparameter des Phasenfrequenzdetektors
$K_{PFD,SQ}$	gemeinsamer Steilheitsparameter des Phasenfrequenzdetektors und der geschalteten Stromquelle
K_{PD}	Steilheitsparameter des Phasendetektors
K_{PS}	gemeinsamer Steilheitsparameter des Phasendetektors und der geschalteten Stromquelle

K_{SQ}	Steilheitsparameter der geschalteten Stromquelle
K_{vco}	Steilheitsparameter des VCO
KP	Feldeffekttransistorparameter, Produkt aus dem Kapazitätsbelag des Gate-Oxids und der Ladungsträgerbeweglichkeit im Kanal
k	natürliche Zahl
k_{skin}	längenbezogener Geometrie- und Materialparameter zur Modellierung des <i>Skin</i> -Effektes
L	Induktivität oder Gatelänge eines MOS-Transistors
L'	Induktivitätsbelag
\mathcal{L}_ϕ	Einseitenband-Phasenrauschleistungsdichte
L_{AC}	Induktivität des im Standard [6] definierten Übertragers
$NEXT_{dB}$	Betrag der Übertragungsfunktion des Nahübersprechens in Dezibel
N	Index des letzten Gliedes einer Folge oder Reihe
n	Index einer Folge oder Nullstelle einer Übertragungsfunktion
P_{BER}	Bitfehlerwahrscheinlichkeit
p	Wahrscheinlichkeitsdichte oder Polstelle einer Übertragungsfunktion
q	Verhältnis zweier aufeinanderfolgender Glieder einer geometrischen Folge
R	Widerstand
R'	Widerstandsbelag

R_{dB}	Betrag der Reflexionsdämpfung (Kehrwertes des Reflexionsfaktors) in Dezibel
r	Kleinsignalwiderstand
r_{DS}	Kleinsignalwiderstand zwischen Drain- und Sourceanschluss eines MOS-Transistors
S	Leistungsdichtespektrum
s	komplexe Variable im Bildbereich
t	Zeit
T	Periodendauer allgemein
T_b	Bitdauer
U	Spannung allgemein
\underline{U}	Spannung im Bildbereich
U_{DS}	Drain-Source-Spannung
$U_{DS,sat}$	Sättigungsspannung
U_{GS}	Gate-Source-Spannung
U_{SS}	Spitze-Spitze-Spannung
U_{thn}	Schwellspannung eines NMOS-Transistors
u	Kleinsignalspannung
u_r	Rauschspannung
W	Gateweite eines MOS-Transistors
x	allgemeine Variable oder Kabellänge bzw. Reichweite
dx	infinitesimal kleine Länge
\underline{Z}	Impedanz im Bildbereich

Z_l	Leitungswellenwiderstand einer verlustlosen Zweidrahtleitung bei hohen Frequenzen ($= 100 \Omega$)
\underline{Z}'	längenbezogene Impedanz im Bildbereich
α	Realteil der komplexen Wellenausbreitungskonstante einer Leitung
β	Imaginärteil der komplexen Wellenausbreitungskonstante einer Leitung oder Kennlinienparameter eines MOS-Transistors
δ	Eindringtiefe
$\underline{\phi}$	Phase als Signal im Bildbereich
φ	Phase
γ	komplexe Wellenausbreitungskonstante einer Leitung
$\underline{\Omega}$	Kreisfrequenz im Bildbereich
ω	Kreisfrequenz
ω_D	Durchtrittskreisfrequenz
ω_n	Eigenkreisfrequenz
σ_r	Standardabweichung der Rauschspannung
τ	Zeitkonstante
ζ	Dämpfungs konstante eines Systems 2. Ordnung

1 Einleitung

1.1 Totgesagte leben länger - Drahtgebundene Kommunikation

In den vergangenen Jahren konnte ein großes Wachstum im Bereich der drahtlosen Kommunikation beobachtet werden. Das verleitete viele Experten zu der Annahme, dass in naher Zukunft nahezu jedes Kabel durch eine Funkverbindung ersetzt wird. Dass dem nicht so ist, lässt sich anhand eines Blickes in die eigene Wohnung überprüfen. Zum Beispiel wird die Verbindung zwischen HD-Fernseher und *Blue-Ray-player* mit HDMI-Kabeln realisiert (HDMI 2.0: 14,4 Gb/s). Die USB-Schnittstelle, welche auch an mobilen Endgeräten wie Smartphones und Tablets zu finden ist, erfreut sich immer noch großer Beliebtheit (USB 3.0: 5 Gb/s). Selbst die Verbindung zum Internet besteht vom Router in der Wohnung bis zur Vermittlungsstelle in der Regel aus Kupferkabeln, bevor sie in eine Glasfaserverbindung übergeht. Wären all diese Verbindungen gleichzeitig drahtlos ausgeführt, dann müssten sich alle Geräte die Kanalkapazität teilen. In solch einem Umfeld wird die maximale Datenrate moderner drahtloser Systeme von max. 1,3 Gb/s (IEEE 802.11ac) zur Kommunikation zwischen zwei Geräten nicht erreicht. In urbanen Umgebungen verstärkt sich dieses Problem,

wenn die Kanalkapazität auch noch unter vielen Nachbarn aufgeteilt werden muss. Außerdem wird die effektive Datenrate drahtloser Kanäle durch Störsender, Reflexion und Dämpfung durch Wände oder Mehrwegeempfang zusätzlich reduziert. Generell ist die Störsicherheit und damit die effektiv erreichbare Datenrate bei drahtgebundenen Kanälen viel größer als bei drahtlosen Kanälen.

Die Wahl des Kommunikationsmediums hängt maßgeblich von der Anwendung ab. Die Anwendung bestimmt, welche Datenrate über welche Reichweite erzielt werden soll. Ein wesentliches Entscheidungskriterium ist demnach die Signaldämpfung der verschiedenen Medien. Je höher die Dämpfung, desto kleiner ist das Signal-zu-Rauschverhältnis am Eingang des Empfängers bei gleicher Sendeleistung. Folglich vergrößert sich die Bitfehlerwahrscheinlichkeit, wodurch die effektive Datenrate sinkt. Für die folgenden Betrachtungen wurden vereinfachte Modelle nach [1] für die Dämpfung der verschiedenen Medien verwendet. Die Dämpfung eines drahtgebundenen Kanals (hier koaxiales Kabel) ist

$$A_{dB,draht} = 2,35 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{x}{\text{m}} \cdot \sqrt{\frac{f}{\text{Hz}}} \text{ dB.} \quad (1.1)$$

Für drahtlose Systeme wird nur die Freiraumdämpfung betrachtet. Dämpfungen durch Hindernisse, Mehrwegempfang oder atmosphärische Einflüsse wie molekulare Absorption werden vernachlässigt.

$$A_{dB,drahtlos} = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi x f}{c_0} \right) \text{ dB} \quad (1.2)$$

Mit optischer Kommunikation ist in dieser Arbeit die Verwendung von Glasfaserkabeln als Übertragungsmedium gemeint. Aufgrund

1.1 Totgesagte leben länger - Drahtgebundene Kommunikation

der hohen Bandbreite dieser optischen Kanäle ist die Dämpfung frequenzunabhängig. Licht mit einer Wellenlänge von 1550 nm (Fenster 3 nach [1]) wird am wenigsten durch die Glasfaser gedämpft. Die Dämpfung beträgt

$$A_{dB,optisch} = 0,2 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{x}{m} \text{ dB.} \quad (1.3)$$

Abbildung 1.1 zeigt die Dämpfungsgleichungen 1.1 bis 1.3 in Abhängigkeit von der Frequenz. Die Dämpfung drahtloser Kanäle ist bei großen Reichweiten und geringen Frequenzen (niedrige Datenrate) im Vergleich zu drahtgebundenen und optischen Kanälen am geringsten. Auf kurzen bis mittleren Entfernungen zeigen drahtgebundene Kanäle aus Kupfer oder Glasfaser eine geringere Dämpfung, wobei hinsichtlich Kosten und Robustheit Kupfer besser geeignet ist. Sollen hingegen hohe Datenraten erreicht werden, dann ist Glasfaser zu

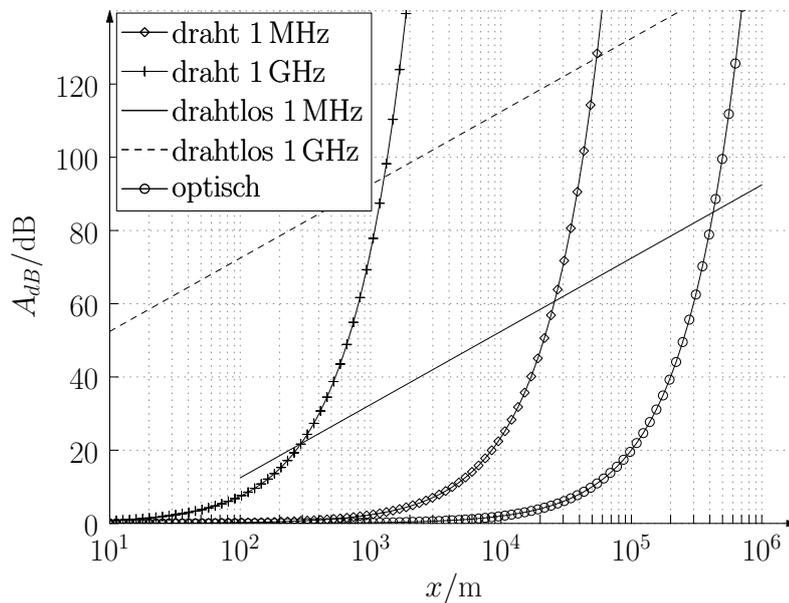


Abbildung 1.1: Dämpfung drahtgebundener, drahtloser und optischer Kanäle nach [1]

bevorzugen.

Bei drahtlosen Systemen müssen sich mehrere Nutzer die Kapazität des Mediums teilen (aus netzwerktechnischer Sicht: Bustopologie). Folglich führt dies bei steigender Teilnehmerzahl zu einer sinkenden effektiven Datenrate. Auch nicht ideale Übertragungsbedingungen wie Hindernisse und Mehrwegempfang reduzieren die effektive Datenrate merklich.

Letztlich ist der größte Vorteil der drahtlosen Kommunikation die Mobilität des Endgerätes. Sobald die Geräte fest installiert sind, ist die drahtgebundene der drahtlosen Übertragung überlegen. Auch bei steigender Teilnehmerzahl bietet die drahtgebundene Technologie Vorteile. Hier kann die Netzwerktopologie frei gewählt werden und bei großer Nutzeranzahl u.a. die Maschentopologie realisiert werden, die eine große Anzahl von parallelen Übertragungspfaden zwischen zwei einzelnen Netzwerkknoten bietet. Aufgrund der aufwendigen Installation und hohen Kosten (Material und zusätzliche optische Wandler) ist die Glasfasertechnik nur als *Backbone*-Netz über große Entfernungen geeignet. Außerdem handelt es sich bei der Glasfaser um sehr sprödes Material, welches brechen kann, wenn minimale Biegeradien nicht eingehalten werden. Für lokale oder Verteilernetzwerke ist Kupfer aufgrund seiner geringeren Kosten und größeren Flexibilität das geeignete Übertragungsmedium.

Fazit: Jedes Übertragungsmedium hat seine Daseinsberechtigung. Das angekündigte Aussterben drahtgebundener Kommunikationssysteme, basierend auf Kupfer, ist ausgeblieben. Es besteht weiterhin großes Optimierungspotential für die Komponenten der drahtgebundenen Kommunikation.

1.2 Ziel dieser Arbeit

Drahtgebundene Kommunikationssysteme bieten eine Übertragungssicherheit, die vor allem in industriellen Umgebungen wie Fabrikhallen von Vorteil ist, da hier viele elektrische Maschinen als elektromagnetische Störsender auftreten können. Eine hohe Übertragungssicherheit ist essentiell für Massenproduktionsanlagen, deren Automatisierung auf Vernetzung basiert. Gerät die Fertigungslinie z.B. aufgrund eines nicht empfangenen Datenpakets ins Stocken oder steht gar einige Zeit still, können in kurzer Zeit Kosten in Millionenhöhe entstehen. Deshalb sind im Bereich der industriellen Kommunikation und Automatisierung lokale Netzwerke nach dem drahtgebundenen *Industrial Ethernet*-Standard mit einem Anteil von 90 % am weitesten verbreitet ([2]).

Ein großes Anwendungsfeld für lokale Netzwerke in der Industrie besteht im sogenannten *Electronic Line Shafting* (ELS - elektronische Nockenwelle). Bei diesem Ansatz werden bei z.B. Druckmaschinen, Blechwalzen oder Fließbändern die verschiedenen Achsen nicht wie üblich durch einen zentralen Motor angetrieben, sondern jede Achse erhält ihren eigenen Motor (Direktantrieb), der mit den Motoren der anderen Achsen über einen Feldbus vernetzt ist (Abbildung 1.2). Beim ELS-Ansatz entfallen somit mechanischen Komponenten wie Zahnriemen, Antriebs- und Nockenwellen sowie Getriebe, die zur Übertragung der mechanischen Leistung dienen. Dadurch können ebenfalls deren mechanische Verluste wie Reibung in den Lagern der Achsen, Trägheitsmoment der Wellen und Getriebe vermieden werden. In [3] wurde gezeigt, dass die Energieeffizienz von 73 % bei konventionellen Maschinen auf 87 % durch Anwendung des ELS-Ansatzes

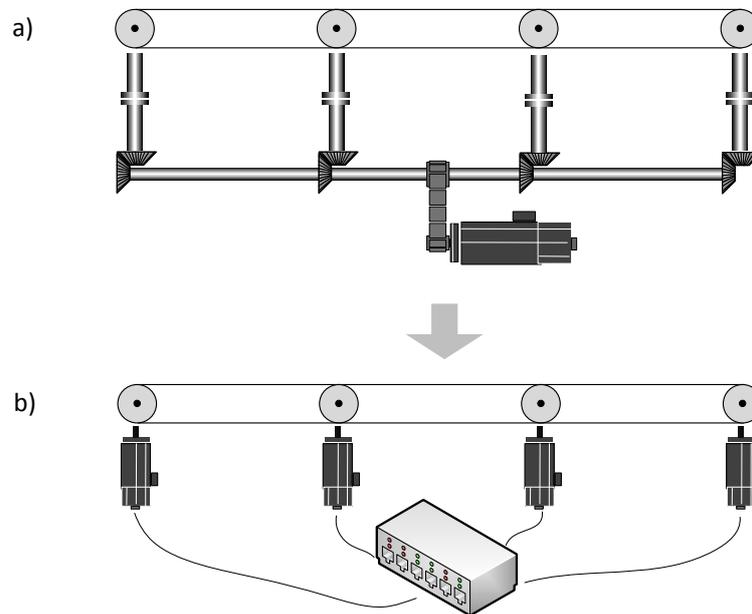


Abbildung 1.2: Fließband mit a) konventionellem Antrieb b) verteilten Antrieben nach ELS-Ansatz

erhöht werden kann. Der ELS-Ansatz weist demnach folgende Vorteile auf:

1. höhere Energieeffizienz
2. größerer Flexibilität, ermöglicht durch einen einfacheren und schnelleren Umbau der Fertigungsstraße
3. höhere Zuverlässigkeit, bedingt durch weniger mechanische Ausfälle
4. bessere Qualität der gefertigten Teile, da kein Übersprechen zwischen den verschiedenen Achsen und keine Torsion der Wellen auftreten kann

Als Grundvoraussetzung für den ELS-Ansatz werden an die Synchronisation der einzelnen Motoren sehr hohe Anforderungen gestellt. Während die Achsen bei mechanischen Systemen durch die Koppelung über Zahnriemen und Zahnräder inhärent immer synchron sind, besitzt jeder der verteilten Motoren eine eigene, zu den anderen Motoren plesiochrone Referenzfrequenz in Form eines Quarzes. Deswegen ist es erforderlich, die Motoren über das Netzwerk zu synchronisieren und das Übersetzungsverhältnis der mechanischen Komponenten, die beim ELS-Ansatz nicht mehr vorhanden sind, elektronisch nachzubilden.

Zur Lösung dieses Problems sollte im Rahmen des Forschungsprojektes „CoolDrivers“ ein Motorcontrollerschaltkreis mit integrierter Ethernet-Schnittstelle entwickelt werden. Die TU Dresden übernahm als Projektpartner die Entwicklung der Ethernet-Schnittstelle als zentrale Komponente eines kommunikationsfähigen und synchronisierbaren Motorcontrollers. Da Befehle für Maschinen relativ einfach sind und somit keine großen Datenmengen übertragen werden müssen, reicht eine Datenrate von 100 Mb/s aus. Da auch komplexe Netzwerke realisiert werden sollen, darf die Datenrate auch nicht kleiner als 100 Mb/s sein, zumal es sich hierbei um eine Bruttodatenrate handelt. Zieht man die Datenfelder, die für die Netzwerkverwaltung (*Header*, Adressen, *Interpacketgap*, CRC usw.) vom Ethernetdatenpaket ab, bleibt eine Nettodatenrate übrig, die nur noch einen Bruchteil der Bruttodatenrate ausmacht. Deshalb wurde der 100 Mb/s-Ethernet-Standard basierend auf Kupferkabeln (100BASE-TX) für die Realisierung der Schnittstelle ausgewählt. Auch wenn es sich dem ersten Anschein nach um einen sehr ausgereiften Standard handelt (1995), besteht immer noch ausreichend Forschungsbedarf. Um die Ethernet-

Schnittstelle auch bei echtzeitkritischen Anwendungen wie dem ELS-Ansatz verwenden zu können, werden im Rahmen dieser Arbeit spezielle Schaltungen zur Reduzierung des Synchronisationsfehlers auf 1 ns entwickelt. Aktuell beträgt der Synchronisationsfehler 8 ns (vgl. [14], [17]). Zusätzlich soll, aufgrund des auf 600 mW begrenzten Leistungsbudgets für den Motorcontroller, der Leistungsverbrauch dieser Schnittstelle signifikant auf unter 100 mW gesenkt werden. Heutige 100BASE-TX-Schaltkreise weisen einen Leistungsverbrauch von ca. 180 mW auf (vgl. [14]).

Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung von energieeffizienten, integrierten Schaltungen für präzise Synchronisation und für drahtgebundene Kommunikation basierend auf dem Ethernet-Standard. Den Schwerpunkt bildet dabei der Entwurf aller notwendigen analogen Schaltungen für die Bitübertragungsschicht (physikalische Schicht - PHY) des verwendeten 100BASE-TX-Standards.

Damit stellt diese Arbeit einen wichtigen Beitrag zur 4. industriellen Revolution, der „Industrie 4.0“, in Deutschland dar. Die 1. industrielle Revolution bestand in der Mechanisierung der Fertigung - hauptsächlich ermöglicht durch die Erfindung der Dampfmaschine. Die 2. industrielle Revolution war durch die Verwendung elektrischer Energie und durch die Einführung der Fließbandfertigung und Massenproduktion gekennzeichnet. Während der 3. industriellen Revolution wurde die Steuerung der Fertigungsmaschinen zunehmend durch Elektronik ersetzt. Das Ziel der 4. industriellen Revolution ist die intelligente Fabrik, welche durch größtmögliche Ressourceneffizienz, Flexibilität und durch die Integration der Kunden und Geschäftspartner in die Wertschöpfungskette gekennzeichnet ist. Dadurch ermöglicht die intelligente Fabrik die Massenfertigung von höchst

individualisierten Produkten, die in Zukunft gefragt sind. Grundlage dafür ist die echtzeitfähige Vernetzung der einzelnen Maschinen und Fertigungslinien untereinander, welche in dieser Arbeit adressiert wurde.

1.3 Gliederung der Arbeit

Nach der Beschreibung der Aktualität der Thematik in Kapitel 1 werden im Kapitel 2 die besonderen Eigenschaften drahtgebundener Kanäle aus Kupfer beschrieben. Darauf aufbauend werden Modelle für Kupferkabel herausgearbeitet, welche für den Entwurf, die Simulation und die Optimierung eines Empfängers für drahtgebundene Kommunikation von besonderer Bedeutung sind. Anschließend wird der verwendete Ethernet-Standard 100BASE-TX und der darin spezifizierte Leitungscode vorgestellt. Mit den gewonnenen Erkenntnissen wird die notwendige Architektur für die Ethernet-Schnittstelle abgeleitet und abschließend die Systemspezifikation erarbeitet.

Im Kapitel 3 werden die schaltungstechnischen Realisierungen der Funktionsblöcke der in Kapitel 2 gezeigten Architektur erarbeitet. Dieses Kapitel behandelt u.a. Realisierungen der wichtigen Blöcken wie: der Phasenregelschleife, der Takt- und Datenrückgewinnung, dem Leitungstreiber und dem automatischen adaptiven Equalizer. Die analogen Schaltungen werden auf Transistorebene vorgestellt und diskutiert, wobei nur die innovativen Schaltungen berücksichtigt werden. Analoge Schaltung ohne besondere Innovationen z.B. zur Erzeugung von Referenzspannungen und- Strömen befinden sich im Anhang. Die Funktionsweise digitaler Schaltungen wird anhand von Wahrheitstabellen, Zustandsdiagrammen und Flussdiagrammen

betrachtet. Außerdem befinden sich *Veriolog*-Beschreibungen der digitalen Schaltungen im Anhang. Die Schaltungen werden anhand von Simulationsergebnissen und zum Teil von Messergebnissen demonstriert und deren Leistungsfähigkeit beurteilt.

Den Abschluss bildet Kapitel 4 mit einer Zusammenfassung der erreichten Ergebnisse und deren Vergleich mit dem aktuellen Stand der Technik. In diesem Kapitel werden die Erweiterungen und Optimierungen beschrieben, die noch implementiert werden müssen, damit sich der vorgestellte Schaltkreis erfolgreich bei den Anwendern und am Markt durchzusetzen kann.

2 Grundlagen

Wie im Kapitel 1 Abschnitt 1.2 erwähnt, befasst sich diese Arbeit mit dem Entwurf von integrierten Schaltungen für die Bitübertragungsschicht (PHY-Ebene) nach dem OSI-Modell. Dieses Referenzmodell gliedert Netzwerkprotokolle in verschiedene Schichten (Protokollstapel - *protocol stack*) und definiert einheitliche Schnittstellen zwischen diesen Ebenen. Es gibt insgesamt sieben Schichten (Tabelle 2.1). Die Bitübertragungsschicht ist die niedrigste Ebene und legt fest, auf welche Art und über welches Medium die Daten übertragen werden sollen. Die Anwendungsschicht ist die höchste und definiert u.a. die Schnittstelle zum Nutzer. Es ist offensichtlich, dass diese beiden Ebenen vollkommen unabhängig voneinander sind. Dem Nutzer wird immer die gleich Schnittstelle präsentiert, egal ob seine Daten in der Bitübertragungsschicht über Kupfer, Glasfaser oder drahtlos übertragen werden. Umgekehrt tauscht die Bitübertragungsschicht ihre Daten mit der Sicherungsschicht immer im selben Format aus, unabhängig davon, wie die Schnittstelle zum Nutzer gestaltet ist. Durch Anwendung des OSI-Modells können unterschiedliche Protokolle der gleichen Schicht einfach untereinander ausgetauscht werden, wodurch die Kommunikation unabhängig von der technischen Anwendung wird. Das OSI-Modell ist unter anderem als ISO-Standard veröffentlicht [5].

Tabelle 2.1: OSI-Modell

OSI-Schicht	Protokollbeispiele	Einheiten	Kopplungselemente
7 Anwendungsschicht	HTTP, FTP, HTTPS, SMTP	Daten	<i>Gateway</i>
6 Darstellungsschicht			
5 Sitzungsschicht			
4 Transportschicht	TCP, UDP	Segmente, Datagramme	
3 Vermittlungsschicht	IP, IPsec	Pakete	<i>Router</i>
2 Sicherungsschicht	Ethernet, FDDI	Rahmen	<i>Switch, Bridge</i>
1 Bitübertragungsschicht		Bits, Symbole	<i>Repeater, Hub</i>

So vorteilhaft das Schichtenmodell hinsichtlich der Flexibilität auch sein mag, so nachteilig erweist es sich für Echtzeitanwendungen. Den größten Teil der Zeit verbringen die Nachrichten mit dem Durchlaufen des Protokollstapels. Deswegen haben sich auch sehr viele wissenschaftliche Arbeiten in der Optimierung der Protokollstapel erschöpft [7]. Inzwischen sind auch schon Standards für echtzeitfähige Protokollstapel verfügbar wie z.B. PROFINET (Process Field Network, Standards [8] und [9]). Bei diesem Protokollstapelstandard bekommt die Anwendungsschicht Nr. 7 für die Datenübertragung direkten Zugriff auf die Sicherungsschicht Nr. 2. Die anderen Schichten werden von den Daten übersprungen. Für die Steuerung und Verwaltung der Verbindung werden die Schichten 3 und 4 (Vermittlungs- und Transportschicht) noch mit verwendet. Die Schichten 5 und 6 (Sitzungs- und Darstellungsschicht) entfallen komplett. Dieses Beispiel zeigt, dass das Optimierungspotential der Protokollstapel hinsichtlich ihrer Echtzeitfähigkeit weitestgehend ausgeschöpft ist und dass die Optimierung der Hardware der Sicherungs- und Bitübertragungsschicht

zunehmend in den Fokus wissenschaftlicher Arbeiten rückt.

2.1 Ethernet-Standard

Die verschiedenen Ethernet-Standards (IEEE802.3) gehören zur PHY-Schicht des OSI-Modells und decken Datenraten von 10 Mb/s bis 100 Gb/s über Kupfer und Glasfaser ab, wobei bei den hohen Datenraten eher Glasfaser zum Einsatz kommt. Wie im Kapitel 1 Abschnitt 1.2 bereits erwähnt, wird in dieser Arbeit ein Schaltkreis für den 100BASE-TX-Standard entworfen. Dieser spezifiziert eine Datenrate von 100 Mb/s, welche für die Zielanwendung jedoch vollkommen ausreichend ist. Der große Vorteil dieses Standards ist der niedrige Leistungsverbrauch, der mit der niedrigen Datenrate einhergeht und somit eine Integration der Ethernet-Schnittstelle in den Motorcontroller-IC ermöglicht.

Eine 100BASE-TX-konforme PHY-Schicht wird im Abschnitt 2, in den Klauseln 24 und 25 des IEEE802.3-Standards beschrieben [4]. In diesem Standard wird die PHY-Schicht nochmal in drei weitere Schichten unterteilt (Abbildung 2.1): den *Physical Coding Sublayer* (PCS), *Physical Medium Attachment Layer* (PMA) und den *Physical Medium Dependent Layer* (PMD). Dabei stellt die PCS-Ebene die höchste Schicht dar und spezifiziert die Schnittstelle zur Sicherungsschicht des OSI-Modells. Die PMD-Ebene ist die niedrigste Schicht, welche die Schnittstelle zum Übertragungsmedium und das Übertragungsmediums selbst definiert. Die PMD-Schicht ist demzufolge abhängig von der Art der Signalübertragung. Um eine gewisse Unabhängigkeit von der PMD-Ebene innerhalb der Ethernet-Standards zu gewährleisten, wurde die PMA-Schicht eingeführt, die der PCS-Schicht immer diesel-

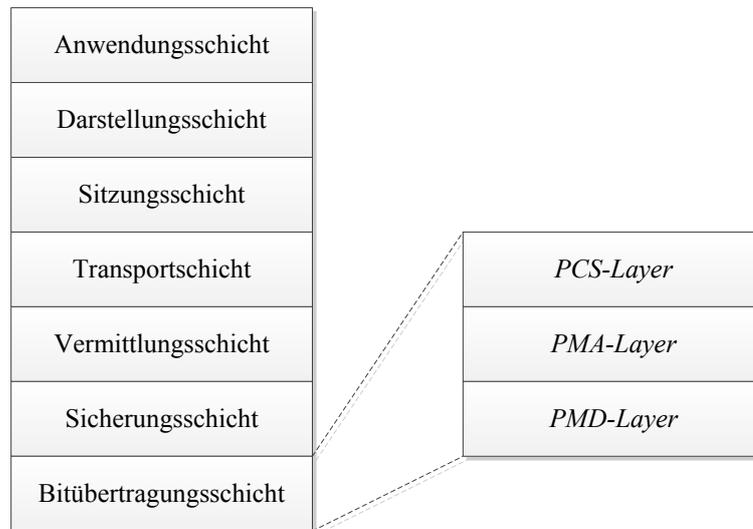


Abbildung 2.1: Einordnung des Ethernet-Standards in das OSI-Referenzmodell
 be einheitliche Schnittstelle präsentiert, unabhängig vom verwendeten Ethernet-Standard.

Während die PCS- und der PMA-Schicht ausführlich im IEEE802.3-Dokument beschrieben sind, wird hinsichtlich der PMD-Schicht zum Teil auf den Standard ANSI INCITS 263-1995 verwiesen [6]. Dort wird u.a. der im Kanal verwendete Leitungscode mit Signalpegeln, Anstiegs- und Abfallzeiten von Signalflanken spezifiziert.

Der verwendete 100BASE-TX-Standard weist eine Datenrate von 100 Mb/s auf. Eine komplette Übertragungsstrecke ist in Abbildung 2.2 dargestellt. Es werden zwei ungeschirmte, verdrehte Adernpaare

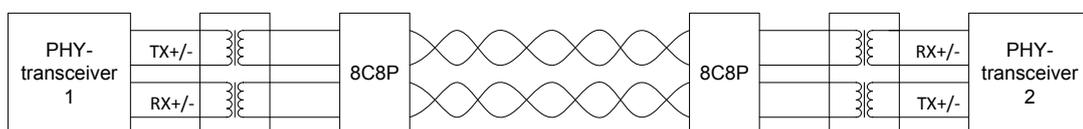


Abbildung 2.2: Übertragungsstrecke

aus Kupfer (*unshielded twisted pair* - UTP) der Kategorie 5 (CAT5) mit einem Leitungswellenwiderstand von $Z_l = 100 \Omega$ für die Signalübertragung eingesetzt. Mit den zwei verdrehten Adernpaaren können die Daten in beide Richtungen gleichzeitig übertragen werden (Dual Simplex). Die Kabel müssen dem Standard [10] genügen. Dabei soll bei einer Kabellänge von bis zu 100 m eine Bitfehlerrate von $BER < 10^{-12}$ erreicht werden. Im Handel erhältliche Ethernet-Kabel besitzen 4 verdrehte Adernpaare, von denen aber nur zwei bei 100BASE-TX verwendet werden. Als Steckverbinder kommen vollbestückte achtpolige (8P8C) Modularstecker zum Einsatz. Bei diesem Standard werden Übertrager (Pulstransformatoren) mit Induktivitäten von $L_{AC} \geq 350 \mu\text{H}$ zur galvanischen Trennung im Übertragungskanal benutzt.

Um den physikalischen Eigenschaften des Kanals gerecht zu werden, spezifiziert der Standard bestimmte Signalverarbeitungstechniken, die angewendet werden müssen. Abbildung 2.3 zeigt ein Blockschaltbild, in dem alle Signalverarbeitungsblöcke für einen 100BASE-TX-konformen PHY-Schaltkreis enthalten sind.

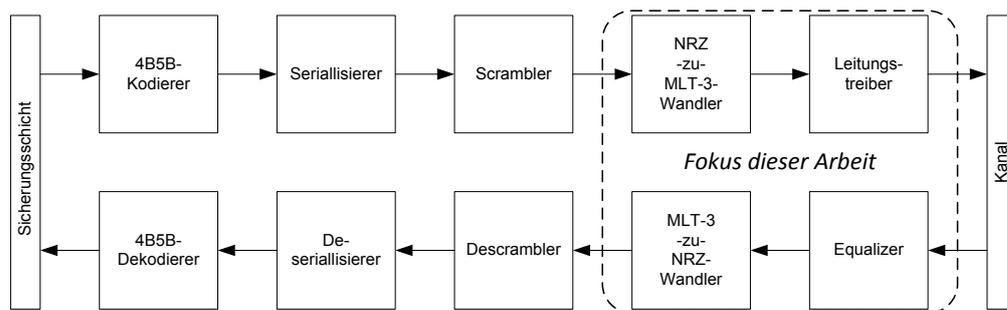


Abbildung 2.3: Blockschaltbild für die Bitübertragungsschicht nach 100BASE-TX

2.1.1 4B5B-Kodierer/-Dekodierer

Die Kombination aus Wellenimpedanz und Induktivität des Übertragers bildet im Übertragungskanal einen Hochpass mit einer Grenzfrequenz von

$$f_{gr} = \frac{Z_l}{2\pi L_{AC}}. \quad (2.1)$$

Um sicher zu stellen, dass das Signal keine Frequenzanteile unterhalb dieser Grenzfrequenz enthält, wird eine sogenannte 4B5B-Kodierung verwendet. Dazu werden jeweils 4 Bit-Nutzdaten in einen 5 Bit-Leitungscode nach einer im Standard definierten Tabelle (2.2) umgewandelt. Auf diese Weise wird ein möglichst gleichanteilsfreier Datenstrom erzeugt. Dadurch, dass nun 5 Leitungsbits statt 4 Nutzdatenbits übertragen werden, beträgt die Symbolrate 125 MBaud und ist damit um den Faktor 5/4 größer als die Datenrate. Ohne diese Kodierung würden die niederfrequenten Signalanteile unterdrückt, was zu einer Verschiebung des Gleichspannungspegels führen würde. Damit würden die Entscheider (Komparatoren) im Empfänger die übertragenen Bits falsch detektieren. Dieser Effekt wird auch als *baseline wander* (BLW) bezeichnet.

Der 4B5B-Kodierer ist im Sender enthalten. Dementsprechend enthält der Empfänger einen 4B5B-Dekodierer. Beide befinden sich direkt an der Schnittstelle zur Sicherungsschicht. Der 4B5B-Kodierer übernimmt die zu übertragenden Daten in 4 Bit breiten Wörtern mit einem Takt von 25 MHz, analog übergibt der Dekodierer die empfangen Daten an die Sicherungsschicht.

Tabelle 2.2: 4B5B-Kodiertabelle

Nutzdaten	4B5B-Code	Interpretation	4B5B-Code	Interpretation
0000	11110	HEX-Datum 0	11111	Steuerung: IDLE
0001	01001	HEX-Datum 1	11000	Steuerung: K
0010	10100	HEX-Datum 2	10001	Steuerung: J
0011	10101	HEX-Datum 3	01101	Steuerung: R
0100	01010	HEX-Datum 4	00111	Steuerung: T
0101	01011	HEX-Datum 5	00100	Steuerung: H
0110	01110	HEX-Datum 6	00000	ungültig
0111	01111	HEX-Datum 7	00001	ungültig
1000	10010	HEX-Datum 8	00010	ungültig
1001	10011	HEX-Datum 9	00011	ungültig
1010	10110	HEX-Datum A	00101	ungültig
1011	10111	HEX-Datum B	00110	ungültig
1100	11010	HEX-Datum C	01000	ungültig
1101	11011	HEX-Datum D	01100	ungültig
1110	11100	HEX-Datum E	10000	ungültig
1111	11101	HEX-Datum F	11001	ungültig

2.1.2 Serialisierer/Parallelisierer

Der Serialisierer befindet sich im Sender und wandelt die zu übertragenden 5 Leitungsbits, die parallel mit einer Taktrate von 25 MHz vom 4B5B-Kodierer übergeben werden, in einen bitseriellen Datenstrom mit 125 MHz um. Entsprechend befindet sich im Empfänger ein Parallelisierer, der die empfangenen, bitseriellen Daten in 5 parallele Leitungsbits umwandelt und mit einer Taktrate von 25 MHz an den 4B5B-Dekodierer übergibt.

2.1.3 Scrambler/Descrambler

Der Sender enthält außerdem einen sogenannten *Scrambler*. Dieser verteilt die Signalleistung des zu übertragenden Bitstroms gleichmäßig über die Bandbreite und verhindert so, dass sich eine zu große Signalleistung bei einer bestimmten Frequenz konzentriert, wenn z.B. immer abwechselnd eine Eins und eine Null als Bitfolge übertragen

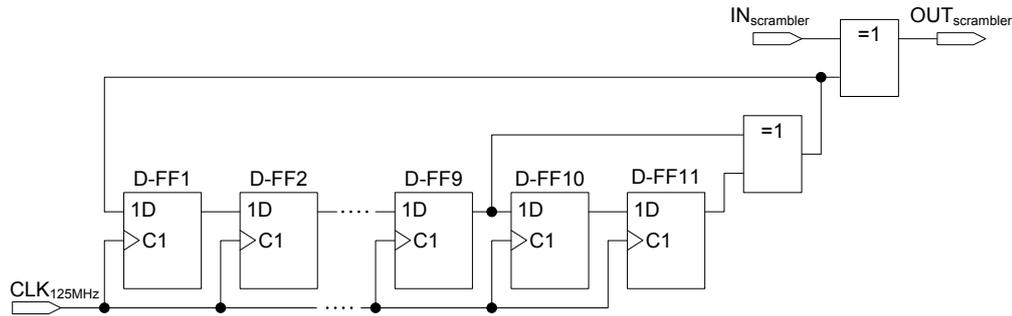


Abbildung 2.4: Blockschaltbild des *Scramblers*

wird. In diesem Fall würde sich eine große Leistung bei 62,5 MHz konzentrieren, was die elektromagnetische Störaussendung erheblich vergrößern würde. Der Scrambler wüfeln die zu übertragenden Bits durcheinander, indem der Datenstrom Bit für Bit über ein Exklusiv-ODER-Gatter mit einem pseudozufälligen Bitstrom verknüpft wird. Der pseudozufällige Bitstrom wird dabei durch ein linear rückgekoppeltes, 11 Bit langes Schieberegister erzeugt, wobei das 9. und das 11. Bit dieses Schieberegisters mit einem Exklusiv-ODER-Gatter verknüpft und an den Eingang des Schieberegisters zurückgeführt werden. Der Aufbau des *Scramblers* ist schematisch in Abbildung 2.4 dargestellt. Der Empfänger enthält dementsprechend einen *Descrambler*.

2.1.4 NRZ-zu-MLT3-Wandler/MLT3-zu-NRZ-Wandler

Neben der 4B5B-Kodierung wird als zusätzlicher Leitungscode der sogenannte MLT-3-Code (*Multilevel Transmission encoding - 3 levels*) verwendet. Dieser Leitungscode besitzt 3 Pegel: +1 V, 0 und -1 V.

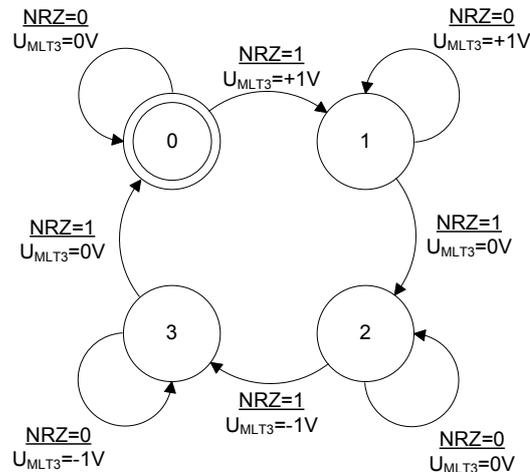


Abbildung 2.5: Zustandsdiagramm zur Erzeugung eines MLT-3-Signals

Die Erzeugung des MLT-3-Signals erfolgt gemäß dem Zustandsdiagramm aus Abbildung 2.5. Immer wenn das NRZ-Signal am Ausgang des *Scramblers* logisch 1 ist, wechselt der Pegel in den nächsten Zustand und zwar immer in der festen Folge 0, +1 V, 0, -1 V. Dadurch wird die maximale Frequenz der Grundwelle des Signals gegenüber der eines NRZ-Signals auf die Hälfte reduziert (Abbildung 2.6). Das NRZ-Signal bei 100BASE-TX weist eine maximale Frequenz der Grundwelle von 62,5 MHz auf. Die maximale Frequenz der Grundwelle eines entsprechenden MLT-3-Signals beträgt nur 31,25 MHz. Demnach sinkt auch der Bandbreitenbedarf eines MLT-3-Signals auf die Hälfte, wodurch der Einsatz von Kabeln bis zu 100 m Länge für 100BASE-TX ermöglicht wird. Allerdings wird auch die doppelte Amplitude benötigt. Das Leistungsdichtespektrum eines MLT3-Signals mit Flanken-Anstiegs- und Abfallzeiten von 4 ns ist in Abbildung 2.7 zusammen mit dem Spektrum eines normalen NRZ-Signales mit glei-

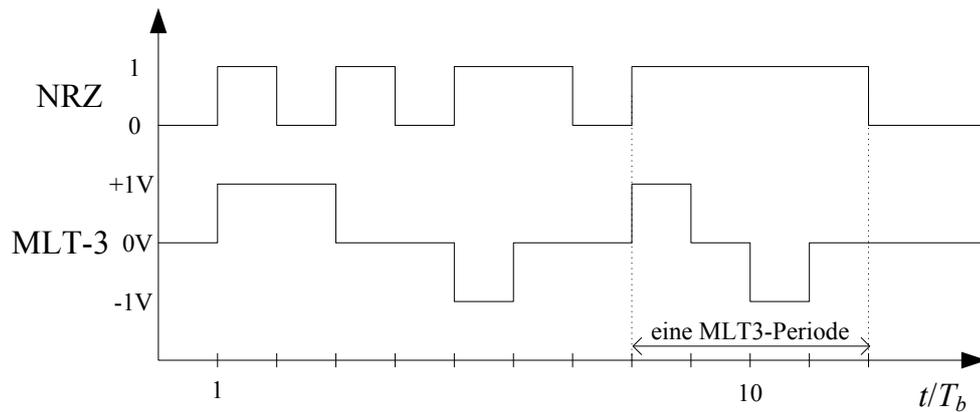


Abbildung 2.6: Timing-Diagramm eines MLT-3-Signals

chem Symbolabstand dargestellt. Beim MLT-3-Signal konzentriert sich der größte Teil der Signalleistung auf Frequenzen kleiner als 31,25 MHz. Ähnlich wie beim NRZ-Signal enthält das MLT-3-Signal keine Leistungsdichtekomponente bei der Abtastfrequenz 125 MHz.

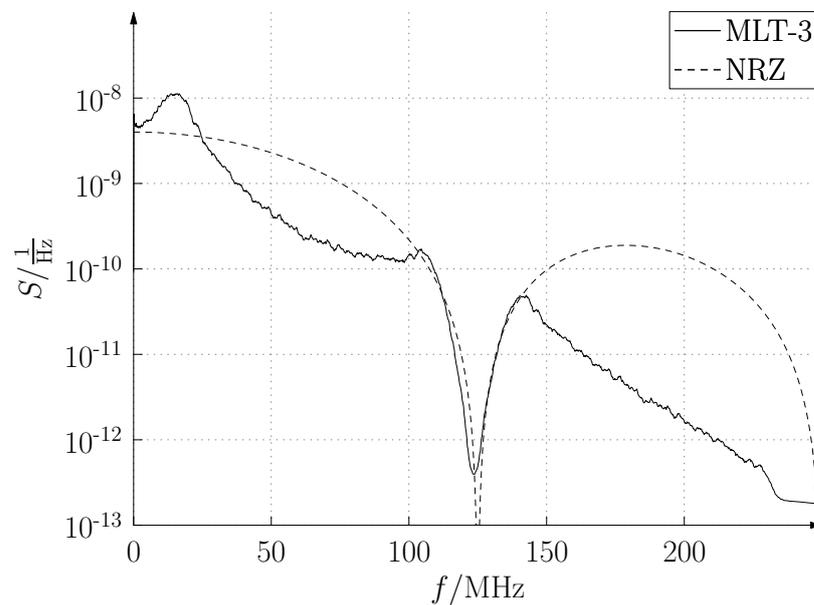


Abbildung 2.7: Leistungsdichtespektrum eines normierten MLT-3-Signals und eines normierten NRZ-Signals

Der NRZ-zu-MLT3-Wandler besitzt vier Zustände und kann demnach auch als 2 Bit-Zähler verstanden werden, der vom NRZ-Signal gesteuert wird. Aufgrund der 3 Pegel, die in die Leitung gespeist werden müssen, benötigt der Leitungstreiber einen 2 Bit-Eingang. Der Empfänger enthält dementsprechend einen MLT-3-zu-NRZ-Wandler.

2.1.5 Leitungstreiber

Der Leitungstreiber entspricht dem Sende- oder Leistungsverstärker in drahtlosen Kommunikationssystemen. Er muss das MLT3-Signals mit einer Amplitude von 1 V (Pegel: +1 V, 0 und -1 V) in die symmetrische 100 Ω -Leitung speisen. Dabei muss laut Standard [6] eine Pegelgenauigkeit von $\pm 5\%$ eingehalten werden. Das transiente Überschwingen dieses Pegels darf 5% nicht überschreiten und muss innerhalb von 8 ns auf 1% abgeklungen sein. Die Pegelsymmetriegenauigkeit soll $\pm 2\%$ betragen. Die Anstiegs- und Abfallzeiten der

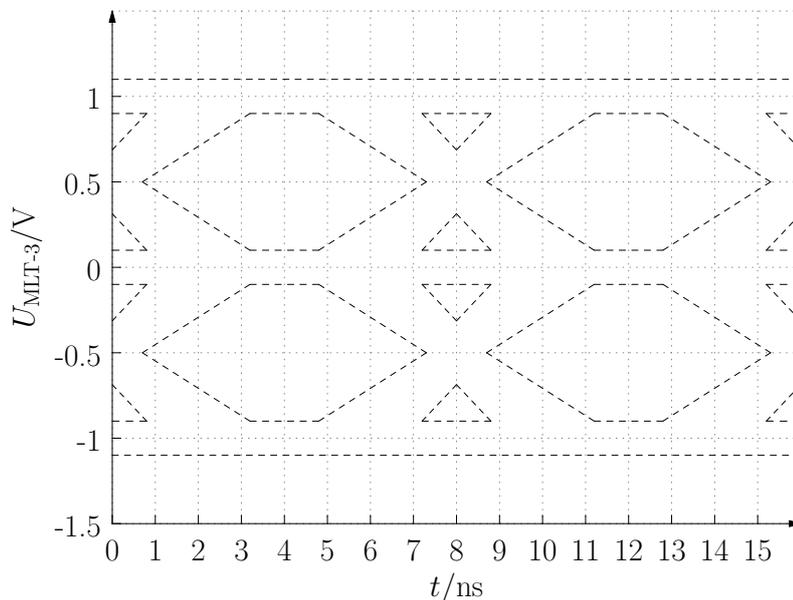


Abbildung 2.8: Augenmaske für das MLT-3-Signal

Signalflanken müssen in einem Bereich von $4 \text{ ns} \pm 1 \text{ ns}$ liegen, wobei nach Ablauf dieser Zeiten 90 % des Pegelwertes erreicht sein müssen. Aus diesen Daten wird eine Maske für das Augendiagramm am Ausgang des Leitungstreibers abgeleitet (Abbildung 2.8).

2.1.6 Equalizer

Der Equalizer befindet sich im Empfänger und hat die Aufgabe folgende negative Einflüsse des drahtgebundenen Kanals auf die Signalübertragung auszugleichen:

1. frequenzabhängige Dämpfung durch den *Skin*-Effekt
2. breitbandige Dämpfung durch z.B. ohmsche Verluste in den Steckverbindern und den Übertragern
3. BLW aufgrund galvanischer Trennung durch die Übertrager

Der Equalizer muss in der Lage sein, die im 100BASE-TX-Standard für den Kanal definierte frequenzabhängige Einfügedämpfung A_{dB} zu kompensieren.

$$A_{dB} < \left(2,1(f/\text{MHz})^{0,529} + \frac{0,4}{f/\text{MHz}} \right) \text{ dB} \quad (2.2)$$

Die Hauptursache für die frequenzabhängige Dämpfung ist der *Skin*-Effekt, welcher hohe Frequenzen stärker dämpft als niedrige (Tiefpass). Liegt ein Teil des Signalspektrums oberhalb der Grenzfrequenz dieses Tiefpasses, so wird das Signal verschliffen und es entsteht sogenanntes Symbolübersprechen (*intersymbol interference* - ISI), d.h. dass sich zwei aufeinanderfolgende übertragene Symbole zeitlich überlappen, was zu Bitfehlern führen kann.

Um Reflexionen auf der Leitung zu vermeiden, müssen beide Kabelenden mit 100 Ω -Widerständen abgeschlossen werden, wobei die Reflexionsdämpfung R_{dB} gemäß Standard [4] folgender Bedingung genügen muss:

$$R_{dB} > \begin{cases} 15 \text{ dB} & f = (1 \dots 20) \text{ MHz} \\ \left(15 - 10 \log_{10}\left(\frac{f/\text{MHz}}{20}\right)\right) \text{ dB} & f = (20 \dots 100) \text{ MHz.} \end{cases} \quad (2.3)$$

Die Reflexionsdämpfung entspricht dem Kehrtwert des Reflexionsfaktors. Die im Standard definierte Einfüge- sowie Reflexionsdämpfung sind zusammen in Abbildung 2.9 dargestellt.

Trotz der 4B5B-Kodierung kann nicht ausgeschlossen werden, dass das Signal gleichanteilsfrei ist und dass der zuvor beschriebene BLW-Effekt auftreten kann. Im schlimmsten Fall kann eine bestimmte, im ANSI-Standard [6] beschriebene, Bitfolge auftreten, welche dazu

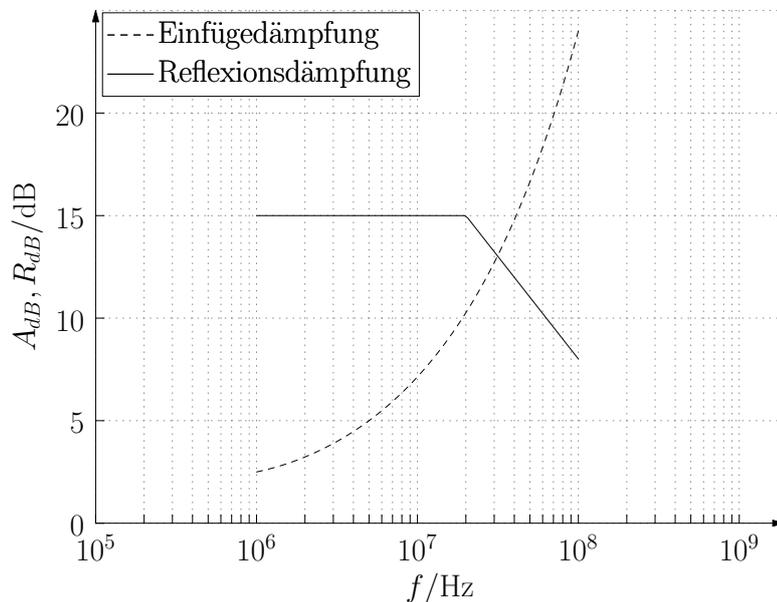


Abbildung 2.9: Einfüge- und Reflexionsdämpfung nach 100BASE-TX

führt, dass ein Gleichanteil von bis zu $\pm 750 \text{ mV}$ unterdrückt wird. Da die Komparatorschwellen bei $\pm 500 \text{ mV}$ liegen, würden Bitfehler entstehen. Um dies zu vermeiden, muss der Equalizer eine Regelschaltung zur Wiederherstellung des Gleichanteils besitzen (BLW-Kompensation).

2.2 Modellierung der Zweidrahtleitung

Beim 100BASE-TX-Standard werden verdrehte Adernpaare aus Kupfer für die Signalübertragung genutzt. Für den Entwurf des Equalizers wird ein Modell des Übertragungsmediums benötigt. Die bei Ethernet verwendeten Kabel werden als Zweidrahtleitung betrachtet. Ein kurzes Stück der Länge dx dieser Leitung ist als Ersatzschaltbild in Abbildung 2.10 modelliert. Die vier konzentrierten Bauelemente dieses Ersatzschaltbildes ergeben sich aus:

1. dem Induktivitätsbelages L'
2. dem Widerstandsbelages R'
3. dem Kapazitätsbelages C'
4. dem Ableitungsbelag G'

Die vier Parameter L' , R' , C' und G' (Leitungsbeläge) sind in den Datenblättern oder Spezifikationen der Kabel angegeben und müssen noch mit der Länge dx multipliziert werden, um die Dimension

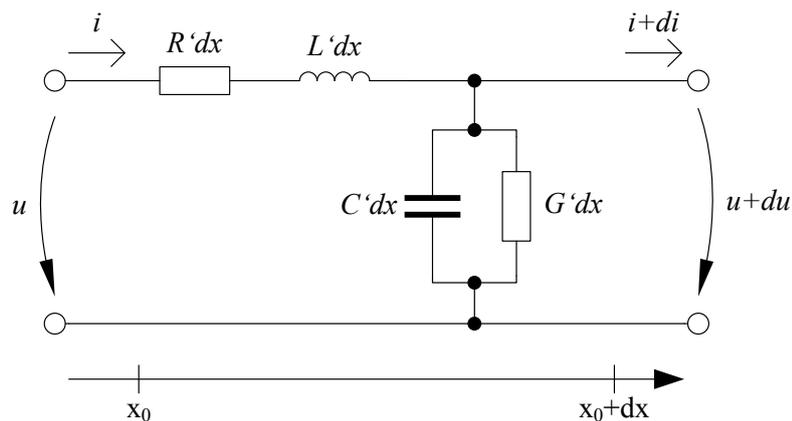


Abbildung 2.10: Ersatzschaltbild eines kurzen Leitungsstücks

der vier konzentrierten Bauelemente der Ersatzschaltung zu erhalten. Für die Spannung und den Strom am Ausgang dieses kurzen Leitungsstückes gilt

$$\underline{U} + d\underline{U} = \underline{U} - (R' dx + j\omega L' dx) \underline{I} \quad (2.4)$$

$$\underline{I} + d\underline{I} = \underline{I} - (G' dx + j\omega C' dx) (\underline{U} + d\underline{U}). \quad (2.5)$$

Am Ausgang des kurzen Leitungsstückes hat sich die Spannung und der Strom gegenüber dem Eingang nur geringfügig verändert. Durch die Vereinfachung der Gleichung 2.4 und Gleichung 2.5 erhält man

$$d\underline{U} = - (R' dx + j\omega L' dx) \underline{I} \quad (2.6)$$

$$d\underline{I} = - (G' dx + j\omega C' dx) (\underline{U} + d\underline{U}). \quad (2.7)$$

Der Term $d\underline{U}$ in Gleichung 2.7 wird vernachlässigt, da die Bedingung $|\underline{U}| \gg |d\underline{U}|$ gilt. Dividiert man die Gleichungen 2.6 und 2.7 durch dx , ergibt sich das Differentialgleichungssystem zu:

$$\frac{d\underline{U}}{dx} = - (R' + j\omega L') \underline{I} \quad (2.8)$$

$$\frac{d\underline{I}}{dx} = - (G' + j\omega C') \underline{U}. \quad (2.9)$$

Das Differenzieren von Gleichung 2.8 nach dx und das Einsetzen von Gleichung 2.9 ergibt die Telegraphengleichung

$$\frac{d^2 \underline{U}}{dx^2} = (R' + j\omega L') (G' + j\omega C') \underline{U}. \quad (2.10)$$

Diese Gleichung besitzt die allgemeine Lösung

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_f e^{-\gamma x} + \underline{U}_r e^{\gamma x} \quad (2.11)$$

mit der Ausbreitungskonstante

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')}. \quad (2.12)$$

Die Spannung \underline{U}_f ist dabei das an der Stelle $x = 0$ eingespeiste Signal, das sich in x-Richtung ausbreitet. Die Spannung \underline{U}_r ist entsprechend das zurücklaufende Signal, was an der Stelle x entweder eingespeist oder reflektiert wurde. Die Übertragungsfunktion ist in beide Kabelrichtungen symmetrisch. Betrachtet man das Kabel nur in Vorwärtsrichtung, gilt für dessen Übertragungsfunktion in Abhängigkeit der Länge x :

$$\underline{G}(x) = \frac{\underline{U}(x)}{\underline{U}_f} = e^{-\gamma x} = e^{-\alpha x} e^{-j\beta x}. \quad (2.13)$$

Die Dämpfungskonstante ist demnach $\alpha = \text{Re}(\gamma)$ und die Phasenkonstante $\beta = \text{Im}(\gamma)$.

Bedingt durch den *Skin*-Effekt ist ein Teil des Widerstandsbelages frequenzabhängig. Bei Gleichstrom ist die Stromdichte über dem gesamten Leiterquerschnitt gleich groß. Bei Wechselstrom entsteht sowohl um als auch im Leiter ein Wechselmagnetfeld \vec{H} , welches im Leiter einen Wechselstrom induziert, der seiner Ursache entgegen gerichtet ist (also mit umgekehrter Polarität). Da die Mitte des Leiters dabei von mehr Magnetfeldlinien umschlossen wird als der Rand (Abbildung 2.11), ist dieser induzierte Gegenstrom in der

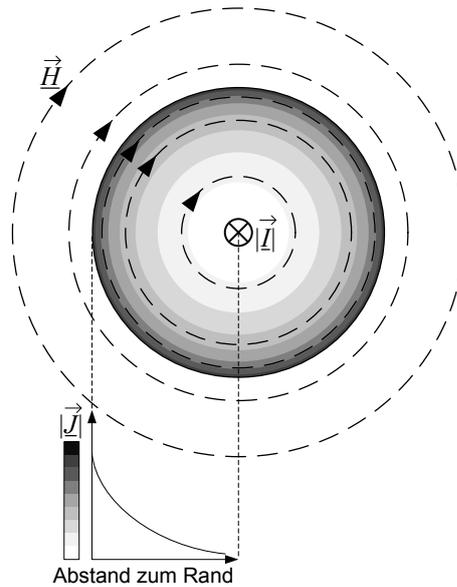


Abbildung 2.11: Leiterquerschnitt bei Wechselstrom

Mitte am größten und damit der resultierende Wechselstrom am kleinsten. Umgekehrt ist im Randbereich des Leiterquerschnitts die sich ergebende Stromdichte $|\vec{J}|$ am größten, da dort der induzierte Gegenstrom viel kleiner als in der Mitte ist.

Folglich steht für den Stromfluss bei Wechselstrom effektiv ein kleinerer Leiterquerschnitt zur Verfügung als bei Gleichstrom. Demnach vergrößert sich der Widerstand für Wechselstrom gegenüber Gleichstrom. Dieser Effekt verstärkt sich bei hohen Frequenzen. Bei sehr hohen Frequenzen bewirkt der *Skin*-Effekt, dass nur im äußersten Rand des Leiterquerschnitts („Haut“ der Leitung) ein Strom fließt. In der Mitte des Leiters fließt dann fast gar kein Strom. Das Maß für den Bereich (beginnend am äußeren Rand des Leiterquerschnittes und sich in Richtung Leitermitte ausdehnend), in dem effektiv der gesamte Strom fließt, heißt Eindringtiefe δ . Die Eindringtiefe ist umgekehrt proportional zur Wurzel der Frequenz: $\delta \propto 1/\sqrt{f}$.

Damit ist der durch den *Skin*-Effekt verursachte Widerstandsbelag $R'_{skin} \propto \sqrt{f}$.

Der *Skin*-Effekt beeinflusst auch den Induktivitätsbelag in der gleichen Weise, da das Magnetfeld vom Strom abhängt. In [12] wurde gezeigt, dass die Serienelemente, die dem Ersatzschaltbild einer Zweidrahtleitung zur Modellierung des *Skin*-Effektes hinzugefügt werden müssten, einer Reihenschaltung aus frequenzabhängigem Widerstand und Induktivität entsprechen, deren längenbezogene Gesamtimpedanz durch folgende Gleichung ausgedrückt wird:

$$\underline{Z}'_{skin} = k_{skin} (1 + j) \sqrt{\omega}. \quad (2.14)$$

Dabei ist k_{skin} eine längenbezogene Konstante, die die Geometrie- und Materialparameter der Leitung beinhaltet. Der Widerstandsbelag R' in Gleichung 2.12 wird vernachlässigt und vollständig durch \underline{Z}'_{skin} ersetzt, da bei hohen Frequenzen der Realteil von \underline{Z}'_{skin} viel größer als R' ist. Außerdem sollen die Ableitungsverluste vernachlässigt, d.h. $G' = 0$, werden. Damit ergibt sich für die Ausbreitungskonstante

$$\gamma = j\omega\sqrt{L'C'}\sqrt{1 + \frac{k_{skin}(1-j)}{\sqrt{\omega}L'}}. \quad (2.15)$$

Für hohe Kreisfrequenzen ω , kann in dieser Gleichung der Term mit der Form $\sqrt{1+x}$ durch das 1. Glied seiner entsprechenden Taylorreihe

$\sqrt{1+x} \approx 1+x/2$ genähert werden.

$$\begin{aligned}\gamma &= j\omega\sqrt{L'C'} \left(1 + \frac{k_{skin}(1-j)}{2\sqrt{\omega L'}} \right) \\ &= \frac{k_{skin}}{2} \sqrt{\frac{\omega C'}{L'}} + j \left(\omega\sqrt{L'C'} + \frac{k_{skin}}{2} \sqrt{\frac{\omega C'}{L'}} \right)\end{aligned}\quad (2.16)$$

Damit gilt für die Dämpfungskonstante α und die Phasenkonstante β

$$\alpha = \frac{k_{skin}}{2} \sqrt{\frac{\omega C'}{L'}}, \quad (2.17)$$

$$\beta = \omega\sqrt{L'C'} + \frac{k_{skin}}{2} \sqrt{\frac{\omega C'}{L'}}. \quad (2.18)$$

Berechnet man nun den Betrag der Übertragungsfunktion in Dezibel ergibt sich

$$\frac{G_{dB}(x)}{\text{dB}} = 20\log_{10} (|\underline{G}(x)|) = -\alpha x 20\log_{10} e = -8,69 \cdot \frac{k_{skin}}{2} \sqrt{\frac{\omega C'}{L'}} x. \quad (2.19)$$

Typische Werte für L' , C' und k_{skin} von symmetrischen Zweidrahtleitungen sind in Tabelle 2.3 angegeben. Die Gleichung 2.20 zeigt den Verlauf einer Wurzelfunktion in Abhängigkeit der Frequenz (Abb.

Tabelle 2.3: Typische Leitungsparameter

Parameter	Wert
L'	500 nH/m
C'	50 pF/m
k_{skin}	200 $\mu\Omega/(m\sqrt{\text{Hz}})$

2.12), welcher typisch für in dB angegebene Übertragungsfunktionen drahtgebundener und vom *Skin*-Effekt beeinflusster Kanäle ist.

$$G_{dB}(x) = -21,8 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{x}{\text{m}} \cdot \sqrt{\frac{f}{\text{Hz}}} \text{ dB} \quad (2.20)$$

Die Phasenkonstante besitzt einen linear von der Frequenz abhängigen Term und einen weiteren, der proportional zur Wurzel der Frequenz ist. Mit den typischen Werten aus Tabelle 2.3 dominiert die lineare Abhängigkeit von der Frequenz. Damit kann die Gruppenlaufzeit des Kabels in Abhängigkeit der Frequenz als konstant betrachtet werden (Abb. 2.12). Der Betrag und die Phase der Über-

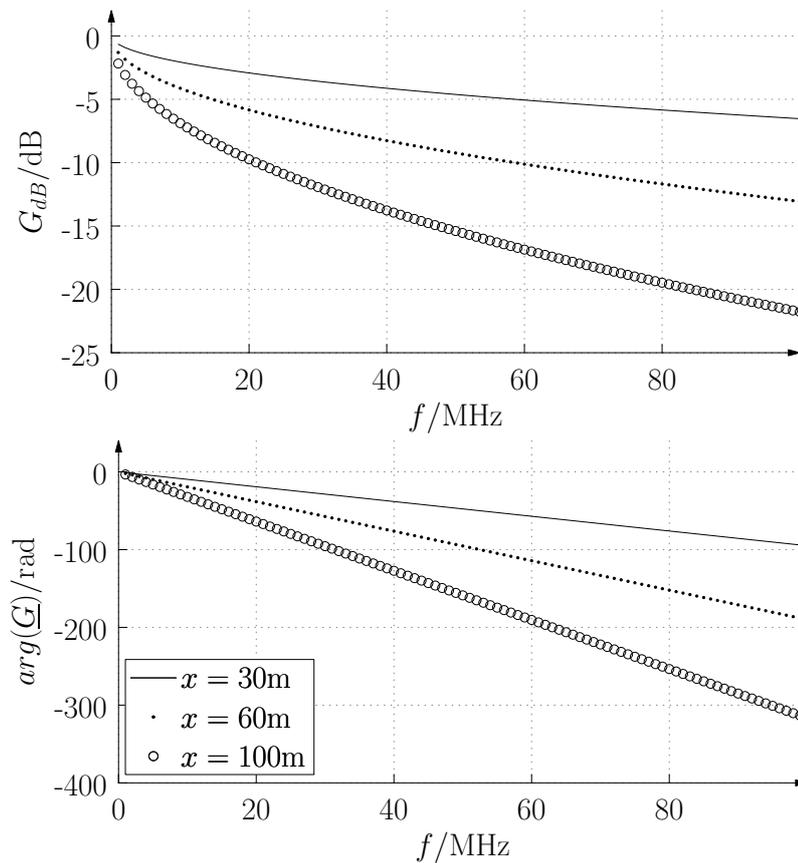


Abbildung 2.12: Betrag und Phase der Übertragungsfunktion

tragungsfunktion sind für verschiedene Kabellängen x in Abbildung 2.12 dargestellt.

Für die Dämpfung von UTP-CAT5-Kabeln, wie sie bei 100BASE-TX verwendet werden, wurde in [11] ein genaueres Modell vorgestellt (Gleichung 2.21). Für 100 m Kabellänge ergibt sich die Dämpfung A_{dB} nach diesem Modell zu

$$A_{dB} = \left(1,967 \cdot 10^{-3} \sqrt{f/\text{Hz}} + 23 \cdot 10^{-9} f/\text{Hz} + \frac{50}{\sqrt{f/\text{Hz}}} \right) \text{ dB.} \quad (2.21)$$

Dieses Modell berücksichtigt u.a. auch die Ableitungsverluste ($G' \neq 0$), welche durch den linear von der Frequenz abhängigen Term in Gleichung 2.21 beschrieben werden. Abbildung 2.13 zeigt die Dämpfung dieses Modells für $x = 100$ m zusammen mit der im 100BASE-TX-Standard definierten Obergrenze für die Einfügedämpfung des

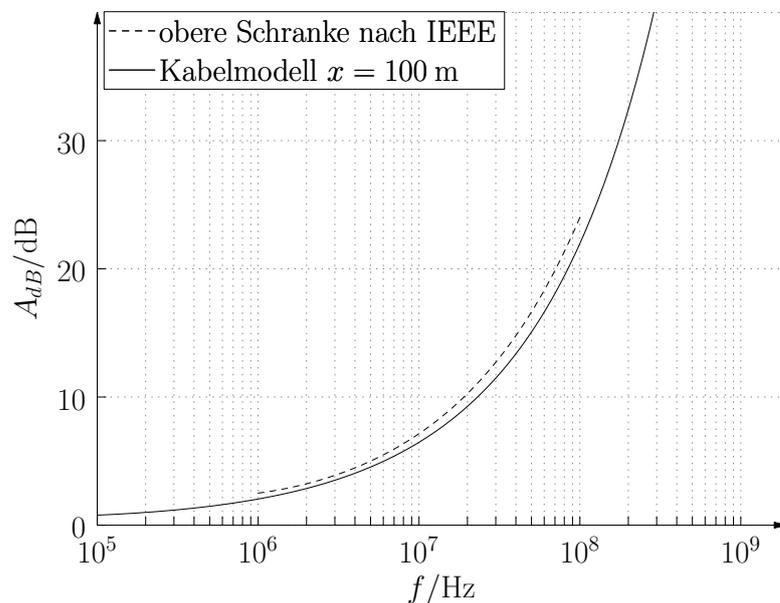


Abbildung 2.13: Dämpfung eines 100 m-langen UTP-CAT5-Kabels

gesamten Kanals. Es wird deutlich, dass die maximal erlaubte Einfügedämpfung beinahe allein durch das Kabel erreicht wird und nur eine kleine Reserve für die Dämpfung durch Steckverbinder usw. übrig bleibt.

Weitere Effekte, die bei drahtgebundener Kommunikation auftreten, wenn mehrere Leitungen gebündelt parallel verlaufen, sind das Nah- und Fernübersprechen. Übersprechen bedeutet, dass Signale von einer Leitung in eine andere Leitung eingekoppelt werden. Bei 100BASE-TX werden zwei der vier Adernpaare im Kabel für die Übertragung in jeweils eine Richtung verwendet (Dual-Simplex). Folglich werden die Signale vom Sender eines *Transceivers* durch die Kopplung zwischen den beiden Leitungen an den Empfänger des selben *Transceivers* übertragen. In diesem speziellen Fall wird das Übersprechen auch als Echo bezeichnet. Findet das Übersprechen größtenteils nahe am betrachteten *Transceiver* statt, spricht man von Nahübersprechen (near end crosstalk - NEXT). Störungen durch Kopplung am anderen Ende des Kabel werden als Fernübersprechen (far end crosstalk - FEXT) bezeichnet (Abb. 2.14). Es ist offensichtlich, dass das Nahübersprechen der kritischere Effekt ist, da das vom *Transceiver* empfangene Signal durch das Kabel stark gedämpft ist und durch die nahe am *Transceiver* befindliche Kopplung vom

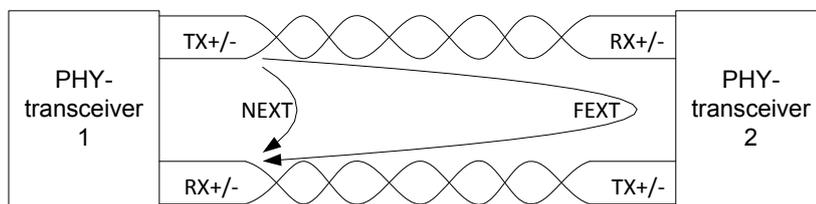


Abbildung 2.14: Nah- und Fernübersprechen

Sender mit maximaler Ausgangsleistung gestört wird. Befindet sich die Kopplung am anderen Ende des Kabels (Fernübersprechen), so wird das gesendete Signal des *Transceivers* vom Kabel zunächst stark gedämpft, ehe es das am anderen Ende der Leitung noch ungedämpfte Empfangssignal des *Transceivers* stört. Die Störung durch Fernübersprechen ist daher nur geringfügig und wird deshalb nicht betrachtet. Im 100BASE-TX-Standard [4] ist die obere Grenze des Betrages der Übertragungsfunktion für das Nahübersprechen eines 100 m langen Kabels durch folgende Gleichung beschrieben:

$$NEXT_{dB} < \left(-27,1 + 16,8 \log_{10} \left(\frac{f/\text{MHz}}{100} \right) \right) \text{ dB.} \quad (2.22)$$

Das Nahübersprechen ist zusammen mit der im Standard definierten unteren Grenze des Betrags der Übertragungsfunktion des Kanals in Abbildung 2.15 dargestellt. Die Differenz der beiden Funktionen ergibt die sogenannte Übersprechdämpfung (Attenuation-to-crosstalk ratio; ACR), welche dem Signal-Rausch-Verhältnis sehr ähnlich ist. Abbildung 2.15 zeigt, dass ab einer gewissen Frequenz das Nahübersprechen größer als die Vorwärtstransmission des Kabels selbst wird. Ab dieser Frequenz ist mit diesen Kabeln keine Signalübertragung mehr möglich.

Auf eine exaktere Modellierung des Nahübersprechens eines UTP-CAT5-Kabels wird verzichtet, da bei 100BASE-TX das Problem des Nahübersprechens noch vernachlässigt werden kann und somit keine speziellen Signalverarbeitungsblöcke zur Kompensation dieses Effektes benötigt werden.

Bei 1000BASE-TX (*Gigabit Ethernet*) kann dieses Problem nicht vernachlässigt werden. Bei diesem Standard tritt massives Über-