

# Masterarbeit

Rainer Basso Michael

Untersuchung von Technologien zur Datenübertragung von  
Messwerten aus Haushaltszählern über Stromleitungen

*Fachhochschule Westküste  
Fachbereich Technik*

*Fachhochschule Westküste - University of Applied Sciences  
Faculty of Engineering*

*Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg  
Fakultät Technik und Informatik  
Department Informations- und Elektrotechnik*

*Hamburg University of Applied Sciences  
Faculty of Engineering and Computer Science  
Department of Information and Electrical Engineering*

Rainer Basso Michael

Untersuchung von Technologien zur Datenübertragung  
von Messwerten aus Haushaltszählern über  
Stromleitungen.

Masterarbeit eingereicht im Rahmen der Masterprüfung  
im gemeinsamen Studiengang Mikroelektronische Systeme  
am Fachbereich Technik  
der Fachhochschule Westküste  
und  
am Department Informations- und Elektrotechnik  
der Fakultät Technik und Informatik  
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr.-Ing. Hans-Dieter Schütte

Zweitgutachter : Prof. Dr.-Ing. Ulrich Sauvagerd

Abgegeben am 2. Oktober 2009

**Rainer Basso Michael**

**Thema der Masterarbeit**

Untersuchung von Technologien zur Datenübertragung von Messwerten aus Haushaltszählern über Stromleitungen.

**Stichworte**

Datenübertragung über Stromleitungen, Powerline-Kommunikation, PLC-Kanal, PLC-Testbed, Kanalemulator, DCSK, EVB08-EU-Evaluation-Board

**Kurzzusammenfassung**

Diese Arbeit hat zum Ziel, eine Analyse der verschiedenen verfügbaren Techniken für die Datenübertragung über Stromnetze durchzuführen. Eine Netztopologie, die für die Datenablesung aus Haushaltszählern genutzt werden kann, wird vorgestellt. Die wichtigsten Normen, die die Datenübertragung über Stromnetze regulieren, werden präsentiert, wobei das Hauptaugenmerk auf die CENELEC-Norm EN 50065-1 gelegt wird. Die Ergebnisse verschiedener Untersuchungen hinsichtlich der Dämpfung, der Zugangsimpedanz sowie verschiedener Störungstypen, die in diesem Medium auftreten, werden dargestellt. Verschiedene Modulationsverfahren werden untersucht, wobei besonders auf das OFDM- und das DCSK-Modulationsverfahren eingegangen wird. Der Entwurf und die Entwicklung eines PLC-Testbed werden dargelegt. Unter Verwendung des implementierten PLC-Testbed erfolgt eine Bewertung der Bitübertragungsschicht des EVB08-EU-Evaluation-Boards von RENESA-Yitran, und es wird eine Untersuchung des Einflusses auf das Ausgangssignal dieses Modems durchgeführt. Die wichtigsten Ergebnisse beider Untersuchungen werden präsentiert.

**Rainer Basso Michael**

**Title of the master thesis**

Study of technologies to transmit data of electronic domestic supply meter over power line.

**Keywords**

Data transmission over power lines, Powerline Communication, PLC-Channel, PLC-Testbed, Channel Emulator, DCSK, EVB08-EU-Evaluation-Board

**Abstract**

This work has the goal of performing an analysis of the different available techniques to transmit data over power lines. A net topology that can be used for reading data of electronic domestic supply meter will be presented. The most important norms which regulate the data transmission over powerline will be described making focus on the CENELEC-Norm EN 50065-1. The result of different researches about the attenuation, the access impedance and the disturbances presented on this channel are exposed. Various modulation techniques are examined especially the OFDM and DCSK modulation. A proposal and the implementation of a PLC-Testbed are exposed. Using the PLC-Testbed the physical layer of the EVB08-EU-Evaluation-Board from Renesas-Yitran is evaluated. The effect of the access impedance on the modem's output signal is also examined. The more important results of this investigations are presented.

## **Vorwort**

Diese Arbeit wurde in der Firma Dr. Neuhaus Telekommunikation GmbH durchgeführt. Allen meinen Kollegen, die mich bei der Ausführung der Arbeit in irgendeiner Form unterstützt haben, möchte ich meinen aufrichtigen Dank aussprechen.

Besonders möchte ich dem Entwicklungsleiter, Herrn Mathias Nieting, und dem Projektleiter, Herrn Cluas Pahlun, danken, die die Betreuung dieser Arbeit übernommen haben und ihrer Entwicklung große Impulse gaben.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Hans-Dieter Schütte, dem Erstgutachter seitens der Fachhochschule Westküste, und Herrn Prof. Dr.-Ing. Ulrich Sauvagerd, dem Zweitgutachters seitens der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg, möchte ich für ihr Verständnis und die Hilfe bei der Verwirklichung dieser Arbeit danken.

Dank gilt ebenfalls meinen Freunden und Angehörigen, die mir bei der Realisierung der Arbeit hilfreich beiseite standen.

# Inhaltsverzeichnis

## Begriffe und Abkürzungen

## Abbildungsverzeichnis

## Tabellenverzeichnis

1	Einleitung .....	1
1.1	Technischer Bedarf .....	1
1.2	Zielstellung .....	2
1.3	Gliederung der Arbeit .....	2
2	Netzstruktur des Energieversorgungssystems .....	4
2.1	Topologie des Energieversorgungssystems .....	4
2.2	Aufbau und Eigenschaften der Hochspannungsebene .....	5
2.3	Aufbau der Mittel- und Niederspannungsebene .....	7
2.4	Möglicher Aufbau eines PLC-Netzes .....	8
3	Regulierungen der Powerline Kommunikation .....	10
3.1	Regulierungen in den USA .....	10
3.2	Die CENELEC-Norm EN 50065 .....	11
3.2.1	Zugriffsprotokoll .....	12
3.2.2	Zulässige Ausgangspegel .....	13
3.3	Die Nutzungsbestimmung 30 (NB 30) .....	16
4	Die Niederspannungsebene als Kommunikationskanal .....	17
4.1	Übertragungsdämpfung .....	17
4.2	Zugangsimpedanz .....	21
4.3	Störungen auf der Niederspannungsebene .....	23
4.4	Kanalmodell .....	28
5	Modulationsverfahren und vorhandene PLC-Technologien .....	29
5.1	Schmalbandige Modulationsverfahren .....	29
5.1.1	Amplitudenumtastung .....	30

5.1.2	Phasenumtastung .....	30
5.1.3	Frequenzumtastung.....	32
5.2	Bandspreizende Modulationsverfahren .....	34
5.2.1	Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS).....	34
5.2.2	Frequency-Hopping .....	35
5.2.3	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM).....	36
5.2.4	Differential Code Shift Keying (DCSK).....	42
6	Entwicklung eines PLC-Testbed.....	50
6.1	Technische Überlegungen zur Entwicklung des PLC-Testbed .....	50
6.2	Grundaufbau des PLC-Testbed.....	52
6.3	PLC-Kanalemulator.....	53
6.3.1	Spannungsversorgung .....	54
6.3.2	Analog-Front-End.....	55
6.3.3	Digitalen Signalverarbeitung und Kontrolle.....	60
7	Messungen an der RENESAS-Yitran-Technologie .....	79
7.1	Untersuchung der von der Zugangsimpedanz des Kanals verursachten Effekte ....	80
7.2	Untersuchung der Qualität der Datenübertragung .....	81
7.2.1	Testprogramm des EVB08.....	82
7.2.2	Messungen der PLC-Datenübertragung unter Verwendung des EVB08 .....	84
8	Zusammenfassung.....	94
9	Anhang .....	99
9.1	Flussdiagramm der Initialisierung des EVB08-Testprogramms .....	99
9.2	Menü des EVB08-Testprogramms .....	100
9.3	Flussdiagramm des Übertragungsmodus.....	101
9.4	Flussdiagramm des Empfangsmodus .....	102
9.5	Zustandsautomat der Komponente Markov .....	103

## **Begriffe und Abkürzungen**

EUV	Energieversorgungsunternehmen
PLC	Powerline Communication (Powerline-Kommunikation)
GENELEC	European Committee for Electrotechnical Standardization (Europäisches Komitee für elektrotechnische Normung)
FCC	Federal Communications Commission
CSMA	Carrier Sense Multiple Access
CISPR	Comité international spécial des perturbations radioélectriques (Internationales Sonderkomitee für Funkstörungen)
NB 30	Nutzungsbestimmung 30
AM	Amplitude modulation (Amplitudenuntastung)
ASK	Amplitude Shift Keying
PSK	Phase-Shift Keying (Phasenumtastung)
BPSK	Binary-Phase Shift Keying
FSK	Frequency-Shift Keying (Frequenzuntastung)
QAM	Quadrature amplitude modulation (Quadraturamplitudenmodulation)
Kbps	kilobits per second (Kilobit pro Sekunde).
SST	Spread Spectrum Techniques (Bandspreizende Modulationsverfahren)
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
FH	Frequency-Hopping
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
QPSK	Quadrature phase-shift keying (Quadraturphasenumtastung)
IFFT	Inverse Fast Fourier Transformation (Inversen schnellen Fouriertransformation)
FFT	Fast Fourier Transformation (Schnellen Fouriertransformation)
ICI	Inter- channel interference
ISI	Inter Symbol Interference
DCSK	Differential Code Shift Keying
SNR	Signal-to-noise ratio (Signal-Rauschen-Verhältnis)
AFE	Analog-Front-End

FPGA	Field Programmable Gate Array
OP	Operationsverstärker
DSP	Digital Signal Processor
DCM	Digital Clock Manager
MAC	Multiply-Accumulate
DAW	Digital-Analog-Wandler
ADW	Analog-Digital-Wandler
LFSR	Linear Feedback Shift Register
EVB08	EVB08-EU-Evaluation-Board
PER	Packet Error Rate (Paketverlustrate)
miniRTOS	mini Real Time Operating System (Mini-Echtzeit-Betriebssysteme)
BGN	Background Noise (Farbiges Hintergrundrauschen)
AI	Asynchronous Disturbance (Asynchrone Störung)
SI	Synchronous Disturbance (Synchrone Störungen)
NB	Narrow Band Disturbance (Schmalbandige Störung)
CEBus	Consumer Electronics Bus

## Formelzeichen

$R'$	Widerstandsbelag
$L'$	Induktivitätsbelag
$G'$	Ableitungsbelag
$C'$	Kapazitätsbelag
$\alpha$	Dämpfungskonstante
$\beta$	Phasenkonstante
$\gamma$	Fortpflanzungskonstante oder Ausbreitungskonstante
$Z_0$	Leitungswellenwiderstand der Leitung
$V_1$	hinlaufende Welle
$V_2$	rücklaufende Welle
$s(t, \tau)$	verzerrtes Sendesignal
$h(f, \tau)$	zeitvariantes lineares Filter
$n(t, \tau)$	Störsignal
$r(t)$	empfangenes Signal
$rect$	Rechteckfunktion
$T_d$	Bitdauer
$\mathfrak{F}\{ \}$	Fouriertransformation
$\Delta f$	Frequenzabstand
$T$	Periode
$B$	Bandbreite
$P$	Übergangsmatrix einer Markov-Kette

## Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2-1 Struktur des Energieversorgungssystems .....	4
Abbildung 2-2 Hochspannungsfreileitungen, einphasiges Modell .....	5
Abbildung 2-3 Topologien des Niederspannungsebene a) Radialnetz, b) Ringnetz mit einem Einspeisepunkt, c) Ringnetz mit zwei Einspeisepunkten, d) vermaschtes Netz .....	8
Abbildung 2-4 PLC-Ortsnetz.....	9
Abbildung 3-1 Frequenzbereiche, die in FCC Part 15 spezifiziert sind .....	11
Abbildung 3-2 Frequenzbereiche und maximaler Signalpegel der CENELE-Norm EN 50065 .....	11
Abbildung 3-3 Regel für die Nutzung des C-Bandes a) Maximale Übertragungsdauer, b) Zeit zwischen zwei Sendevorgängen von einem Sender, c) Zeit zwischen den Sendevorgängen von zwei Sendern.....	12
Abbildung 3-4 [4] Bestimmung der Bandbreite eines Signals nach EN 50065 .....	13
Abbildung 3-5 Messschaltung gemäß EN 50065-1 Störgrenzwerten.....	15
Abbildung 4-1 Modell eines infinitesimal kurzen Leitungsabschnitts .....	18
Abbildung 4-2 [2] Dämpfung pro Kilometer eines NAYCWY 1851185se Kabels als Funktion der Frequenz.....	19
Abbildung 4-3 Schematischer Aufbau des Stromnetzes .....	20
Abbildung 4-4 [5] Langzeitaufnahme der Übertragungsdämpfung .....	20
Abbildung 4-5 [5] Langzeitaufnahme der Übertragungsdämpfung bei 54 kHz .....	21
Abbildung 4-6 [5] Langzeitaufnahme der Übertragungsdämpfung bei 80 kHz .....	21
Abbildung 4-7 [2] Verlauf der Zugangsimpedanz über Frequenz und Zeit .....	22
Abbildung 4-8 [4] Zeitlicher Verlauf einer aperiodischen Impulsstörung.....	24
Abbildung 4-9 [4] Zeit-Frequenz-Analyse einer Impulsstörung .....	25
Abbildung 4-10 [4] Zeitverlauf von periodischen Impulsstörungen .....	26
Abbildung 4-11 [4] Beispiele einer Bündelstörung .....	27
Abbildung 4-12 [8] Störungen eines Universalmotors aus drei verschiedene Stellen.....	27
Abbildung 4-13 Kanalmodell der Niederspannungsnetze .....	28
Abbildung 5-1 Beispiel eines durch ASK modulierten Signals .....	30
Abbildung 5-2 Beispiel eines durch BPSK modulierten Signals .....	31
Abbildung 5-3 Beispiel eines durch FSK modulierten Signals.....	32
Abbildung 5-4 Ausbreitung der schmalbandigen Störungen bei DSSS.....	34
Abbildung 5-5 Prinzip der FH .....	35
Abbildung 5-6 Aufteilung des Spektrums in N Subkanäle bei OFDM.....	36
Abbildung 5-7 Beispiel einer spektralen Anordnung mit 7-Signalforn.....	37
Abbildung 5-8 Konstellationsdiagramm für QPSK .....	38

Abbildung 5-9 Grundaufbau eines OFDM-Senders .....	39
Abbildung 5-10 Grundaufbau eines OFDM-Empfängers .....	40
Abbildung 5-11 [4] Darstellung von Interkanalinterferenz (ICI).....	40
Abbildung 5-12 [4] Prinzip der Intersymbolinterferenz .....	41
Abbildung 5-13 Spektrogramm eines Chirp Signals mit Instantan-Frequenzen von 20 kHz bis 80 kHz.....	43
Abbildung 5-14 Autokorrelation eines Chirp-Signals.....	44
Abbildung 5-15 Kodierung bei DCSK .....	44
Abbildung 5-16 Grundaufbau eines DCSK-Senders.....	45
Abbildung 5-17 Grundaufbau eines DCSK-Empfängers.....	46
Abbildung 5-18 Blockdiagramm des M16C/6S .....	47
Abbildung 5-19 Bitfehlerrate bei verschiedenen SNR für M16C/62 in GENELEC-A.....	49
Abbildung 6-1 Grundaufbau des PLC-Testbed .....	52
Abbildung 6-2 Störungen an Primär- und Sekundärseite des Isolierungstransformators .....	53
Abbildung 6-3 Blockdiagramm des PLC-Kanalemulators .....	54
Abbildung 6-4 Schaltplan der Spannungsversorgung .....	55
Abbildung 6-5 Schaltplan der Entkopplung des PLC-Signals.....	56
Abbildung 6-6 Aktives Antialiasingfilter .....	56
Abbildung 6-7 Übertragungsfunktion des Antialiasingfilters .....	57
Abbildung 6-8 Rekonstruktionsfilter .....	58
Abbildung 6-9 Kopplung des PLC-Signals an das Stromnetz .....	59
Abbildung 6-10 Übertragungsfunktion des Rekonstruktionsfilters.....	59
Abbildung 6-11 Hierarchische Struktur der im FPGA implementierten Komponenten.....	60
Abbildung 6-12 IP-Symbol der Komponente Clock_Manager .....	61
Abbildung 6-13 IP-Symbol der Komponente Pre_amplifier .....	62
Abbildung 6-14 IP-Symbol der Komponente ad_da_converter .....	64
Abbildung 6-15 Beispiel einer Übertragungsfunktion, gebildet aus 256 Koeffizienten.....	65
Abbildung 6-16 IP-Symbol der Komponente FIR_256_3_Channels .....	65
Abbildung 6-17 IP-Symbol der Komponente Conversion_Func.....	66
Abbildung 6-18 Funktion der Umwandlung für den DAW.....	67
Abbildung 6-19 LFSR für das Polynom $x^3+x^1+1$ unter Anwendung der Struktur von Galois..	68
Abbildung 6-20 IP-Symbol der Komponente LFSR.....	68
Abbildung 6-21 IP-Symbol der Komponente pseudo_random .....	69
Abbildung 6-22 IP-Symbol der Komponente Background_Noise_Filter .....	69
Abbildung 6-23 Übertragungsfunktion des Background_Noise_Filters .....	70
Abbildung 6-24 IP-Symbol der Komponente Synchron_Noise .....	70
Abbildung 6-25 Erzeugung periodischer Störungen .....	71

Abbildung 6-26 Zustandübergangsdiagramm der Markov-Ketten .....	72
Abbildung 6-27 IP-Symbol der Komponente Markov .....	73
Abbildung 6-28 IP-Symbol der Komponente Signal_RAM .....	74
Abbildung 6-29 Blockdiagramm der Komponente Noise_Generator .....	75
Abbildung 6-30 IP-Symbol der Komponente Noise_Generator .....	75
Abbildung 6-31 IP-Symbol der Komponente Channel_Switch .....	76
Abbildung 6-32 IP-Symbol der Komponente Load_Control .....	77
Abbildung 7-1 EVB08-EU Evaluation-Board .....	79
Abbildung 7-2 Spektrum zweier PLC-Signale .....	80
Abbildung 7-3 Diagramm des Testaufbaus .....	81
Abbildung 7-4 [31] Blockdiagramm der "D2DLL Single Task Edition" .....	82
Abbildung 7-5 Datenempfang durch eine Callback-Funktion .....	84
Abbildung 7-6 Ergebnisse der Messungen der PER vs. SNR .....	85
Abbildung 7-7 Ergebnisse der Messungen der PER vs. SNR unter Zufügung anderer Störsignale .....	86
Abbildung 7-10 Leistungsdichte des Referenz-Störsignals .....	88
Abbildung 9-1 Flussdiagramm der Initialisierung des EVB08-Testprogramms .....	99
Abbildung 9-2 Menü des EVB08-Testprogramms .....	100
Abbildung 9-3 Flussdiagramm des Übertragungsmodus .....	101
Abbildung 9-4 Flussdiagramm des Empfangsmodus .....	102
Abbildung 9-5 Zustandsautomat der Komponente Markov .....	103

# Tabellenverzeichnis

Tabelle 2-1[1] Frequenzabhängige Dämpfung durch den Einfluss des Erdbodens.....	6
Tabelle 3-1 Maximale Übertragungspegel.....	14
Tabelle 3-2 Störgrenzwerte für die Frequenzbereiche .....	15
Tabelle 3-3 Grenzwerte der Störpegel nach der NB 30 .....	16
Tabelle 4-1 [6] Komplexe Impedanz auf Niederspannungsnetzen in Europa.....	22
Tabelle 6-1 Implementierte Befehle in der Komponente Load_Control.....	77
Tabelle 7-1 Über das Menü einstellbare Parameter .....	83
Tabelle 7-2 Ergebnisse der Messungen unter Benutzung des Referenz-Störsignals und der 24 Übertragungsfunktionen .....	89
Tabelle 7-4 Stör-Szenarien.....	92

## 1 Einleitung

Internationale Konflikte wie der im Irak oder die diplomatische Krise um das Nuklearprogramm im Iran haben einen Zustand der Ungewissheit hinsichtlich der Versorgung mit fossilen Brennstoffen im Weltweit hervorgerufen. Der noch nicht gelöste diplomatische Konflikt zwischen Russland und der Ukraine war eine erstmalige klare Warnung für die Europäische Union in Bezug auf deren Abhängigkeit von externen Erdgaslieferungen. Diese Ereignisse, zusammen mit dem voraussichtlichen Ansteigen des Bedarfs an Energieressourcen infolge des beschleunigten Wirtschaftswachstums von Entwicklungsländern wie China und Indien, haben zur Folge, dass das Thema Energiesicherheit auf europäischer Ebene als ein wichtiger Aspekt der Sicherheitsstrategie der Staaten gehandhabt wird. Diese Tatsachen und die wachsende Beunruhigung wegen der Umweltbeeinträchtigung durch die Verbrennung dieser fossilen Brennstoffe und deren Beitrag zur Beschleunigung der Erderwärmung haben verursacht, dass es in den letzten Jahren einen bedeutenden Richtungswandel in der Staatspolitik gegeben hat, die auf eine Reduzierung des Verbrauchs dieser Ressourcen gerichtet ist.

Ein zentraler Punkt der am 5. April 2006 in Kraft gesetzten Richtlinie über Endenergieeffizienz und Energiedienstleistungen des Europäischen Parlaments [34] ist die Energieeinsparung durch die Energiebedarfskontrolle der Endverbraucher. Dies kann dadurch erreicht werden, dass die Energieversorgungsunternehmen (EVU) dem Verbraucher seine Konsumdaten zeitnah zur Verfügung stellen und multitarifliche Dienstleistungen anbieten, die ihm die Möglichkeit geben, sein Konsumverhalten anzupassen und bestimmte Tätigkeiten auf Zeiten zu verlegen, in denen die Energie billiger ist. Das würde zu einer Reduzierung der Konsumspitzen sowie deren Dauer führen, womit die erforderliche Betriebszeit der weniger effizienten Kraftwerke oder der, die eine größere Umweltschädigung verursachen, verringert werden könnte. Andere Dienstleistungen wie die Fernbedienung von Geräten des Verbrauchers, um den Energieverbrauch der Kunden zu optimieren, werden in Betracht gezogen.

### 1.1 Technischer Bedarf

Um diese Dienstleistungen anbieten zu können, benötigen die EVU ein bidirektionales Kommunikationssystem, dessen zentraler Punkt in der Möglichkeit besteht, die Daten der Zähler abzulesen. Gegenwärtig stehen Optionen wie die Datenübertragung über drahtgebundene Kommunikationssysteme wie DSL oder drahtlose Netze wie GPRS zur Verfügung. Ein Beispiel dafür kann man bei dem Energieversorger Yello-Strom sehen, der einen Service anbietet, der seinen Kunden erlaubt, den Energieverbrauch online abzulesen. Durch die Installierung eines netzwerkfähigen Stromzählers kann über eine Webseite von

überall in der Welt aus in Zeitabständen von 15 Minuten der Verlauf des Stromverbrauchs betrachtet werden. Dieses System bedarf keiner großen Installationskosten, setzt aber voraus, dass der Kunde über einen entsprechenden Flatrate-Internetzugang verfügt. Die Nutzung drahtloser Netze wie GPRS bringt in der Regel hohe Installationskosten mit sich, da sich die Stromzähler in der Mehrheit der Fälle in Gebäudekellern befinden, was erfordert, dass bestimmte Maßnahmen ergriffen werden müssen, um einen angemessenen Empfang zu erreichen. Außer den Installationskosten müssen in diesen beiden Fällen die zusätzlichen Kosten berücksichtigt werden, die durch die Nutzung dieser Netze entstehen. Diese zusätzlichen Kosten sowie die Abhängigkeit von Dritten bewirken, dass diese beiden Varianten von den EVU nicht als gangbare Lösungen für eine massive Anwendung bewertet werden.

Eine mögliche Lösung dieses Problems könnte in der Nutzung der bestehenden Stromversorgungs-Infrastruktur als Kommunikationskanal liegen. Diese Technologie kennt man in der Fachliteratur als Powerline-Kommunikation (engl. Powerline Communication PLC). Diese Variante beseitigt das Problem der Abhängigkeit von Dritten bei der Datenübertragung und die damit verbundenen Kosten und bietet außerdem eine fast vollständige Abdeckung und eine bedeutende Reduzierung der Installationskosten, da die Stromnetze fast überall zu finden sind.

## **1.2 Zielstellung**

Die Nutzung des Stromnetzes als Kommunikationsmedium wird bereits seit einigen Jahrzehnten untersucht. Bereits 1920 wurden die Hochspannungsleitungen von den EVU durch den Gebrauch der Trägerfrequenztechnik auf Hochspannungsleitungen für die Betriebsführung, Überwachung und Beseitigung von Anlagestörungen genutzt. Gegenwärtig gibt es verschiedene Standards wie X-10, CEBus und LonWorks, die Protokolle und in einigen Fällen die Bitübertragungsschicht für die Datenübertragung über Stromnetze definieren. Allerdings konnte sich keine PLC-Technologie auf dem Markt durchsetzen, die die Anforderungen für eine Anwendung bei der Datenfernablesung von Zählern erfüllt.

Diese Arbeit hat zum Ziel, eine Analyse der verschiedenen heute zur Verfügung stehenden Techniken zu machen, die bei der Datenübertragung über Stromnetze benutzt werden können. und eine Untersuchung der realen Übertragungsmöglichkeiten mit einer der Techniken unter dem Einfluss verschiedener in diesem Kommunikationskanal vorhandenen Störgrößen durchzuführen.

## **1.3 Gliederung der Arbeit**

Eine Untersuchung der Qualität der Datenübertragung, die durch eine bestimmte Technik erreicht wird, erfordert die Kenntnis des Mediums, in dem diese angewendet wird.

---

Ausgangspunkt dieser Arbeit ist die im Kapitel 2 dargelegte Analyse der Strukturen der Stromverteilungsnetze. In diesem Kapitel wird die Unterteilung dieser in verschiedene Spannungsebenen sowie ihr Aufbau behandelt und eine Netztopologie vorgestellt, die für die Datenablesung von Zählern benutzt werden kann.

Die wichtigsten Normen, die die Datenübertragung über Stromnetze auf internationaler Ebene regulieren, werden im Kapitel 3 vorgestellt. Hauptaugenmerk wird dabei auf die Darlegung der CENELEC-Norm EN 50065-1 gelegt, da diese die PLC-Kommunikation in der Bundesrepublik Deutschland regelt.

Im Kapitel 4 wird eine Analyse der wichtigsten Charakteristika der Stromnetze auf der Niederspannungsebene als Kommunikationskanal gemacht. Ergebnisse verschiedener Untersuchungen über die Dämpfung, die Zugangsimpedanz sowie verschiedene im Medium auftretende Störungstypen werden hier präsentiert.

Verschiedene Modulationsverfahren, die bei der Datenübertragung über Stromnetze benutzt werden können, werden im Kapitel 5 untersucht. Ihre Vorteile und Mängel unter dem Einfluss des PLC-Kommunikationskanals werden aufgeführt. Besonders wird auf die Modulationsverfahren OFDM und DCSK eingegangen, weil sie die günstigsten Merkmale für die Anwendung bei der Datenablesung von Stromzählern aufweisen.

Im Kapitel 6 wird ein Vorschlag und die Entwicklung eines PLC-Testbed vorgestellt, das unter Berücksichtigung der in Kapitel 4 dargestellten Charakteristika des Kommunikationskanals entworfen wurde. Dieses PLC-Testbed bildet die Übertragungsfunktion des PLC-Kanals nach und erzeugt die verschiedenen in ihm auftretenden Störungen.

Unter Anwendung des implementierten PLC-Testbed erfolgte eine Bewertung der Bitübertragungsschicht des EVB08-EU-Evaluation-Board von RENESA-Yitran unter verschiedenen Bedingungen des Kommunikationskanals sowie eine Untersuchung darüber, welchen Einfluss die Zugangsimpedanz des PLC-Kanals auf das Ausgangssignal des Modems hat. Die wichtigsten Ergebnisse beider Untersuchungen werden im Kapitel 7 dieser Arbeit dargelegt.

## 2 Netzstruktur des Energieversorgungssystems

Die weitreichende Ausdehnung und die hierarchische Gliederung des Energieversorgungsnetzes bieten vielfältige attraktive Möglichkeiten, um die Netzstruktur als Kommunikationsmedium zu verwenden. In den folgenden Abschnitten werden die typischen Netzstrukturen auf den verschiedenen Spannungsebenen analysiert und es wird eine mögliche PLC-Netztopologie dargestellt.

### 2.1 Topologie des Energieversorgungssystems

In Europa ist das elektrische Energieversorgungssystem in drei Ebenen gegliedert, die Hochspannungsebene (110 kV bis 380 kV), die Mittelspannungsebene (10 kV bis 30 kV) und die Niederspannungsebene (400 V) –s. Abb. 2.1.

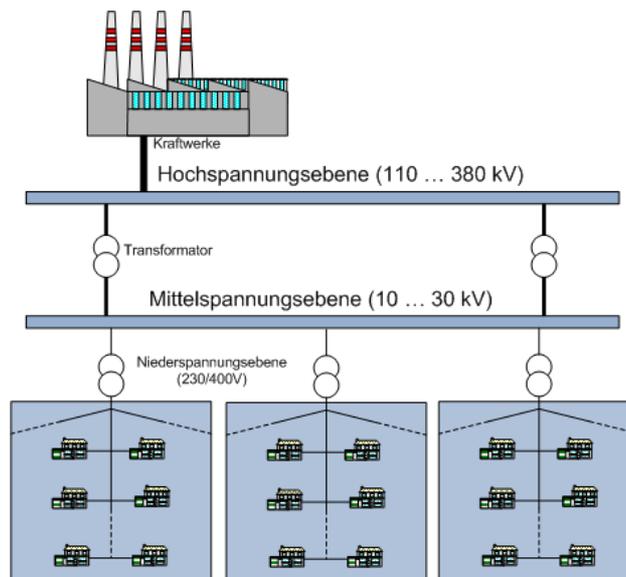


Abbildung 2-1 Struktur des Energieversorgungssystems

Die verschiedenen Spannungsebenen werden zur verlustarmen Überbrückung bestimmter Entfernungen benutzt und sind dafür angepasst. Die Spannungsebenen sind über Transformatoren miteinander gekoppelt. Die Transformatoren sind so dimensioniert, dass bei der 50Hz Netzfrequenz möglichst minimale Energieverluste auftreten, andererseits weisen sie die Übertragungsfunktion eines Tiefpasses auf, der für Hochfrequenz-Signale eine Barriere bildet. Auf Grund, der von den Transformatoren für die Trägerfrequenz zwischen den Spannungsebenen erstellten Trennung, ist es sinnvoll, eine entsprechende hierarchische Kommunikationssystem-Struktur zu wählen.

## 2.2 Aufbau und Eigenschaften der Hochspannungsebene

Die Hochspannungsebene dient dazu, die elektrische Energie von den Kraftwerken über lange Strecken zu transportieren. Die Hochspannungsleitungen erstrecken sich über 10 bis mehrere 100 km. Die längste Hochspannungsleitung in Westeuropa, erreicht über 500 km. Da das Dreiphasensystem im Vergleich zu anderen Mehrphasensystemen dasjenige mit den niedrigsten Investitionskosten ist, sind Hochspannungsnetze praktisch ausschließlich in Gestalt von Drehstromfreileitungen aufgebaut. Es wird versucht, ein symmetrisches System zu realisieren, in welchem:

- drei Spannungen gleichen Betrages mit jeweils  $120^\circ$  Phasenverschiebung gespeist werden,
- die Leitungen symmetrisch aufgebaut werden, d.h. für die Leiter werden gleiche Materialien, mit gleicher Leitergeometrie verwendet, und sie werden im gleichseitigen Dreieck mit gleichen Abständen vom Erdboden aufgestellt,
- versucht wird, die Wirk- und Blindleistungsbelastung gleichmäßig auf alle drei Außenleiter aufzuteilen.

Die Leiter sind so dimensioniert, dass auf lange Strecken bei der Netzfrequenz möglichst minimale Energieverluste auftreten, die sich auf Stromwärme-, Ableitungs- und Koronaverluste begründen.

Die Hochspannungsfreileitungen können im einphasigen Modell betrachtet werden [1] (siehe Add 2.2)

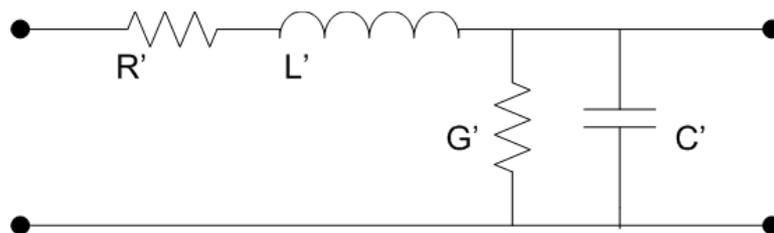


Abbildung 2-2 Hochspannungsfreileitungen, einphasiges Modell

Dabei ist:

- $R'$  der Widerstandsbelag und hat die Einheit Ohm pro Meter  $\frac{\Omega}{m}$ ,
- $L'$  der Induktivitätsbelag und hat die Einheit Henry pro Meter  $\frac{H}{m}$ ,
- $G'$  der Ableitungsbelag und hat die Einheit Siemens pro Meter  $\frac{S}{m}$ ,
- $C'$  der Kapazitätsbelag und hat die Einheit Farad pro Meter  $\frac{F}{m}$ .

Es ist zu beachten, dass die Leitungsconstanten  $L'$ ,  $C'$  und  $R'$  abhängig von der Frequenz sind. Der Skineneffekt bei der Netzfrequenz hat auch eine Auswirkung und ist schwer zu

berechnen. In der Regel geben Hersteller von Hochspannungsleitungen die Werte des effektiven Widerstandes pro Länge  $R'_{\text{eff}}$  bei 50 Hz in Tabellen an. Ähnlich wie bei dem Widerstandsbelag, ist der Ableitungsbelag rechnerisch schwer zu erfassen. Aus diesem Grund sind Werte von  $G'$  aus Tabellen zu entnehmen. Die Leitungskonstanten  $L'$  und  $C'$  lassen sich nach einer bestimmten Vereinfachung hinreichend genau berechnen.

Wie in [1] dargelegt wird, können die Hochspannungsleitungen als verlustbehaftet betrachtet werden, das bedeutet, dass der Wellenwiderstand  $Z_L$ , die Dämpfungs- und Phasenkonstante  $\alpha$  bzw.  $\beta$  nach (2.1), (2.2) und (2.3) berechnet werden können.

$$Z_L = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.1)$$

$$\alpha = \frac{R'}{2 \cdot Z_L} + \frac{G' \cdot Z_L}{2} \quad (2.2)$$

$$\beta = \omega \sqrt{L' C'} \quad (2.3)$$

Bei der Übertragung von Hochfrequenz-Signalen auf Hochspannungsleitungen verändern sich die Eigenschaften der Leitungen. Die Leitungskonstanten  $L'$  und  $C'$  nehmen andere Werte an. Aufgrund des Skin效ekts wird der Widerstandsbelag  $R'$  viel größer als bei der Netzfrequenz und ist von der Frequenz abhängig. Der Ableitungsbelag  $G'$  hat keine Wirkung, andererseits nimmt der Einfluss des umgebenden Mediums Luft auf die Signaldämpfung enorm zu.

Die Dämpfung aufgrund des ohmschen Verlustes wurde in [1] für die Übertragung eines Signals mit einer Trägerfrequenz von 1 MHz über eine 500 km lange 380 kV-Drehstromfreileitung nach (4.2) berechnet. Als Ergebnis der Berechnung wurde eine unerwartete geringe Dämpfung von 6dB ermittelt, ein Wert, der wie in [1] auch erwähnt, in der Praxis nicht zu finden ist. Grund dafür sind andere physikalische Einflüsse wie Nebel, Regen, Rauheif, starker Schneefall, Verluste im Erdboden, und andere, die zu einer Erhöhung der Dämpfung führen. Ein Beispiel dafür sind die in der Tabelle 2.1 ermittelten Werte der Dämpfung pro 100 km, wobei für das Verhältnis Leiterabstand  $d$  zu Höhe  $H$  der Leiter der Erfahrungswert  $\frac{d}{H} = 3,5$  angenommen wird.

**Tabelle 2-1[1] Frequenzabhängige Dämpfung durch den Einfluss des Erdbodens**

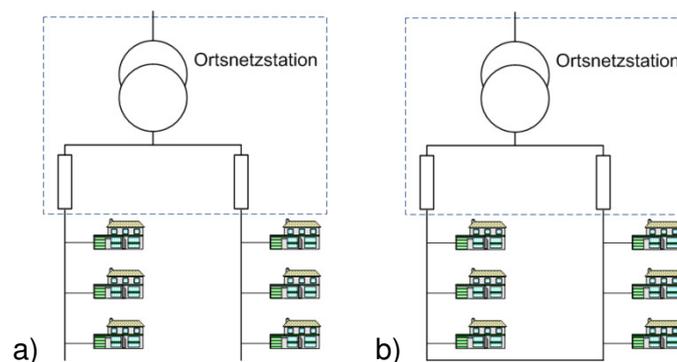
Dämpfung pro 100 km	Frequenz in kHz
6,12 dB	200
9,25 dB	300
12,39 dB	400

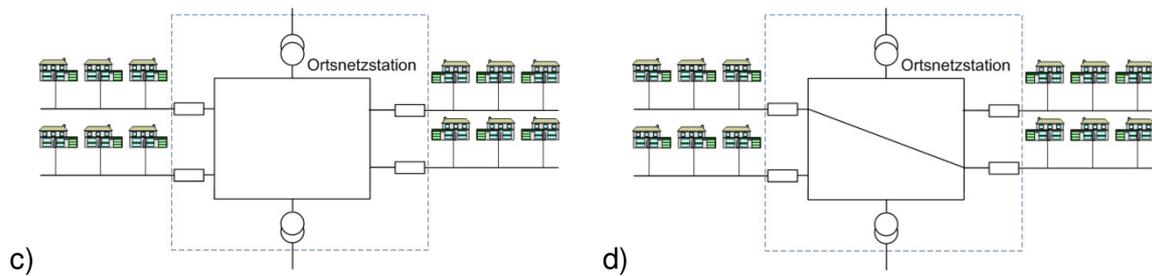
Gemäß Tabelle 2.1 erfährt ein Signal mit einer Trägerfrequenz von 400 kHz über eine Leitung von 500 km Länge eine Dämpfung von 61,95 dB. Aus diesem Beispiel ist ersichtlich, dass die Dämpfung wegen ohmscher Verluste vernachlässigt werden kann, weil die Dämpfung aufgrund z.B. des Einflusses des Erdbodens wesentlich größer ist.

### 2.3 Aufbau der Mittel- und Niederspannungsebene

Die Netze auf den Mittel- und Niederspannungsebenen sind aus Freileitungen und Erdkabeln aufgebaut. Mittelspannungsfreileitungen haben eine Länge zwischen 5 und 25 km und eine Nennspannung unter 110 kV. Im Gegensatz zu Hochspannungsfreileitungen besitzen Mittelspannungsfreileitungen relativ kleine Leiterquerschnitte bis maximal 95 mm<sup>2</sup> Aluminium und 15 mm<sup>2</sup> Stahl. In dicht besiedelten Gebieten wird die Energie ausschließlich über Erdkabel geliefert. Die Stromversorgung erfolgt auf der Niederspannungsebene in der Regel über Erdkabel, in kleinen Ortschaften und Gebieten mit alten Stromleitungen können jedoch noch Freileitungen gefunden werden.

Auf der Mittel- und Niederspannungsebene werden, je nach Anwendungsfall, verschiedene Varianten von Kabeln eingesetzt. Kupfer und Aluminium werden als Leitermaterial benutzt, während als Isoliermaterial meist entweder Polyvinylchlorid oder vernetztes Polyäthylen verwendet wird. Leiterquerschnitte mit runden, sektorförmigen oder ovalen Formen mit ein- oder mehrdrähtigem Aufbau sind zu finden. Die Mittel- und Niederspannungsnetze sind in Form eines Drehstromsystems aufgebaut, wobei in der Niederspannungsebene die Spannung zwischen den drei Phasen und dem Nullleiter 230 V und zwischen den Phasen 400 V beträgt. Im Kapitel 4 werden die Eigenschaften des Stromnetzes der Niederspannungsebene behandelt. In Abb. 2.3 werden die möglichen Netztopologien der Niederspannungsebene präsentiert [2].





**Abbildung 2-3 Topologien des Niederspannungsebene a) Radialnetz, b) Ringnetz mit einem Einspeisepunkt, c) Ringnetz mit zwei Einspeisepunkten, d) vermaschtes Netz**

Jede der dargestellten Topologien hat bestimmte Vor- und Nachteile. Das Radialnetz ist die einfachste Topologie, die aufgrund der minimalen Kabelmenge die niedrigsten Kosten hat, andererseits bietet sie am wenigsten Schutz bei Stromunterbrechungen. Das andere Extrem ist das vermaschte Netz. Diese Topologie ist am teuersten, erreicht aber Dank des Energieflusses von einem Teil des Netzes zum anderen eine große Spannungsstabilität. Außerdem ist diese Struktur äußerst robust gegenüber Unterbrechungen. Aus diesen Gründen sind vermaschte Netze die am meisten genutzten in hoch bevölkerten Gebieten. Von Transformatoren gehen bis zu 10 Versorgungsstränge ab, wobei die Länge unter 1 km liegt und jeder bis zu 40 Hausanschlüsse speist.

Die Verantwortung des EVU endet am Hausanschlusspunkt. Ab dieser Stelle ist der Eigentümer des Hauses für die Hausverkabelung bis zu den einzelnen Steckdosen verantwortlich. Obwohl die Hausinstallationen sehr stark variieren, ist innerhalb eines Gebäudes in der Regel eine Baumstruktur zu finden. In der Literatur wird die Strecke zwischen Transformator und Hausanschlusspunkt als „Ortsbereich“, „Last-Mile-Bereich“, „Außerhausbereich“ oder „Access-Bereich“ bezeichnet, während die Strecke vom Hausanschluss zur Steckdose entweder als „Last-Meter-Bereich“ oder als „Innenhausbereich“ bezeichnet wird.

## 2.4 Möglicher Aufbau eines PLC-Netzes

Obwohl die Übertragung von Daten auf den drei Spannungsebenen möglich ist, hat der Ortsbereich das größte Potential für die Verwendung der Stromleitungen als Medium für die Zählerdatenfernauslesung. Grund dafür ist, dass die meisten EVU im Besitz von Glasfaserkabeln sind, die entlang vieler Hoch- und Mittelspannungstraßen verlaufen. Wie *Abb. 2.4* zeigt, kann der Datentransport bis zur Trafostation sowohl über die Glasfasernetze als auch über Breitbandkabel oder Funk eingerichtet werden.

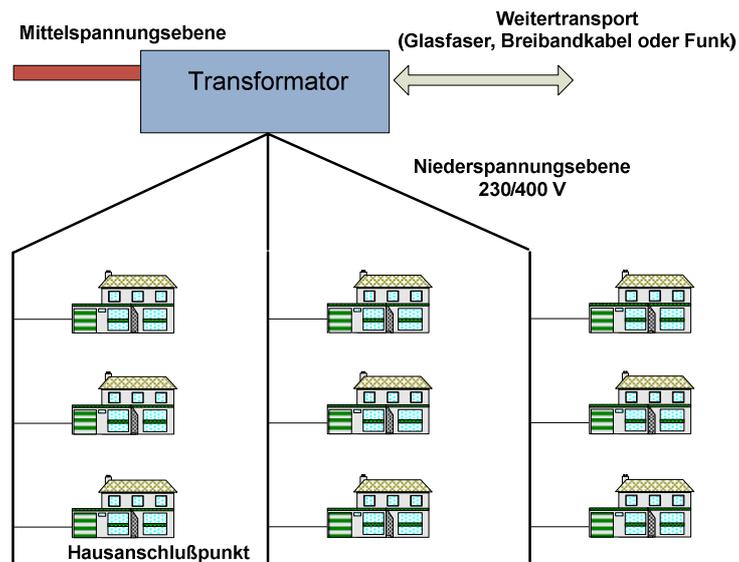


Abbildung 2-4 PLC-Ortsnetz

Aus der Sicht der Nachrichtentechnik ist das Niederspannungsnetz ein Bussystem, das von mehreren Teilnehmern geteilt wird. Von daher müssen Mehrfachzugriffsprotokolle eingesetzt werden, die das Zugriffsrecht auf das Übertragungsmedium möglichst effizient steuern.

Aufgrund der Dämpfung des Transformators lassen sich die Ortsnetze mit einer Mobilfunkzelle vergleichen. Der Mittelpunkt der „Ortsnetzzelle“ ist die Trafostation, woraus, wie in Abschnitt 2.3 erwähnt, bis zu 400 Haushalte versorgt werden können. Ausgehend von dieser Idee ist zu erkennen, dass es durch den Einsatz eines Punkt-zu-Multipunkt Kommunikationssystems im Ortsnetz möglich wäre, jeden Haushalt zu adressieren und damit die Zählerdatenfernauslesung über die Stromversorgungsleitungen möglich zu machen.

### 3 Regulierungen der Powerline Kommunikation

Zur Zeit gibt es abhängig vom Einsatzland verschiedene Normen, die die Nutzung der Niederspannungsebene zur Informationsübertragung regeln. Die wichtigsten spezifizierten Eigenschaften sind die maximale Sendeleistung und die zulässigen Frequenzbereiche. Hauptsächlich werden die Einschränkungen auferlegt, um Störungen auf anderen Kommunikationsdiensten zu vermeiden.

Da unterschiedliche Frequenzbereiche bestimmt werden, muss in Betracht gezogen werden, Produkte zu modifizieren, damit sie in anderen Ländern eingesetzt werden können. Die Datenkommunikation mit niedrigen Bitraten wird z.B. in Deutschland durch die Europäische-CENELEC-Norm EN50065-1 [3], geregelt, insbesondere die Nutzung des so genannten CENELEC-Bandes. Es belegt den Frequenzbereich zwischen 3 und 148,5 kHz und deckt damit nur einen geringen Teil des potenziellen Frequenzbereichs für die digitale Powerline-Übertragungstechnik ab. In den USA dürfen gemäß Teil 15 der FCC-Normen Trägerfrequenzen bis zu 530 kHz genutzt werden. Es ist hier zu sehen, dass Produkte, die für den amerikanischen Markt entwickelt wurden, verändert werden müssen, um die europäischen Normen erfüllen zu können. Da der zulässige Frequenzbereich in den USA breiter ist als in Deutschland, ergibt sich meistens eine deutliche Reduzierung der Übertragungsgeschwindigkeit.

In den weiteren Abschnitten dieses Kapitels werden die wichtigsten geltenden nationalen und internationalen Normen für die Powerline-Kommunikation beschrieben. Die europäische CENELEC-Norm EN 50065 wird detaillierter dargestellt.

#### 3.1 Regulierungen in den USA

In den USA werden die Sendeleistung und die Bandbreite der PLC-Signale von Vorschriften der FCC (Federal Communications Commission) Part 15.17 „Limits for carrier current systems,“ definiert. Wie Abb. 3.1 zeigt, ist hier ein Frequenzbereich bis zu 530 kHz verfügbar. Um jedoch Störungen im Radio-Navigationssystem des Flugzeugverkehrs zu vermeiden, könnten Einschränkungen für die PLC-Kommunikation im Frequenzbereich zwischen 185 kHz und 525 kHz vorgesehen werden.

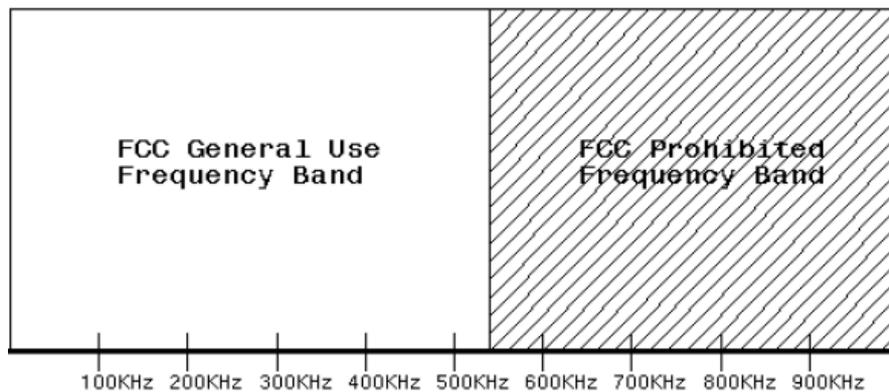


Abbildung 3-1 Frequenzbereiche, die in FCC Part 15 spezifiziert sind

Die Signaleinspeisung zwischen Nullleiter und Schutzerde ist gemäß FCC Part 15 erlaubt. Daraus ergibt sich ein großer Vorteil, denn durch die Nutzung des Schutzleiters kann man mit geringer Stöbelastung rechnen.

### 3.2 Die CENELEC-Norm EN 50065

Die CENELEC-Norm EN 50065-1 regelt seit 1991 die Signalübertragung auf elektrischen Niederspannungsnetzen im Frequenzbereich von 3 kHz bis 148 kHz [3]. In der Norm werden unterschiedliche Frequenzbänder und deren jeweilige Anwendung, sowie Grenzwerte für die Ausgangsspannung und für leitungsgeführte und gestrahlte Störungen festgelegt. Abb. 3.2 stellt die Festlegungen für die Frequenzbänder und Pegel der Signale in benutzten Frequenzbereichen dar.

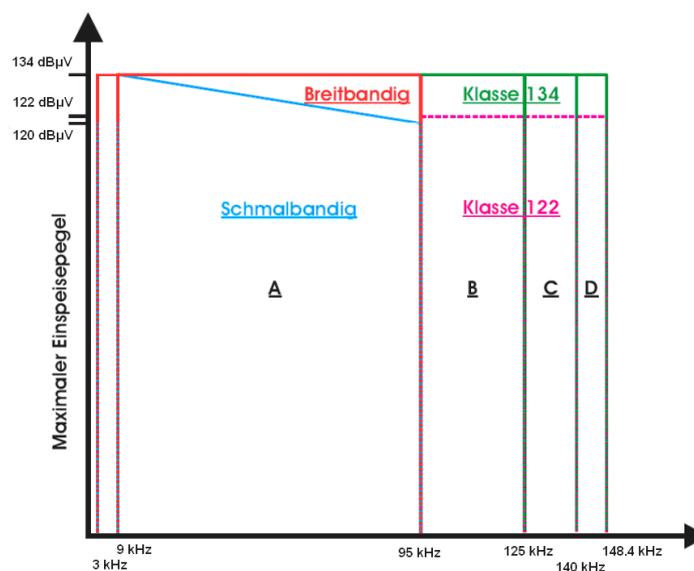
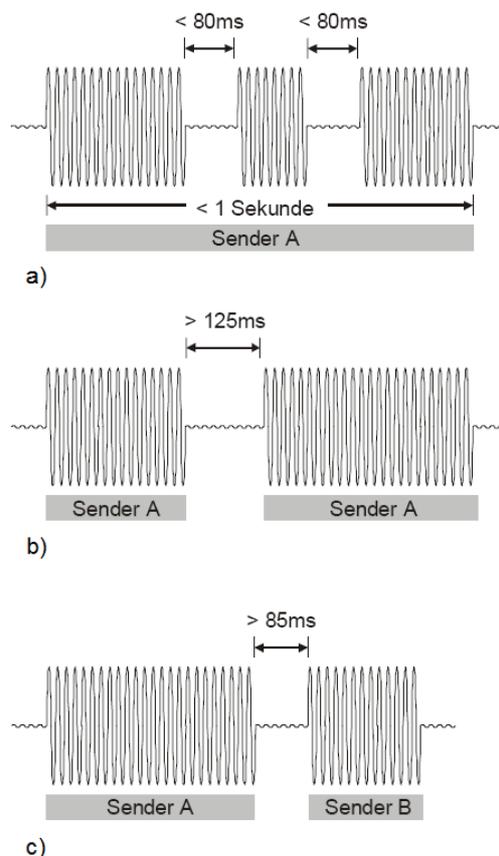


Abbildung 3-2 Frequenzbereiche und maximaler Signalpegel der CENELEC-Norm EN 50065

Der Frequenzbereich wird in fünf verschiedene Frequenzbänder aufgeteilt. Weiterhin können diese fünf Teilbänder in zwei Gruppen unterteilt werden. Frequenzen unter 95 kHz (Band-A) sind für die Nutzung durch die Elektrizitätsversorgungsunternehmen reserviert, während Frequenzen von 95 kHz bis 148,5 kHz (B, C- und D-Band) für die private Nutzung freigegeben sind.

### 3.2.1 Zugriffsprotokoll

Während es für die Bänder A, B, D keine Richtlinien bezüglich des Zugangsprotokolls gibt, ist ein Zugriffsprotokoll CSMA (Carrier Sense Multiple Access) für das C-Band vorgeschrieben. Die Verwendung des Zugriffsprotokolls ermöglicht im Niederspannungsnetz die Koexistenz von mehreren Systemen, die gleiche oder unterschiedliche Übertragungsprotokolle verwenden. Ein Teilnehmer des Netzes kann nur mit der Sendung beginnen, wenn der Pegel eines Signals im Frequenzbereich von 131,5 kHz bis 133,5 kHz für eine bestimmte Zeit unter 86 dB $\mu$ V liegt. Die Vorgaben der EN50065-1 Norm für die Nutzung des C-Bandes sind in Abbildung 3.3 präsentiert.



**Abbildung 3-3 Regel für die Nutzung des C-Bandes a) Maximale Übertragungsdauer, b) Zeit zwischen zwei Sendevorgängen von einem Sender, c) Zeit zwischen den Sendevorgängen von zwei Sendern**

Die Zeitdauer des Sendevorganges eines Senders wird auf 1 Sekunde beschränkt, und damit kein anderer Netzteilnehmer das Medium als frei erkennen kann, darf die Sendung keine Unterbrechung von mehr als 80 ms haben. Um die Sendeberechtigung der anderen Netzteilnehmer zu gewährleisten, muss der Sender am Ende eines Sendevorganges mindestens 125 ms warten, bevor er wieder um die Sendeberechtigung konkurriert. Ein anderer Teilnehmer darf mit der Übertragung beginnen, wenn mindestens 85 ms nach Abschluss eines Sendevorganges vergangen sind.

### 3.2.2 Zulässige Ausgangspegel

Für die Festlegung des zulässigen Ausgangspegels werden die Einrichtungen in einphasige und dreiphasige unterschieden. Außerdem wird bei dreiphasigen Einrichtungen differenziert, ob die Daten über die drei Phasen oder ausschließlich über eine Phase übertragen werden.

Zusätzlich dazu wird im CENELEC-Band A eine Unterscheidung zwischen schmalbandigen und breitbandigen Systemen stattfinden. Die spektrale Bandbreite wird durch die Breite des Frequenzabschnittes bestimmt, in dem alle Spektrallinien weniger als 20 dB unterhalb der höchsten Spektrallinie liegen (siehe Abb. 3.4). Das Ausgangssignal-Spektrum des Senders wird unter Verwendung eines Spektrumanalysators mit einem Spitzenwertdetektor und einer Bandbreite von 100 Hz bestimmt. Weiterhin muss der Spektrumanalysator ein Durchlassband gleich oder größer als die Bandbreite des Senderausgangs haben. Während der Messung ist die Einrichtung so zu betreiben, dass das Ausgangssignal den maximalen Ausgangspegel und die maximale Bandbreite hat. Ein Signal wird als breitbandiges Signal angesehen, wenn die Bandbreite des Signals gleich oder größer 5 kHz ist.

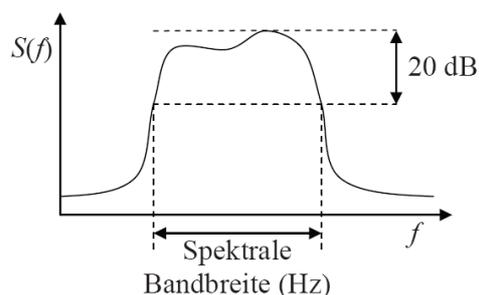


Abbildung 3-4 [4] Bestimmung der Bandbreite eines Signals nach EN 50065

Innerhalb der CENELEC-Bänder B, C und D wird der zulässige Ausgangspegel des Senders durch die Betriebsmittel der Klasse 122 und der Klasse 134 unterschieden. Beide Klassen unterscheiden sich nur in den Nutzungsbedingungen der Geräte. Betriebsmittel der Klasse 122 sind generell für allgemeine Nutzung zulässig, während Einrichtungen mit Klasse 134-

Betriebsmitteln für ihre Nutzung eine Anmeldung oder die Genehmigung einer autorisierten Behörde brauchen.

Tabelle 3.1 zeigt die maximalen Ausgangspegel für die verschiedenen möglichen Einrichtungen. Die Werte entsprechen Spitzenwerten und sind in dB $\mu$ V dargestellt. Die Ausgangspegel beziehen sich auf den maximalen Signalpegel auf einer Phase. Für dreiphasige Systemen bedeutet das, dass die entsprechenden maximalen Signalpegel auf jeder einzelnen Phase eingespeist werden dürfen.

Der maximale in Tabelle 3.1 dargestellte Einspeisepegel im B, C- und D-Band bleibt konstant. Im A-Band darf die Ausgangsspannung für einphasige Systeme mit schmalbandigen Ausgangssignalen bei 9 kHz einen Pegel von 134 dB $\mu$ V nicht überschreiten und nimmt frequenzlogarithmisch linear ab bis auf 120 dB $\mu$ V bei 95 kHz. Für dreiphasige Systeme mit schmalbandigen Signalen nimmt auch der zulässige Ausgangspegel frequenzlogarithmisch linear von 128 dB $\mu$ V bis auf 114 dB $\mu$ V ab. Für breitbandige Signale darf die gemessene Ausgangsspannung 134 dB $\mu$ V, bei einphasigen Systemen, und 128 dB $\mu$ V, bei dreiphasigen Systemen, nicht überschreiten.

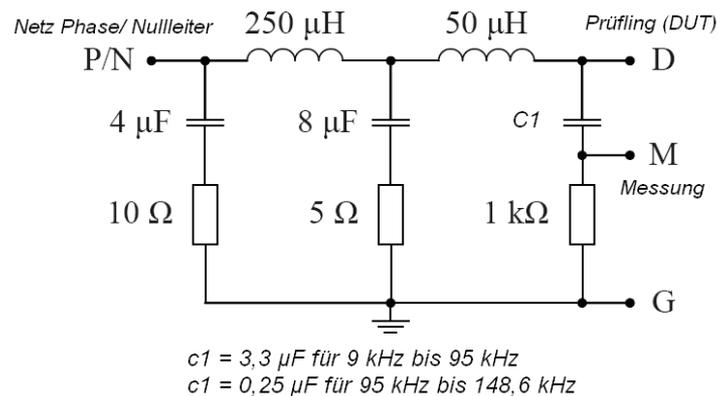
**Tabelle 3-1 Maximale Übertragungspegel**

Frequenzbereich	Einphasige Einrichtung (dB $\mu$ V)	Dreiphasige Einrichtung	
		Gleichzeitige Übertragung auf allen Phasen (dB $\mu$ V)	Übertragung nur auf einer Phase (dB $\mu$ V)
3 kHz – 9 kHz	134	128	134
9 kHz – 95 kHz (schmalbandig)	134 bis 120	128 bis 114	134 bis 120
9 kHz – 95 kHz	134	128	134
95 kHz – 148 kHz (Klasse 122)	122	116	122
95 kHz – 148 kHz (Klasse 134)	134	128	134

Der Ausgangspegel wird über eine Zeitspanne von 1 Minute unter Verwendung eines Spitzenwertdetektor gemessen. Es ist ein Spektrumanalysator mit einem Durchlassband gleich oder größer als die Bandbreite des Senderausgangs für die Messung zu verwenden. Für einphasige Einrichtungen sind die Messungen auf der Phase oder dem Nullleiter durchzuführen. Für dreiphasige Systemen, die Daten auf einer einzelne Phase übertragen,

werden die Messungen auf dem entsprechenden Phasenanschluss und dem Nullleiter durchgeführt. Während bei dreiphasigen Einrichtungen, die Daten auf allen drei Phasen senden, wird der Ausgangspegel auf allen drei Phasen und dem Nullleiter gemessen.

Die Ausgangspegelmessungen sind mit einer Netznachbildung zu messen, die im Frequenzbereich eine Impedanzcharakteristik gemäß CISPR 16-1:1993 aufweist. Abb. 3.5 zeigt die Netzwerk-Topologie einer Netznachbildung nach CISPR 16-1:1993.



**Abbildung 3-5 Messschaltung gemäß EN 50065-1 Störgrenzwerten**

EN 50065 stellt Störgrenzwerte für die leitungsgeführten Störungen und nicht leitungsgeführten Störungen außerhalb des Teilfrequenzbandes fest, in dem die entsprechende Sendeeinrichtung betrieben wird. Die zu verwendenden Messverfahren müssen die für die Messung des Ausgangspegels und der Bandbreite im vorherigen Abschnitt vorgestellten Anforderungen erfüllen. Tabelle 3.2 fasst die Störgrenzwerte für verschiedene Frequenzbereiche zusammen.

**Tabelle 3-2 Störgrenzwerte für die Frequenzbereiche**

Frequenzbereich (MHz)	Grenzwerte (dB $\mu$ V)	
	Quasispitzenwert	Mittelwert
0,003 bis 0,009	89	-
0,009 bis 0,15	89 bis 66	-
0,15 bis 0,5	66 bis 56	56 bis 46
0,5 bis 5	56	46
5 bis 30	60	50

Im Frequenzbereich von 9 kHz bis 500 kHz nehmen die Störgrenzwerte der Quasispitzen linear frequenzlogarithmisch ab. Neben den Quasispitzenwerten werden Mittelwerte im Frequenzbereich zwischen 150 kHz und 30 MHz betrachtet.

Grenzwerte für die Feldstärke der Störstrahlung im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz werden in EN 50065 festgelegt. Im Frequenzbereich von 30 MHz bis 230 MHz dürfen die Quasispitzenwerte 30 dB $\mu$ V/m nicht überschreiten, während im Frequenzbereich von 230 MHz bis 1 GHz keine Quasispitzenwerte über 37 dB $\mu$ V/m auftreten dürfen.

### 3.3 Die Nutzungsbestimmung 30 (NB 30)

Die Nutzungsbestimmung 30 (NB 30) wurde von der Bundesnetzagentur zur Begrenzung der Abstrahlung von durch Telekommunikationseinrichtungen genutzten Leitungen erstellt. NB 30 trat am 1. Juli 2001 in Kraft und soll sicherstellen, dass Funkdienste nicht unangemessen gestört werden. Darin sind die Nutzung des Frequenzbereiches zwischen 9 kHz und 30 MHz (ab 1. Juli 2003 bis 3 GHz), in und längs von Leitern, sowie die maximalen Störpegel definiert (siehe Tabelle 3.3).

**Tabelle 3-3 Grenzwerte der Störpegel nach der NB 30**

Frequenz	Grenzwert der Störfeldstärke (Spitzenwert) in 3 m Abstand dB $\mu$ V/m
9 kHz - 1MHz	40-20 *log <sub>10</sub> (f/MHz)
> 1 MHz - 30 MHz	40-8,8*log <sub>10</sub> (f/MHz)
> 30 MHz - 1 GHz	27 (entspricht der äquivalenten Strahlungsleistung von 20 dBpW)
> 1 GHz - 3 GHz	40 (entspricht der äquivalenten Strahlungsleistung von 33 dBpW)

Die Grenzwerte der Störpegel, die in *Tabelle 3.1* dargestellt sind, sind mit einer vorgeschriebenen Messanordnung aus einer Entfernung von drei Metern zu messen. Jedes System darf den in NB 30 spezifizierten Frequenzbereich benutzen, solange die festgelegten Störfeldstärken eingehalten werden und der benutzte Frequenzbereich keine sicherheitsrelevanten Funkdienste beeinflusst.

## 4 Die Niederspannungsebene als Kommunikationskanal

Wie in Kapitel 2 erläutert, bietet sich der „Ortsbereich“ oder „Last-Mile-Bereich“ als eine attraktive Möglichkeit für die Auslesung von Daten aus Haushaltszähler an. Jedoch werden die Stromversorgungsleitungen und die Topologie des Netzes vorwiegend für die verlustarme Übertragung der Energie und nicht für Signale der Nachrichtentechnik optimiert. Deshalb weisen die Stromnetze für ihren Einsatz als Kommunikationskanal nachteilige Eigenschaften auf, die an die Kommunikationsgeräte hohe Anforderungen stellen.

Die wichtigsten Eigenschaften sind die Übertragungsdämpfung, die Zugangsimpedanz und die Störungen, die dort auftreten. Die Übertragungsdämpfung und die Störungen bestimmen das Signal-Rauschen-Verhältnis am Eingang des Empfängers, woraus sich Einschränkungen der Übertragungsgeschwindigkeit und der maximale Übertragungsdistanz ergeben. Die Zugangsimpedanz hat im Prinzip keinen Einfluss auf die Qualität der Signalübertragung, beeinflusst aber die erforderliche Sendeleistung, die zu aufwändigen Sendeendstufen führen kann. In den folgenden Abschnitten werden die zuvor genannten Eigenschaften des Last-Mile-Bereichs in den CENELEC-Frequenzbändern untersucht.

### 4.1 Übertragungsdämpfung

Die Stromversorgungsleitungen können mit den Kabelparametern Widerstandsbelag, Induktivitätsbelag, Ableitungsbelag und Kapazitätsbelag beschrieben werden [2]. Die Kabelparameter eines NAYCWY 1851185se Kabels, das auf der Niederspannungsebene sehr oft eingesetzt wird, können nach (4.1), (4.2), (4.3) und (4.4) berechnet werden:

$$R' = 5.78 * 10^{-6} \sqrt{f} \quad (4.1)$$

$$G' = 1.15 * 10^{-11} * f \quad (4.2)$$

$$L' = 4.07 * 10^{-8} + 2.24 * 10^{-7} * \frac{1}{f} \quad (4.3)$$

$$C' = 9.10 * 10^{-11} \quad (4.4)$$

Laut der Leitungstheorie kann ein infinitesimal kurzer Leitungsabschnitt wie in Abb. 4.1 modelliert werden.

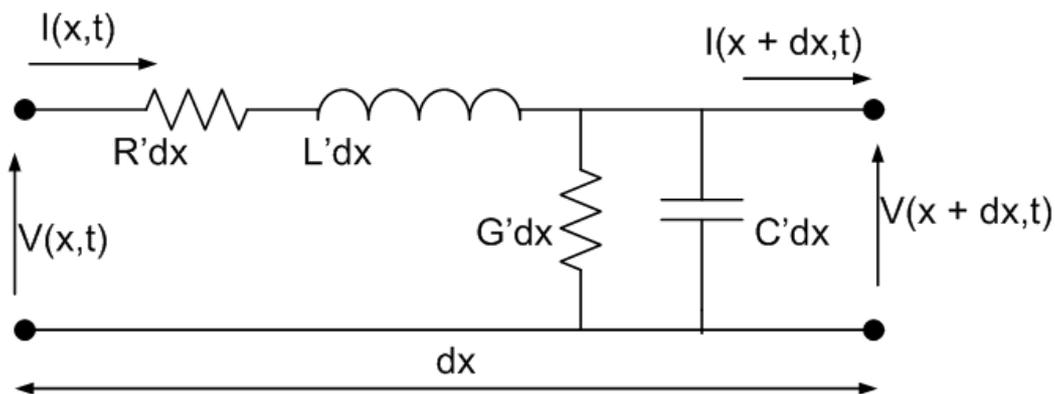


Abbildung 4-1 Modell eines infinitesimal kurzen Leitungsabschnitts

Dabei ist:

- $R'$  der Widerstandsbelag und hat die Einheit Ohm pro Meter  $\frac{\Omega}{m}$ ,
- $L'$  der Induktivitätsbelag und hat die Einheit Henry pro Meter  $\frac{H}{m}$ ,
- $G'$  der Ableitungsbelag und hat die Einheit Siemens pro Meter  $\frac{S}{m}$ ,
- $C'$  der Kapazitätsbelag und hat die Einheit Farad pro Meter  $\frac{F}{m}$ .

Vorausgesetzt, dass  $V(x)$  und  $I(x)$  harmonische Funktionen sind, können die Spannung und der Strom an der Leitung nach (4.5) und (4.6) aus Abb. 4.1 bestimmt werden:

$$\frac{dV(x)}{dx} = -I(x)(R + j\omega L) \quad (4.5)$$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -V(x)(G + j\omega C) \quad (4.6)$$

Nach Lösung der Differentialgleichungen (4.5) und (4.6) können die Spannung und der Strom in einer Entfernung von  $x$  nach (4.7) und (4.8) berechnet werden:

$$V(x) = V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x} \quad (4.7)$$

$$I(x) = \frac{V_1}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{V_2}{Z_0} e^{\gamma x} \quad (4.8)$$

Dabei ist:

- $\gamma$  die Fortpflanzungskonstante oder Ausbreitungskonstante
- $Z_0$  der Leitungswellenwiderstand der Leitung
- $V_1$  die hinlaufende Welle
- $V_2$  die rücklaufende Welle

Die Gleichungen beschreiben eine hin- und eine rücklaufende Welle entlang der Leitung mit einer Ausbreitungskonstante  $\gamma$ , die aus (4.9) erhalten werden kann:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (4.9)$$

Wie (4.9) zeigt, ist  $\gamma$  komplex und kann in Real-,  $\alpha$  die Dämpfungskonstante, und, Imaginärteil  $\beta$  die Phasenkonstante, geteilt werden. Der Leitungswellenwiderstand  $Z_0$  ist auch komplex und kann nach (4.10) berechnet werden:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (4.10)$$

Abb. 4.2 zeigt die Dämpfung pro Kilometer als Funktion der Frequenz, die in [2] nach Verwendung von (4.1), (4.2), (4.3) (4.4) und (4.9) im Frequenzbereich zwischen 9 kHz und 90 kHz berechnet wurde.

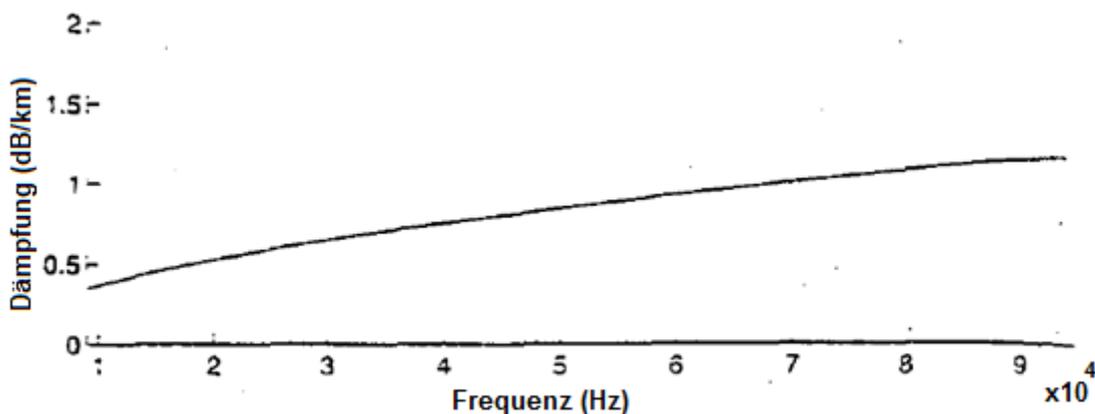


Abbildung 4-2 [2] Dämpfung pro Kilometer eines NAYCWY 1851185se Kabels als Funktion der Frequenz

$10^4$  Die Dämpfungswerte aus Abb. 4.2, unter 0.5 dB/km bei 9 kHz und etwas über 1 dB/km bei 90 kHz, sind mit der in der Praxis gemessene Dämpfung, zwischen 40 und 80 dB/km, praktisch vernachlässigbar. Daraus ist zu erkennen, dass die Kabel auf der Niederspannungsebene nicht der Hauptgrund für die starke Dämpfung des Kanals sind.

Die Dämpfung wird von der Belastung, der Anzahl der Hausanschlüsse und dem Abschluss des Kabels bestimmt [2] [5]. Abb. 4.3 zeigt einen schematischen Aufbau eines Stromnetzes, wobei  $Z_L$  die Impedanz des Versorgungsstranges ist und  $Z_n$  die Impedanz der entsprechenden Hauszuleitung. Wegen der nicht angepassten Impedanzen an den Abzweigungen, an denen die Impedanz  $Z = Z_L || Z_n$  beträgt, wird ein Teil des gesendeten Signals reflektiert. Weiterhin werden Reflexionen am Hausanschluss stattfinden, da es dort eine Impedanzfehleranpassung zwischen  $Z_n$  und der Impedanz des Hausanschlusses gibt.

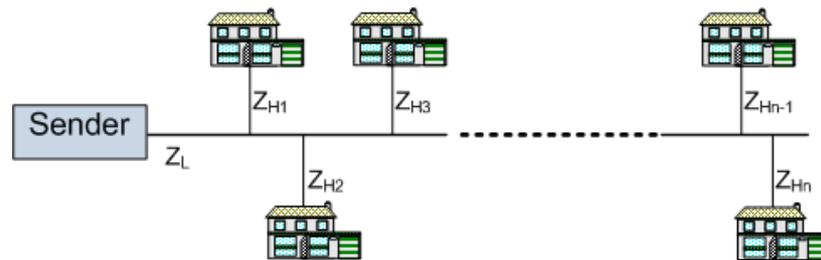


Abbildung 4-3 Schematischer Aufbau des Stromnetzes

Aufgrund der vorkommenden Reflexionen wird ein gesendetes Signal am Empfänger von den über verschiedene Wege kommenden Signalanteilen überlagert. Dieses Phänomen wird in der Literatur Mehrwegausbreitung genannt und führt zu einer frequenzselektiven Dämpfung. Obwohl Signale im Frequenzbereich von 9 kHz bis 150 kHz eine relativ große Wellenlänge aufweisen, z.B.  $\lambda_{100\text{kHz}} \approx 3000 \text{ m}$ , dürfen solche Leitungseffekte nicht vernachlässigt werden.

Weiterhin ist die Dämpfung von der Zeit abhängig. Abb. 4.4 zeigt den Verlauf der Übertragungsdämpfung zwischen 16:30 Uhr und 07:30 Uhr eines Netzes. Abb. 4.5 und Abb. 4.6 stellen den Verlauf der Dämpfung für die Frequenzen 54 kHz und 80 kHz dar.

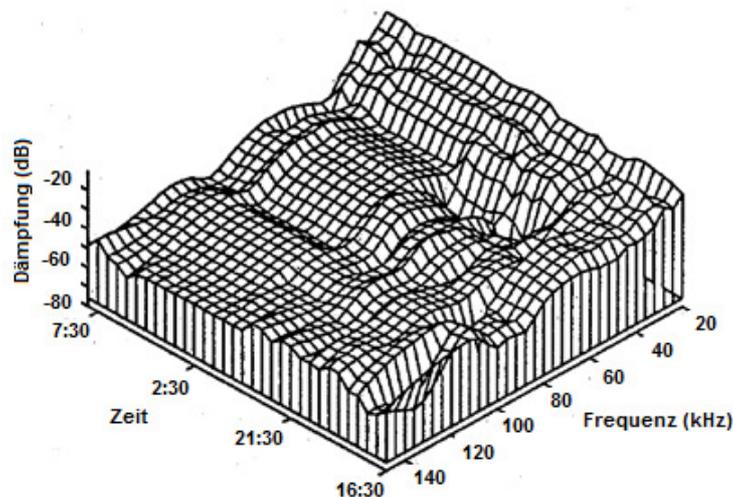


Abbildung 4-4 [5] Langzeitaufnahme der Übertragungsdämpfung

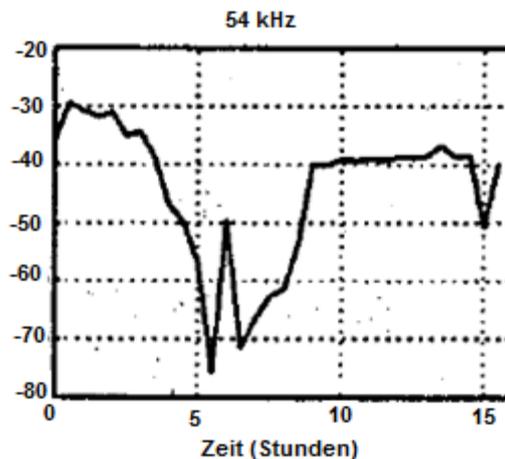


Abbildung 4-5 [5] Langzeitaufnahme der Übertragungsdämpfung bei 54 kHz

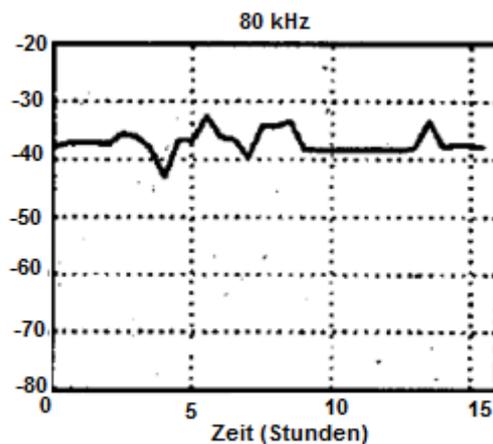


Abbildung 4-6 [5] Langzeitaufnahme der Übertragungsdämpfung bei 80 kHz

Der Verlauf der Dämpfung zeigt den Einfluss der Belastung auf. Es sind frequenzabhängige Variationen bis zu 30 dB und zeitabhängige von etwa 10 dB zu finden. Der Kanal weist eine Tiefpass-Charakteristik auf, jedoch kann, wie Abb. 4.4 zeigt, bei bestimmten Frequenzen ein sehr starke Dämpfung auftreten.

## 4.2 Zugangsimpedanz

In [6] wurde die Zugangsimpedanz in verschiedenen Ländern und unterschiedlichen Niederspannungsnetzen untersucht. Die Impedanz kann kapazitiv oder induktiv sein und weist keine große Variation zwischen den europäischen Ländern auf. Die Messungen der komplexen Impedanz können in Tabelle 4.1 gesehen werden.

Tabelle 4-1 [6] Komplexe Impedanz auf Niederspannungsnetzen in Europa

FREQUENCY MHZ	REAL PART OF Z OHMS		IMAGINARY PART OF Z OHMS	
	MAX	MIN	MAX INDUCTIVE	MAX CAPACITIVE
.02	12.2	~ 0	10.5	7.0
.025	13.9	~ 0	17.2	5.1
.03	21.6	~ 0	15.8	3.9
.04	33.8	~ 0	72.5	4.9
.05	52.6	~ 0	30.4	6.5
.075	51.2	~ 0	45.9	10.8
.10	90.6	0.1	78.7	7.9
.15	72.3	2.8	41.9	38.
.20	41.5	3.3	49.8	12.6
.30	84.9	2.8	109.	22.6
.40	384.	3.4	106.	138.
.50	234.	4.1	157.	126.
.75	199.	5.4	145.	148.
1.0	320.	6.1	132.	91.8
1.5	388.	6.3	85.	282.
2.1	120.	~ 0	159.	110.
3.0	199.	8.7	169.	250.
4.0	598.	13.7	279.	70.
5.0	406.	14.5	252.	341.
7.5	263.	5.8	238.	80.
10.	319.	6.4	186.	104.
15.	190.	~ 0	180.	141.
20.	76.1	~ 0	177.	48.
25.	319.	~ 0	686.	480.
30.	206.	~ 0	390.	800.

Die Zugangsimpedanz wird von den am Stromnetz angeschlossenen Lasten bestimmt. Von daher besitzt sie keinen passiven oder stationären Zustand, d.h. die Zugangsimpedanz ist zeitabhängig. Weiterhin ist der Messort ein bedeutender Einflussfaktor der Impedanzmessung. Abb. 4.7 stellt den Verlauf der Zugangsimpedanz über Frequenz und Zeit dar.

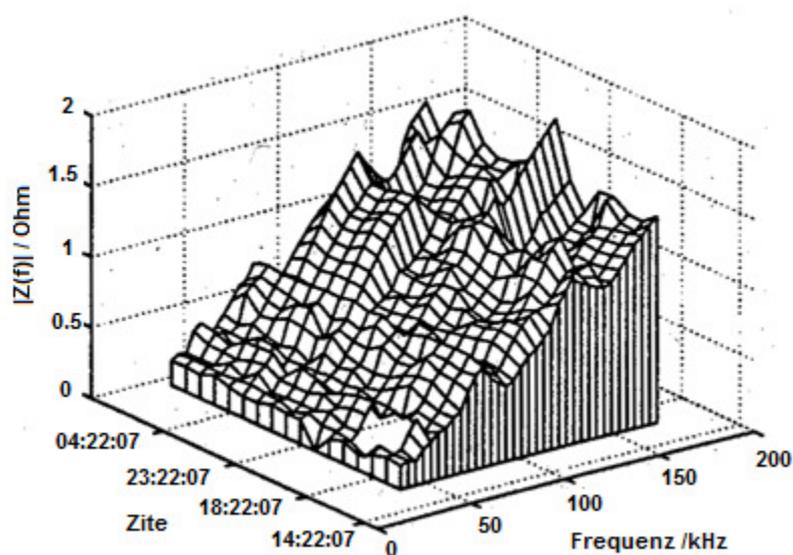


Abbildung 4-7 [2] Verlauf der Zugangsimpedanz über Frequenz und Zeit

Wie Abb. 4.7 zeigt, hat die Zugangsimpedanz sehr niedrige Werte, die von der Frequenz abhängig zwischen  $0,2 \Omega$  und zirka  $1,7 \Omega$  variieren. Die niedrigsten Werte werden am Sammelschienensystem einer Trafostation gefunden, da dort zahlreiche abgehende Stränge parallel eingeschaltet sind. Diese niedrigen Werte der Zugangsimpedanz stellen sehr hohe Anforderungen an die Ausgangsstufe der Geräte, die Daten über Stromnetze senden.

### 4.3 Störungen auf der Niederspannungsebene

Störungen auf der Niederspannungsebene werden hauptsächlich von den am Stromnetz angeschlossenen elektrischen Maschinen und Geräten erzeugt. Die Störungen können in fünf Kategorien unterteilt werden [4]:

- Farbiges Hintergrundrauschen,
- schmalbandige Störungen,
- aperiodischen Impulsstörungen,
- periodische netzsynchrone Störungen,
- periodische nicht netzsynchrone Störungen.

Diese Störungen überlagern sich in unabhängiger und additiver Form und bilden das Summenstörsignal.

**Das farbige Hintergrundrauschen** ist stochastischer Natur und in jeder Messung zu finden. Es kann durch ein Leistungsdichtespektrum beschrieben werden, dessen Leistungsdichte mit zunehmender Frequenz abnimmt. Wenn man das farbige Hintergrundrauschen an Hausanschlüssen untersucht, kann man höhere Werte im Niveau des Rauschens für niedrige Frequenzen feststellen. So hat es zum Beispiel bei 50 Hz im ungünstigsten Fall eine Leistungsdichte von  $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ , welche exponential fällt, bis sie bei 150 kHz Werte zwischen  $-70 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$  und  $-80 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$  liegt. In Anlagen in der Nähe von Trafostationen kann das gleiche Verhalten beobachtet werden, nur dass in diesem Fall die Rauschleistungsdichte im Vergleich zu der an den Hausanschlüssen niedrigere Werte besitzt. In diesem Fall werden für Frequenzen um die 95 kHz Werte zwischen  $-120 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$  und  $-140 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$  beobachtet [4].

Außer, dass es vom Messort abhängt, ändert sich das Niveau des farbigen Hintergrundrauschens mit der Uhrzeit der Messung. Zu Zeiten mit weniger menschlicher Tätigkeit, z.B. nachts, weisen die Rauschstörungen einen stabilen Pegel auf. Dagegen variiert ihr Pegel während der Arbeitszeit zwischen 15 und 20 dB um Ihren Durchschnittswert [7].

Als **schmalbandige Störungen** bezeichnet man die Störungen, deren größter Teil der Leistungsdichte sich im Vergleich mit der im Kommunikationssystem benutzten Gesamtbandbreite in einem kleinen Bereich der Frequenzbreite konzentriert. Im Allgemeinen haben die schmalbandigen Störungen eine Bandbreite von 3 kHz in den CENELEC-Bändern und einen durchschnittlichen Pegel von 63 dBV [4], obwohl Störungen im Pegel von bis zu 120 dBV beobachtet werden können. Die Hauptursache für diese Störungen sind Langwellen-Funkdienste für zivile und militärische Anwendungen. Deshalb steht das Niveau dieser Störungen im großen Zusammenhang mit der Nähe der Anlage von einem dieser Sender.

Außer dem farbigen Hintergrundrauschen und den schmalbandigen Störungen findet man in den Stromnetzen **Impulsstörungen**, die man in periodische und aperiodische unterteilen kann. Im Unterschied zu den periodischen Störungen, deren Auftreten in einem bestimmten Zeitintervall beobachtet werden kann, ist bei den aperiodischen keine Periodizität in ihrem Auftreten zu erkennen. Bei den periodischen Störungen kann man periodisch netzsynchrone und periodisch nicht netzsynchrone unterscheiden. Diese Impulsstörungen werden hauptsächlich durch verschiedene Schaltvorgänge verursacht und können praktisch in allen Stromnetzen gefunden werden. Die Dauer dieser Störungen kann von wenigen Mikrosekunden bis zu einigen Hundert Mikrosekunden betragen. Ihre Amplitude liegt manchmal bei über 5 V<sub>pp</sub>. Abbildung 4.8 zeigt das Beispiel einer Impulsstörung.

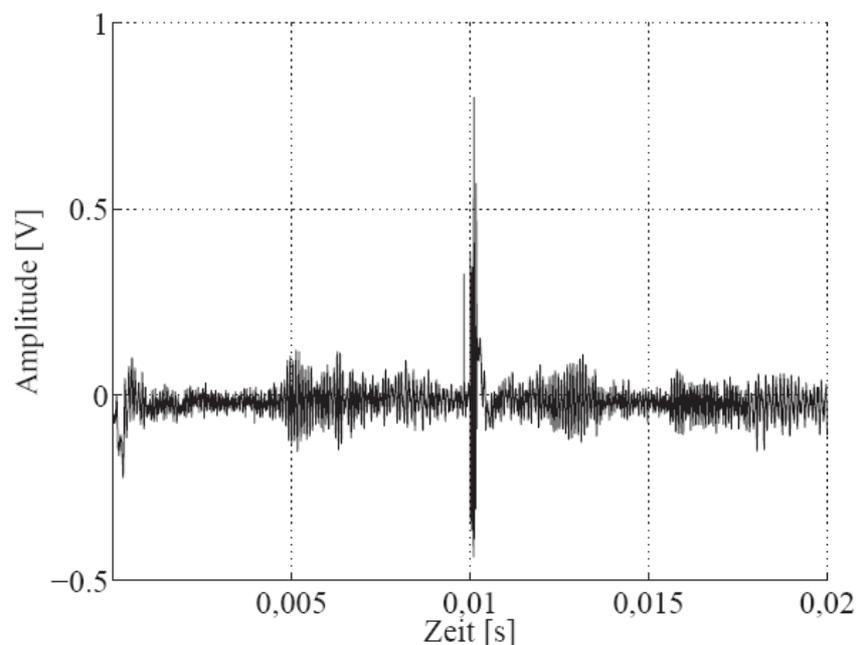


Abbildung 4-8 [4] Zeitlicher Verlauf einer aperiodischen Impulsstörung

In vereinfachter Form kann dieser Störungstyp als ein Dirac-Impuls angesehen werden, dessen Spektrum eine Konstante im Frequenzbereich ist. So kann das Auftreten eines

Impulses im Frequenzbereich als Erhöhung des Niveaus des Hintergrundrauschens angesehen werden.

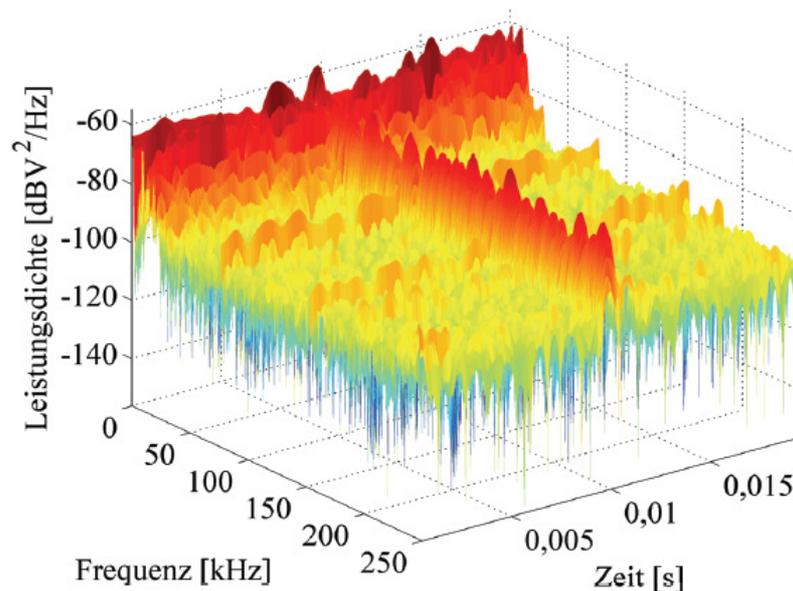
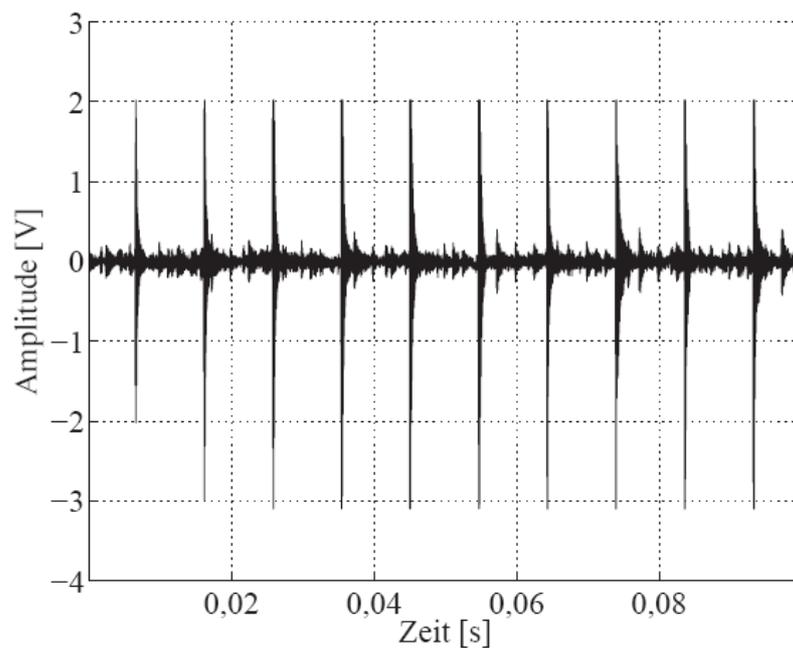


Abbildung 4-9 [4] Zeit-Frequenz-Analyse einer Impulsstörung

In Abbildung 4.9 ist für eine Zeit von  $t = 0,01$  s das Auftreten einer aperiodischen Impulsstörung ersichtlich, deren Leistungsdichte sich für einen kurzen Zeitraum im gesamten Frequenzbereich auf  $-70$  dBV<sup>2</sup>/Hz erhöht.

Die **periodischen nicht netzsynchronen Impulsstörungen** werden vor allem durch Schaltnetzteile, Fernsehgeräte und Computermonitore verursacht und haben eine Wiederholungsperiode von 50 kHz bis 2 MHz. Dagegen tauchen die **periodischen netzsynchronen Impulsstörungen** in Perioden von 50 Hz bis 100 Hz auf und werden hauptsächlich durch Stromrichter und Gleichrichter verursacht, die man zum Beispiel in Geräten wie Dimmern oder diodenbestückten Netzteilen finden kann. Sie stellen genau wie die periodischen nicht netzsynchronen Impulsstörungen im Zeitbereich einen Impulsschub dar, der mit bestimmter Periodizität das Hintergrundrauschen überlagert.

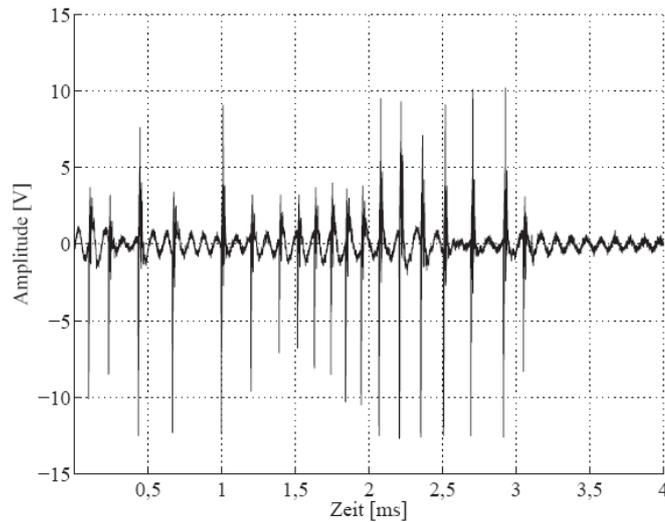


**Abbildung 4-10 [4] Zeitverlauf von periodischen Impulsstörungen**

Abbildung 4.10 zeigt den Zeitverlauf einer periodischen Impulsstörung mit einer Wiederholungsfrequenz von 100 Hz, die eine Amplitude von etwa  $5 V_{pp}$  erreicht.

**Aperiodische Impulsstörungen** sind Impulsstörungen, die in ihrem Auftreten keine erkennbare Periodizität aufweisen. Die Zeitintervalle zwischen dem Auftreten sowie ihre Zeitdauer haben eine stochastische Natur. Verursacht wird das Auftreten dieser Störungen hauptsächlich durch Schaltvorgänge und Bürstenfeuer von am Netz angeschlossenen Geräten wie Elektromotoren. Die Zeitdifferenz zwischen dem Auftreten zweier aufeinanderfolgenden Impulse variiert sehr, ebenso deren Amplitude. Gleichzeitig sind sie abhängig vom Ort und der Uhrzeit der Messung.

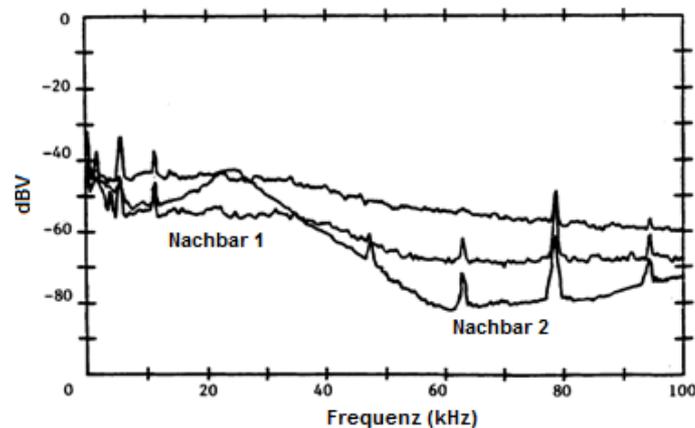
Außer diesen aperiodische Störungen können für kurze Zeiträume konzentrierte Mengen von Impulsstörungen auftreten, die in der Fachliteratur als Bündelstörer oder Burst bekannt sind. In diesen ist der Zeitraum zwischen den Impulsen aleatorisch, und es wurden Messungen erhalten, in denen die Amplitude Werte von über  $38 V_{pp}$  erreicht. Abbildung 4.11 veranschaulicht ein Beispiel dafür.



**Abbildung 4-11 [4] Beispiele einer Bündelstörung**

Ebenso wie in den erwähnten periodischen Impulsstörungen, verursachen die aperiodischen Impulsstörungen eine Anhebung der spektralen Leistungsdichte in allen CENELEC-Bändern.

In [8] wurde festgestellt, dass Störmessungen unterschiedlich sein werden, wenn sie weit entfernt von dem Störer durchgeführt werden. Ein Beispiel dafür kann in Abb. 4.12 gesehen werden, wo Messungen an drei verschiedenen Stellen der von einem Universalmotor generierten Störungen dargestellt werden.



**Abbildung 4-12 [8] Störungen eines Universalmotors aus drei verschiedene Stellen**

Der Unterschied der gemessenen Spektren ist leicht zu erkennen. Während in einem Fall das Spektrum der Störungen gedämpft und glatt ist, hat in dem anderen Fall die Leistungsdichte niedrige Werte mit einer Resonanz bei 28 kHz.

#### 4.4 Kanalmodell

Wie im vorherigen Abschnitte erläutert, variieren die Eigenschaften der Niederspannungsnetze mit der Zeit. Aus diesem Grund ist es besonders schwer, ein genaues Kanalmodell zu schaffen. In [1] wird das in Abb. 4.13 dargestellte Modell vorgeschlagen.

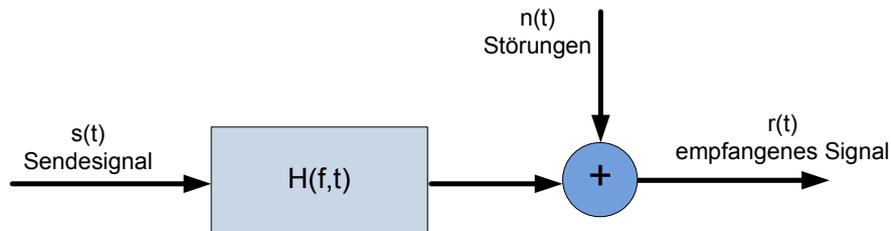


Abbildung 4-13 Kanalmodell der Niederspannungsnetze

Das empfangene Signal ergibt sich aus dem von einem zeitvarianten linearen Filter  $h(f,\tau)$  verzerrten Sendesignal  $s(t, \tau)$ , das mit dem Störsignal  $n(t,\tau)$  überlagert wird.  $r(t)$  lässt sich nach (4.11) ausdrücken.

$$r(t) = s(t) * h(t, \tau) + n(t, \tau) \quad (4.11)$$

Die Zeitabhängigkeit des Modells wird durch  $\tau$  beschreiben. Es ist allerdings zu beachten, dass das Modell einen unidirektionalen Kanal modelliert. Um die Datenübertragung zwischen zwei PLC-Modems zu modellieren, sind zwei unabhängige Kanalmodelle zu verwenden.

## 5 Modulationsverfahren und vorhandene PLC-Technologien

Digitale Signale, die aus logischen Nullen und Einsen bestehen, weisen ein Spektrum auf, dessen Frequenzkomponenten um die Frequenz Null herum liegen und das eine Bandbreite hat, die ungefähr doppelt so groß wie die der Datenraten ist. Um digitale Daten über das Stromnetz übertragen zu können, muss der Datenstrom in ein zeitkontinuierliches Signal transformiert werden, dessen Spektrum auf den vorgegebenen CENELEC-Bändern liegt. Dieser erforderliche Transformationsvorgang wird als Modulation bezeichnet. Das Spektrum des resultierenden modulierten Signals kann entweder eine schmale (die Bandbreite des Spektrums ist klein im Vergleich zum Spektrum des Trägersignals) oder eine im Vergleich zum Spektrum des Trägersignals sehr breite Bandbreite aufweisen. Man spricht von schmalbandigen oder breitbandigen Modulationsverfahren.

Zurzeit stehen verschiedene Powerline-Modems auf dem Markt zu Verfügung, die unter Verwendung von unterschiedlichen schmalbandigen oder breitbandigen Modulationsverfahren die Datenübertragung auf den CENELEC-Bändern ermöglichen. In den folgenden Abschnitten werden Modulationsverfahren analysiert, die für die praktische Anwendung der PLC-Datenübertragung interessant sein könnten. Die wichtigsten vorhandenen Powerline-Modems werden dargestellt.

### 5.1 Schmalbandige Modulationsverfahren

Schmalbandige Modulationsverfahren haben eine optimale spektrale Effizienz. Voraussetzung dafür ist allerdings ein vorhandener Kommunikationskanal mit einem über die Frequenz konstanten Dämpfungs- und Phasenverlauf. Außerdem dürfen außer einem weißen Hintergrundrauschen bei niedriger Leistungsdichte keine anderen Störungen auftreten.

Digitale Daten werden bei schmalbandigen Systemen üblicherweise mit einem durch drei Parameter, Amplitude  $A$ , Frequenz  $f$  und Phase  $\varphi$  beschriebenen sinusförmigen Trägersignal moduliert. Ein derartiges Trägersignal kann nach (4.12) beschrieben werden.

$$s(t) = A(t) * \sin(2\pi f(t) * t + \varphi(t)) \quad (4.12)$$

(4.12) bietet die Grundlage für Modulationsverfahren wie Amplituden-, Frequenz- und Phasenumtastung.

### 5.1.1 Amplitudenumtastung

Bei der Amplitudenumtastung (AM), auch als Amplitude Shift Keying (ASK) bezeichnet, wird die Amplitude des Frequenzträgers zeitlich von dem Digitalsignal verändert. Der Datenstrom kann durch eine Kombination von dem Datenvektor  $b_i$ , einer Rechteckfunktion  $rect$  und einer konstanten Bitdauer  $T_b$  beschrieben werden:

$$d(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i * rect\left(\frac{t - i * T_d}{T_d}\right) \quad (4.13)$$

Dann kann das Sendesignal im einfachsten Fall nach (4.14) beschrieben werden, wo eine Eins den Signalträger einschaltet und eine Null den Signalträger ausschaltet.

$$S_{ASK}(t) = d(t) * A * \sin(2\pi f t) \quad (4.14)$$

Abb. 5.1 zeigt ein Beispiel eines durch ASK modulierten Signals.

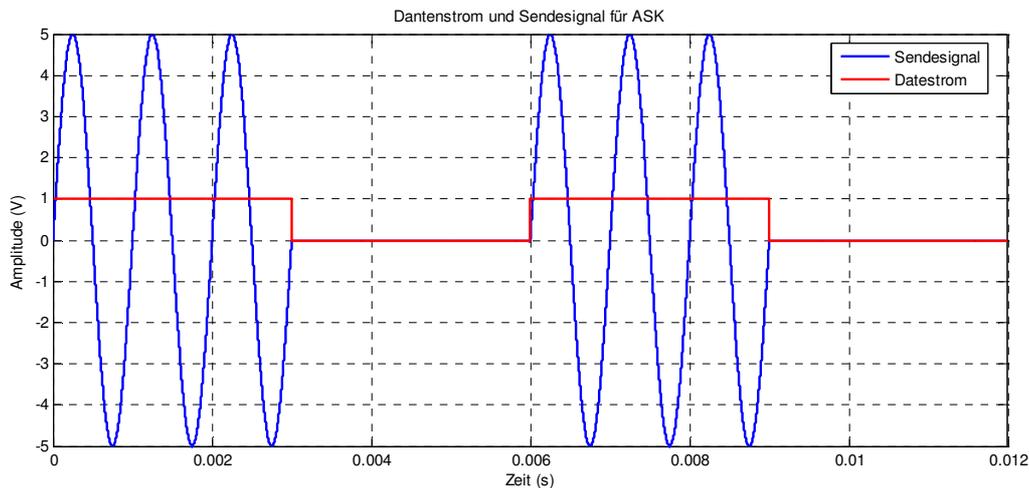


Abbildung 5-1 Beispiel eines durch ASK modulierten Signals

Obwohl ASK eine sehr einfache Implementierung anbietet, sind derzeit keine praktischen PLC-Modems mit ASK als Modulationsverfahren auf dem Markt zu finden. Amplitudenumtastung ist wegen ihrer großen Empfindlichkeit gegenüber Störungen nicht für Datenübertragung auf Stromnetzen geeignet. Die Überlagerung von Störungen auf das Sendesignal hat zur Folge, dass der Empfänger beim Empfang eines Null-Bits das empfangene Signal als eine Größe ungleich Null erhält. Außerdem ist es bei Kanälen, die eine starke Dämpfung aufweisen, schwer für den Empfänger, zwischen einem Null- und einem Eins-Bit zu unterscheiden.

### 5.1.2 Phasenumtastung

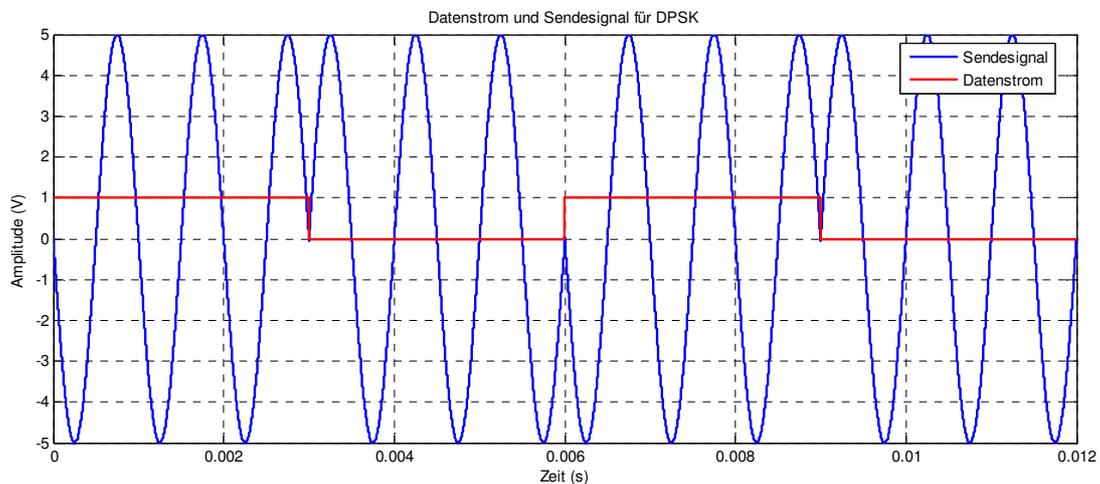
Phasenmodulationsverfahren wie z.B. binäre Phasensprungmodulation, auch als Binary Phase Shift Keying (BPSK) bekannt, haben eine geringe Empfindlichkeit sowohl gegen

Störungen als auch gegen starke Kanaldämpfung. Allerdings stellen schnelle Phasensprünge, die im Stromnetz auch auftreten, große Hindernisse für die Phasensprungmodulation dar.

Bei BPSK wird der Nullphasenwinkel von den logischen Eins- und Null-Datenbits des Datenvektors zwischen  $0^\circ$  und  $180^\circ$  umgeschaltet. Ein durch BPSK modulierte Signal kann mit (4.14) beschrieben werden.

$$S_{DPSK}(t) = A * \sin(2\pi ft + d(t) * \pi) \quad (4.14)$$

$d(t)$  entspricht der in (4.13) beschriebenen Funktion. Die  $180^\circ$  Phasensprünge an den Bitgrenzen sind in dem in Abb. 5.2 dargestellten Signal leicht zu erkennen.



**Abbildung 5-2 Beispiel eines durch BPSK modulierten Signals**

Trotz der Komplexität eines Phasendetektors können zurzeit PLC-Modems mit BPSK-Modulation auf dem Markt gefunden werden. Ein Beispiel dafür sind die von Echelon entwickelte PL-3120 und PL-3150 Transceiver [9], deren wichtigsten Eigenschaften sind:

- konform mit CENELEC 50056-1,
- implementiertes CENELEC-Zugriffsprotokoll,
- kann sowohl im CENELEC-Band A als auch im CENELEC-Band C betrieben werden,
- DPSK-Empfänger mit dualem Signalträger,
- Signalträger:
  - 123 kHz (primär) und 115 kHz (sekundär) für CENELEC-Band C,
  - 86 kHz (primär) und 75 kHz (sekundär) für CENELEC-Band A,
- 5.4 kbps im CENELC-Band C und 3.6 kbps im CENELEC-Band A,
- Vorwärtsfehlerkorrektur (engl. Forward Error Correction) Algorithmus

Die Transceiver sind in der Lage, zwischen primären und sekundären Trägersignalen zu wechseln, wenn das Sendesignal stark gestört wird. Außerdem sind Digital-Signal-Verfahren wie der Störunterdrückungs-Algorithmus implementiert.

### 5.1.3 Frequenzumtastung

Bei der Frequenzumtastung, auch als Frequency Shift Keying bezeichnet, werden den logischen Null- und Eins-Bits eine bestimmte Frequenz zugeordnet. Ein Null-Bit wird z.B. mit einer niedrigen Frequenz und ein Eins-Bit wird mit einer hohen Frequenz gesendet. Der Abstand zwischen beiden Frequenzen muss mindestens so groß sein wie der Wert der Datenrate [1], bei einer Datenrate z.B. von 4,8 kbps muss der Abstand dem Wert 4,8 kHz entsprechen. Der Frequenzabstand ist aber nach oben nicht begrenzt. Allerdings muss der Abstand einem ganzzahligen Vielfachen der Datenraten entsprechen, da andernfalls das Prinzip der Orthogonalität nicht erfüllt wird, d.h. die Nullstellen im Spektrum würden nicht zusammenfallen, was eine fehlerlose Detektion am Empfänger unmöglich machen würde.

Ein durch FSK modulierte Signal kann mit Hilfe einer Rechteckfunktion, einem Datenvektor  $b_i$ , der konstanten Bitdauer  $T_b$  und den beiden Trägerfrequenzen  $f_1$  und  $f_2$  wie in (4.15) beschrieben werden.

$$S_{FSK}(t) = A * \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i * \text{rect}\left(\frac{t - i * T_d}{T_d}\right) * [b_i * \sin(2\pi f_1 t) + \bar{b}_i * \sin(2\pi f_2 t)] \quad (4.15)$$

Wie das in Abb. 5.3 dargestellte Beispiel zeigt, werden die Eins-Bits mit einem Träger mit niedriger Frequenz moduliert, während bei der Modulation der Null-Bits der Träger eine höhere Frequenz hat.

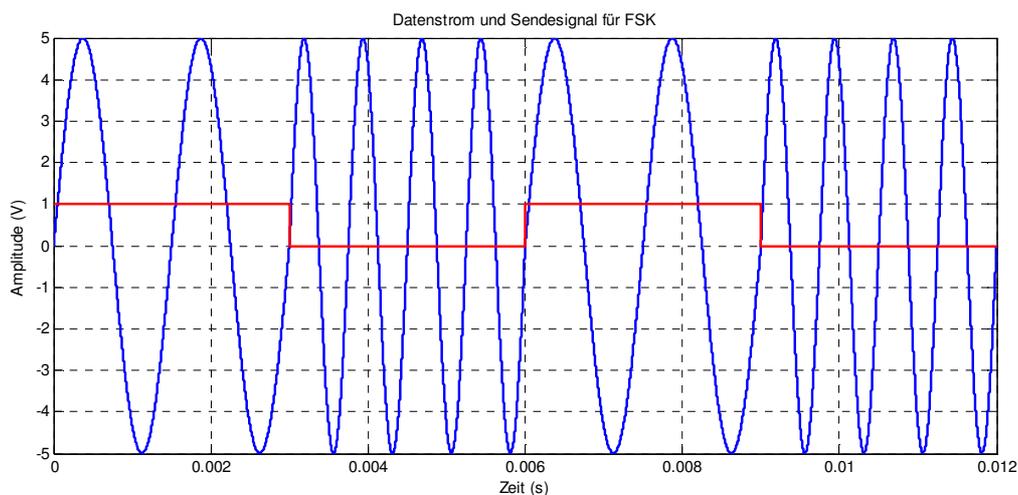


Abbildung 5-3 Beispiel eines durch FSK modulierten Signals

Da Verzerrungen der Frequenz in Übertragungskanälen im Vergleich zu Amplitudenverzerrungen sehr viel unwahrscheinlicher sind, ist FSK ein relativ robustes

Übertragungsverfahren. Allerdings können Fehler bei FSK auftreten, wenn, wie es in Stromnetzen vorkommen kann, einer der Signalträger stark gedämpft oder von starken schmalbandigen Störungen überlagert wird.

Die ST7538Q- und ST7540-Transceiver von STMicroelectronics sind Beispiele für auf dem Markt vorhandene FSK PLC-Modems. Für die Transceiver stehen acht programmierbare Trägerfrequenz (60 kHz, 66 kHz, 72 kHz, 76 kHz, 82,05 kHz, 86 kHz, 110 kHz und 132 kHz) zu Verfügung und sie erreichen eine Übertragungsrate von bis zu 4.8 kbps. Die besonderen Merkmalen sind nachstehend gelistet:

- halbduplex FSK-Transceiver,
- integrierte Power Line Driver mit programmierbarer Spannungs- und Stromsteuerung,
- synchron und asynchron zum Nulldurchgang Betriebsmodus,
- acht programmierbare Trägerfrequenzen,
- programmierbare Baudrate bis zu 4800 bps
- Empfangsempfindlichkeit bis zu  $250 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$
- konform mit CENELEC 50056-1

Enel S.p.A, eines der größten Energieversorgungsunternehmen der Welt, hat Feldversuche für Zählerdatenfernauslesung in Italien durchgeführt. Dabei wurden die PLC-Modems von STMicroelectronics in Millionen von Haushaltszählern integriert. Weiterhin wurden diese PLC-Modems für ein großes Projekt von der China National Petroleum Corporation (CNPC) gewählt, wo Daten über den Verbrauch von Wasser, Gas, Heizung und Elektrizität von Millionen Haushalten ablesen werden sollen.

PLC-Transceiver wie der AMIS-30585 von AMI Semiconductor, die eine maximale Übertragungsrate von 1.44 kbps besitzen, verwenden ein so genanntes Spread Frequency Shift Keying (S-FSK) Modulationsverfahren. S-FSK folgt dem gleichen Prinzip der FSK, hier wird aber ein Frequenzabstand von mindestens 10 kHz einhalten. S-FSK weist gegenüber FSK eine geringere spektrale Effizienz, andererseits eine größere Immunität gegen schmalbandige Störungen auf.

Kombinationen von ASK, PSK und FSK führen zu Modulationsverfahren wie z.B. Quadraturamplitudenmodulation (QAM), wo die Daten durch Änderung der Parameter Amplitude  $A$ , Frequenz  $f$  und Phase  $\varphi$  in (4.1) des Trägersignals moduliert werden. Solche Modulationsverfahren erfordern eine größere Komplexität des Modems, aber es kann eine höhere Datenübertragungsrate erreicht werden.

## 5.2 Bandspreizende Modulationsverfahren

Bandspreizende Modulationsverfahren (engl. Spread Spectrum Techniques (SST)) haben durch die Datenübertragung mit hoher spektraler Redundanz eine sehr große Resistenz gegen eine frequenzselektive Dämpfung und schmalbandige Störungen. Modulationsverfahren wie Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) und Frequency-Hopping (FH) wurden ursprünglich wegen ihrer Resistenz gegen absichtlich generierte und zufällige Störungen für den Einsatz in der militärischen Kommunikation entwickelt. Aus diesen Gründen und wegen der Begünstigung von breitbandigen Modulationsverfahren in der EN 50065-1 Norm, ist der Einsatz von Bandspreizende Modulationsverfahren zur Datenübertragung auf Stromnetzen sinnvoll.

### 5.2.1 Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)

Bei DSSS wird das Digitalsignal mit einem konventionellen Modulationsverfahren premoduliert. Zusätzlich wird das modulierte Signal von einem zweiten Modulator mit einer binären Pseudozufallsfolge erneut moduliert. Das Resultat ist ein Signal mit einem breiten Spektrum, über welches die zu übertragende Information verteilt ist.

Am Empfänger muss das Signal zuerst mit den gleichen synchronisierten binären Pseudozufallsfolgen demoduliert werden. Dadurch entsteht wieder das Signal, das auf der Senderseite von dem ersten Modulator generiert wurde. Danach kann mit Hilfe des konventionellen Modulationsverfahrens, das am Sender verwendet wurde, wieder das Digitalsignal zurückgewonnen werden. Wichtig ist hier, dass die am empfangenen Signal überlagerten schmalbandigen Störungen bei der "Rücktastung" (engl. despreading) moduliert werden, d.h. ihr schmalbandiges Spektrum ausgebreitet wird, was eine Senkung der Leistungsdichte zur Folge hat (siehe Abb. 5.4).

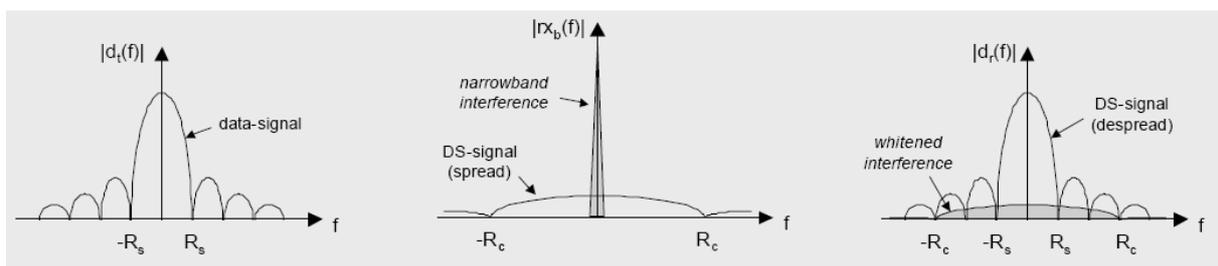


Abbildung 5-4 Ausbreitung der schmalbandigen Störungen bei DSSS

Das Verhältnis der Bandbreite des gesendeten Signals zur Bandbreite des Datensignals wird als Spreizfaktor oder "Prozessgewinn" (engl. Processing Gain) bezeichnet und spielt eine wichtige Rolle bei DSSS. Bei militärischen Anwendungen liegt der Spreizfaktor bei über 1000. Im Stromnetz kann der Spreizfaktor bei einer Datenrate von 2.4 kbps und einer Bandbreite von ungefähr 85 kHz (CENELEC-Band A) maximal einen Wert von 18

annehmen. In der Praxis hat es sich gezeigt, dass das DSSS-Modulationsverfahren bei solchen kleinen Spreizfaktoren wegen Implementierungsproblemen wie der Synchronisation der Pseudozufallsfolge des Empfängers mit der Pseudozufallsfolge des Senders und der Beeinflussung der Trägerphase durch die am Stromnetz vorhandene Übertragungsfunktion ihre Vorteile gegenüber schmalbandigen Modulationsverfahren verliert [1].

### 5.2.2 Frequency-Hopping

Frequency-Hopping (FH) kann als eine Erweiterung der FSK-Modulation angesehen werden. Hier wird allerdings die Information nicht in zwei Trägersignalen sondern in einer großen Anzahl von schmalbandigen Trägersignalen mit verschiedenen Frequenzen transportiert. Das Sendesignal "hopst" im Frequenzbereich, d.h. das Signal wechselt die Frequenz mit einer Sprung- oder Hoprate und einer bestimmten Reihenfolge, die abhängig von den zu übertragenden Daten ist. Das Prinzip wird in Abb. 5.5 verdeutlicht.

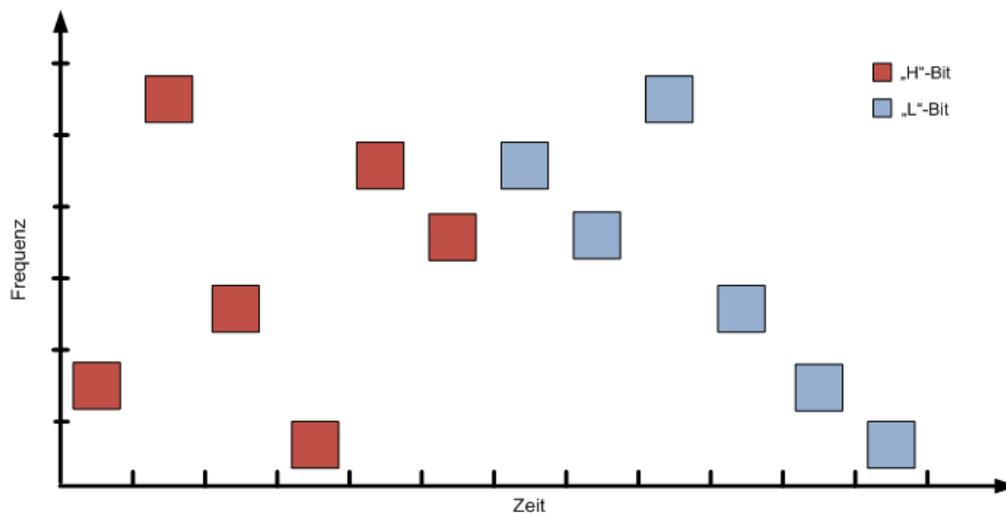


Abbildung 5-5 Prinzip der FH

Mehrere Kombinationen lassen sich bilden, wenn wie in Abb. 5.5, die sechs dargestellten Frequenzen als Binärvariable betrachtet werden. Somit können statt zwei bis zu  $2^6=64$  Kombinationen aufgebaut werden. Jedoch wird damit die Redundanz und die dementsprechende Resistenz gegen Störungen beeinträchtigt.

FH stellt eine gegen schmalbandige Störungen sehr robuste Modulationsmethode dar, weil die Information mit einer hohen Redundanz verteilt im Frequenzbereich transportiert wird. Auch wenn einige Signalträger total ausgelöscht werden, können die übertragenden Bits mit einer einfachen Mehrheitsentscheidung im Empfänger zurückgewonnen werden.

Bandspreizende Modulationsverfahren wie FH und DSSS erfordern bei vergleichbaren Datenraten im Vergleich zu schmalbandigen Modulationsverfahren eine sehr aufwendige

Implementierung. Aus diesem Grund sind sowohl FH- als auch DSSS-PLC-Modems auf dem heutigen Markt nicht zu finden.

### 5.2.3 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Das Orthogonal Frequency Division Multiplexing Modulationsverfahren wird seit einigen Jahren in verschiedene Kommunikationssystemen wie z.B. für den digitalen Hörrundfunk (engl. Digital Audio Broadcasting, DAB), im digitalen terrestrischen Fernsehen (engl. Digital Video Broadcasting Terrestrial, DVB-T) und bei der xDSL-Datenübertragung verwendet. OFDM wird in die sogenannten Multiträger- oder Mehrträgerverfahren einbezogen, da hier der Datenstrom unter Verwendung von einer großen Anzahl  $N$  von Trägern mit unterschiedlichen Frequenzen parallel übertragen wird. Somit wird das verfügbare Spektrum  $B_g$  in zahlreiche schmale Teilkanäle geteilt (siehe Abb. 5.6), deren Bandbreite nach (4.16) berechnet werden kann.

$$\Delta f = \frac{B_g}{N} \quad (4.16)$$

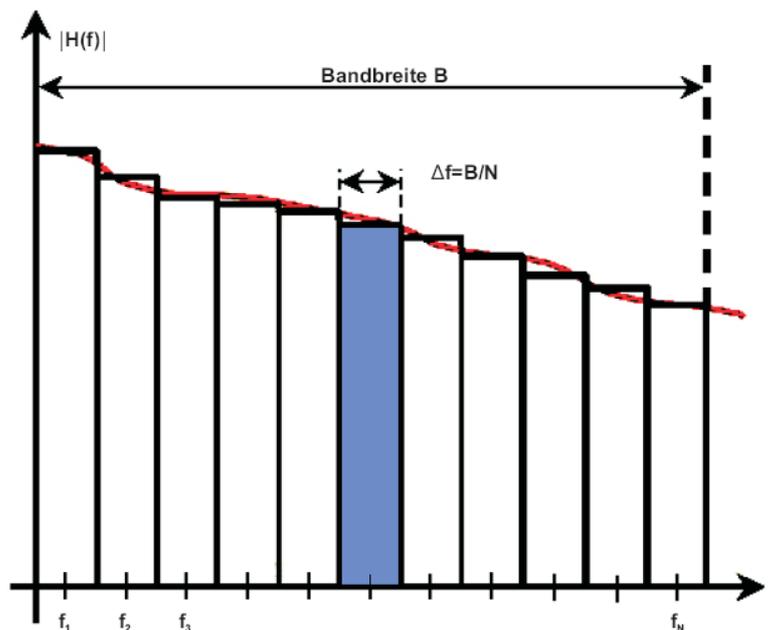
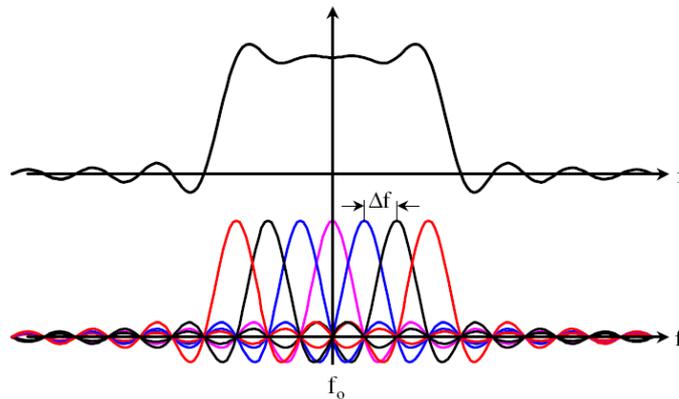


Abbildung 5-6 Aufteilung des Spektrums in N Subkanäle bei OFDM

Jeder Signalträger ist ein reines sinusförmiges Signal mit einer Dauer  $T$ , auch als Symboldauer bezeichnet, und kann mittels einer  $si(x)$  Funktion im Frequenzbereich abgebildet werden.

$$\mathfrak{F}\left\{\text{rect}\left(\frac{1}{T}\right)\right\} = T * \text{si}(\pi * T * f) \quad (4.18)$$

Anders als bei herkömmlichen Multiträgerverfahren, bei denen die so genannten Sicherheitsabstände zur Trennung der Sendesignale verwendet werden, werden die Signalträger bei OFDM orthogonal angeordnet. Wie *Abb. 5.7* zeigt, überlappen sich die Spektren jeweils zur Hälfte. Es wird aber eine interferenzfreie Übertragung sichergestellt, weil die Subträger so angeordnet sind, dass alle Nullstellen zusammenfallen und die Mittelfrequenz eines Signalträgers mit den Nullstellen der benachbarten Signalträger übereinstimmt.



**Abbildung 5-7 Beispiel einer spektralen Anordnung mit 7-Signalform**

Um ein Mehrträgersystem zu implementieren, dessen Unterträger orthogonal zueinander sind, müssen den Trägerfrequenzen  $f_k$  Vielfache des minimal zulässigen Frequenzabstandes  $\Delta f$  zugeordnet werden.  $\Delta f$  wird von der Symboldauer bestimmt.

$$\Delta f = \frac{1}{T} \quad (4.19)$$

OFDM weist auf Grund der Überlappung im Frequenzbereich eine im Vergleich zu Einträgersverfahren wie FSK oder PSK sehr große spektrale Effizienz auf. Außerdem ist es von Vorteil, dass, da die Subkanäle schmalbandig sind, die Dämpfung und Gruppenlaufzeit für jeden einzelnen Kanal als konstant betrachtet werden können, was zu einer Vereinfachung der Implementierung des Empfängers führt.

In Grunde können die schon in vorherigen Abschnitten dargestellten schmalbandigen Modulationsverfahren zur Modulation der Unterträger eingesetzt werden. Die Wahl der zu verwendenden Methode spielt jedoch eine wichtige Rolle in der Effizienz des Systems. Amplitudenumtastungsverfahren sind schon bei relativ kleiner Dämpfungsverzerrung sehr empfindlich. Auch das nachfolgend erwähnte Intersymbolinterferenz-Phänomen hat negativen Einfluss auf die Informationsrückgewinnung bei ASK. SFK ist auch anfällig gegen Intersymbolinterferenz, deshalb werden für Frequenzumtastungsverfahren mindestens zwei Trägerfrequenzen für die Modulation gebraucht, was eine Reduzierung der spektralen

Effizienz zur Folge hat. Phasenumtastung wie differenzielle Phasenumtastung (DPSK) oder Quadraturphasenumtastung (QPSK) eignet sich zur Modulation der Unterträger. Bei QPSK z.B. wird die Information von der Nullphase der Signale im Zeitbereich erhalten. Hier werden vier Zuständen gebildet, z.B.  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$ , und  $315^\circ$ , die in der komplexen Ebene als Symbolpunkte in einem so genannten Konstellationsdiagramm dargestellt werden können (siehe Abb. 5.8). Jedes Symbol kann hier zwei Bits darstellen, z.B.

- $45^\circ$  : 00
- $135^\circ$ : 10
- $225^\circ$ : 11
- $270^\circ$ : 01

Die Anzahl der Bits pro Symbol ist eine sehr wichtige Eigenschaft eines Modulationsverfahrens. Modulationstechniken wie 16-QPSK können mittels 16-Phasenumtastung vier Bits pro Symbol übertragen.

Es ist bei OFDM weder unbedingt notwendig, dass für alle Unterträger das gleiche Modulationsverfahren verwendet wird noch müssen überhaupt alle Unterträger vorhanden sein. Dies erlaubt, dass bei ausreichender Information über den Kommunikationskanal die Anwendung der zu benutzenden Modulationsverfahren optimiert werden kann. In Frequenzbereichen, wo es wenig Übertragungsdämpfung und Störungen gibt, könnten Modulationsverfahren mit hoher spektraler Effizienz wie das 16-QPSK eingesetzt werden. Andererseits könnte die Modulation in Frequenzbändern mit schlechten Übertragungsbedingungen mittels Modulationsverfahren mit geringer spektraler Effizienz aber mit einer besseren Störfestigkeit wie DPSK oder BPSK erfolgen. Im Extremfall könnten die Unterträger in Frequenzbändern, wo die Datenübertragung praktisch unmöglich oder unerwünscht ist, ausgeblendet werden.

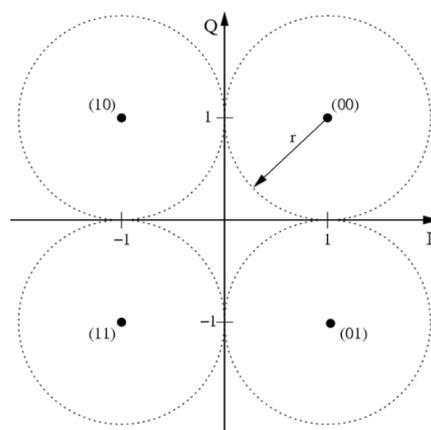


Abbildung 5-8 Konstellationsdiagramm für QPSK

Ein mit der Datenrate  $r_d = 1/T_d$  zu übertragender Datenstrom wird am Sender zuerst in  $N$  Datenströme jeder mit  $d$  bit aufgeteilt. Jeder der  $N$  Subkanäle ist einer dieser Datenströme zugeordnet und repräsentiert ein Subkanalsymbol, das ein Alphabet von

$$M = 2^b \quad (4.20)$$

Elementen repräsentiert. Die Anzahl Bits pro Datenstrom  $d$  ist von den verwendeten Modulationsverfahren abhängig. Daraus resultiert, dass in jedem OFDM-Symbol  $N*d$  Bits parallel übertragen werden und somit wird die OFDM-Symbolrate gleich

$$r_{sym} = \frac{1}{N * d * T_d} = \frac{1}{T_{Sym}} \quad (4.21)$$

sein wird.

Jedes Subkanalsymbol wird von einem Symbolgenerator im Signalraum abgebildet, der die komplexen Fourierkoeffizienten liefert. Unter Verwendung einer QPSK-Modulation könnten z.B. die Symbolpunkte wie folgt abgebildet werden (siehe Abb. 5.9):

- 00 :  $1 + j1$
- 01 :  $1 - j1$
- 10 :  $-1 + j1$
- 11 :  $-1 - j1$

Die Fourierkoeffizienten werden mittels einer inversen schnellen Fouriertransformation (IFFT) in ein diskretes Signal  $s(k)$  der Länge  $N$  umgewandelt, welches mit Hilfe eines D/A-Wandler und des entsprechenden Rekonstruktionsfilters in ein kontinuierliches Signal transformiert wird. Abb. 5.9 stellt den Grundaufbau eines OFDM-Senders dar.

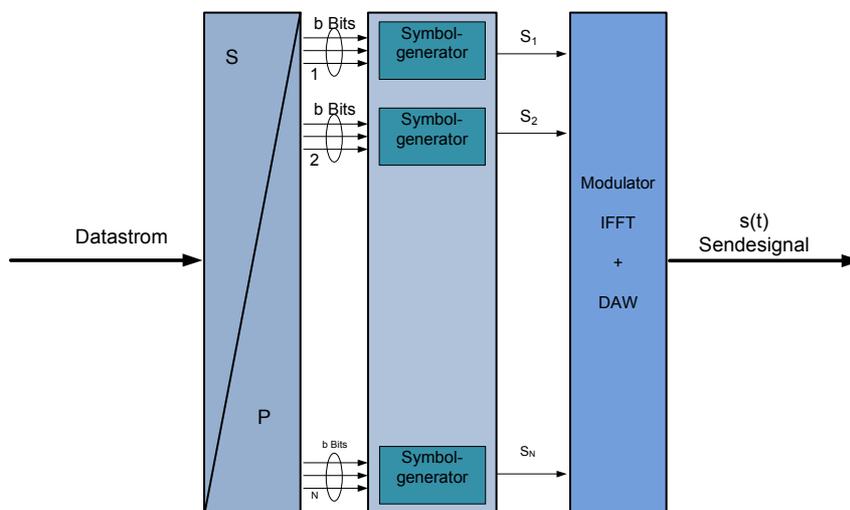


Abbildung 5-9 Grundaufbau eines OFDM-Senders

Auf der Empfängerseite wird das vom Sender gesendete Signal  $N$ -mal mit einer Abtastperiode  $T_r = T_{Sym}/N$  abgetastet. Das resultierende diskrete Signal  $r(k)$  entspricht dem Sendesignal, das aber von dem Kanal in Amplitude und Phase verzerrt und von Störungen überlagert ist. Dann wird das diskrete Signal  $r(k)$  mit einer schnellen Fouriertransformation (FFT) verarbeitet. Die dementsprechend resultierenden komplexen Fourierkoeffizienten repräsentieren die am Sender für jeden Subkanal generierten Symbole und können dazu verwendet werden, mit einer passenden Dekodierung und einer Parallel/Serien-Wandlung den Datenstrom zurückzugewinnen. Der Grundaufbau eines OFDM-Empfängers wird in Abb. 5.10 dargestellt.

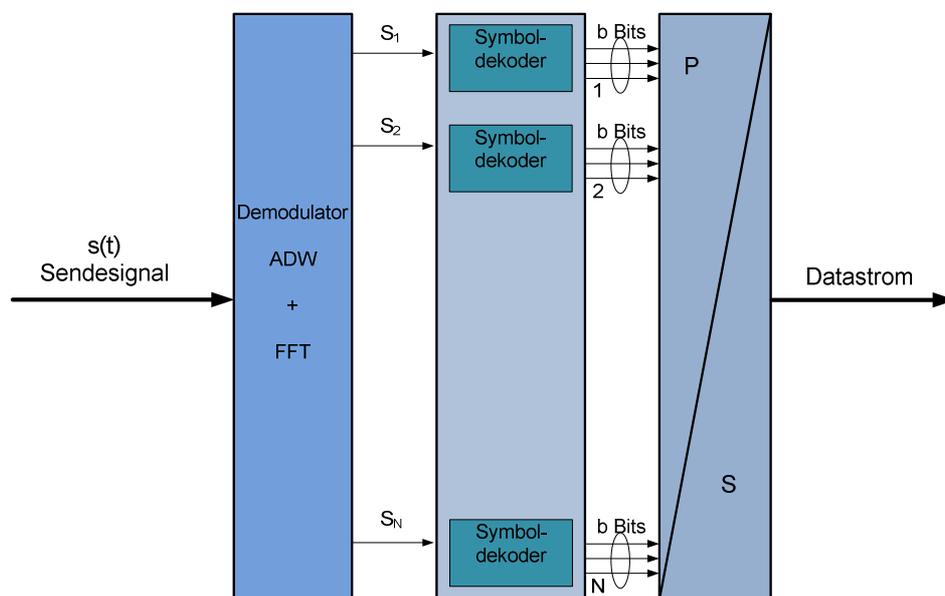


Abbildung 5-10 Grundaufbau eines OFDM-Empfängers

Auf Grund der nicht linearphasigen Eigenschaft der Übertragungsfunktion eines Stromnetz-Kanals gibt es unterschiedliche Laufzeiten für jeden einzelnen Kanal. Das hat zur Folge, dass, da die Subkanäle mittels einer von der Subkanal-Symboldauer abhängigen  $si(x)$  Funktion im Frequenzbereich abgebildet werden (siehe 4.18), die Orthogonalität der OFDM-Verfahren verletzt wird. Abb. 5.11 zeigt eine schematische Darstellung des Phänomens.

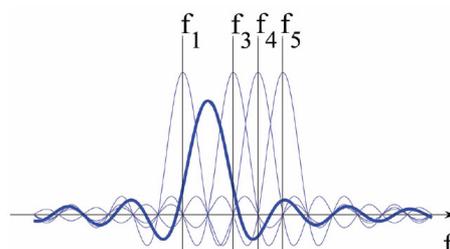
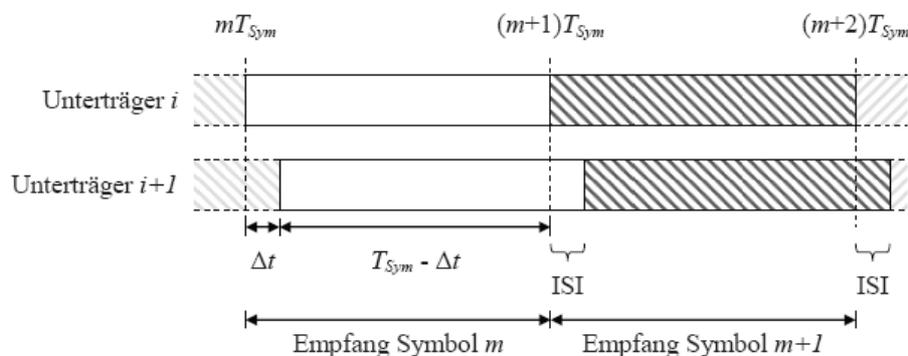


Abbildung 5-11 [4] Darstellung von Interkanalinterferenz (ICI)

Hier hat der Unterträger mit der Frequenz  $f_2$  im Gegensatz zu den Trägern mit den Frequenzen  $f_1, f_3, f_4$  und  $f_5$  eine längere Symboldauer. Dementsprechend hat der Subkanal eine größere Bandbreite und die Nullstellen fallen nicht in die Mittelfrequenz der benachbarten Subkanäle  $f_1, f_3, f_4$  und  $f_5$ . Dieses Phänomen wird in der Literatur als Interkanalinterferenz (engl. Inter Channel Interference, ICI) bezeichnet.

Weiterhin ergibt sich aufgrund der unterschiedlichen Laufzeiten der Unterträger und der Mehrwegeausbreitung sowie Reflexionen des Sendesignals eine Überlappung auf der Empfängerseite zweier aufeinander folgender Symbole [4]. Diese Beeinflussung eines Signal durch das vorherig gesendete Signal wird in der Literatur als Intersymbolinterferenz (engl. Inter Symbol Interference, ISI) bezeichnet und wird in *Abb. 5.12* dargestellt.



**Abbildung 5-12 [4] Prinzip der Intersymbolinterferenz**

Während der Unterträger  $i$  des Empfangssymbols  $m+1$  in *Abb. 5.13* korrekt empfangen wird, besteht der Unterträger  $i+1$  wegen des Laufzeitunterschiedes aus einem Signalanteil des Empfangssymbols  $m$  und einem Signalanteil des Empfangssymbols  $m+1$ .

Sowohl die Interkanalinterferenz als auch die Intersymbolinterferenz können durch Einfügen von so genannten Schutzintervallen (engl. Guard-Intervall) vermieden werden. Allerdings wird mit dieser Maßnahme die Symboldauer vergrößert bzw. die Datenrate reduziert.

Maxim hat mit dem **MAX2990**-Chipsatz das erste OFDM-basierte Modem für den Frequenzbereich von 10 kHz bis 490 kHz auf dem Markt gebracht. Es handelt sich um ein halbduplex asynchrones Modem, das in Abhängigkeit von dem zur Übertragung verwendeten Frequenzbereich eine Datenrate von bis zu 100 kbps erreicht. Die wichtigsten Eigenschaften des Transceivers sind nachstehend gelistet [10]:

- Integriert die physikalische Schicht (PHY) und Media Access Controller (MAC)
- Integriert einen Microcontroller mit 32kB Flash-Speicher und 8kB SRAM
- Maximale effektive Datenrate in Normal Modus
  - 32kbps (10kHz bis 95kHz )
  - 100kbps (10kHz bis 490kHz )

- konform mit
  - CENELEC A (10kHz bis 95kHz)
  - CENELEC B (95kHz bis 120kHz)
  - CENELEC C (120kHz bis 140kHz)
  - FCC (10kHz bis 490kHz)
- Vorwärtsfehlerkorrektur Algorithmus und CRC16
- Einstellbar Start- und Ende-Frequenz

Hier wird Binary Phase Shift Keying (BPSK) als Modulationsverfahren für die Unterträger verwendet. Das Modem hat auch einen Test-Modus implementiert, mit dem Zweck der Identifizierung der Eigenschaften des PLC-Kanals. Wegen der im Verhältnis zu anderen PLC-Modems höheren Datenrate (bis zu 32 kbps in CENELEC-A) wird das **MAX2990** PLC-Modem für Anwendungen wie Zählerdatenfernauslesung in den Blickpunkt gezogen. Jedoch hat der Transceiver aufgrund der notwendigen Implementierung der FFT und IFFT eine hohe Komplexität, was auch zu höheren Preisen führt.

#### 5.2.4 Differential Code Shift Keying (DCSK)

Differential Code Shift Keying ist ein breitbandiges Modulationsverfahren, das sich vor allem durch hohe Robustheit und niedrige Implementationskosten charakterisiert, dank eines einfachen und gleichzeitig effektiven Synchronisierungsverfahrens, das bei anderen Modulationsverfahren wie OFDM, DSSS oder FH-SS zu einer komplexen und teuren Implementation führt. DCSK wurde von Dan Raphaeli von der Firma Itran Communications mit der Bezeichnung "Spread Spectrum Communication System Utilizing Differential Code Shift Keying" und unter der Patentnummer 6064695 [11] patentiert.

Im DCSK wird die Information über Zeitverschiebungen zwischen zwei aufeinanderfolgenden Signalen übertragen, die zirkular rotiert werden. Prinzipiell kann ein beliebiger Signaltyp benutzt werden, der eine geeignete Autokorrelation besitzt, ein Beispiel dafür ist ein lineares Chirp Signal, das wie in (4.22) dargestellt werden kann:

$$s_{Chirp} = \sin \left( 2\pi \left( f_0 t + k \frac{t^2}{2} \right) \right) \quad (4.22)$$

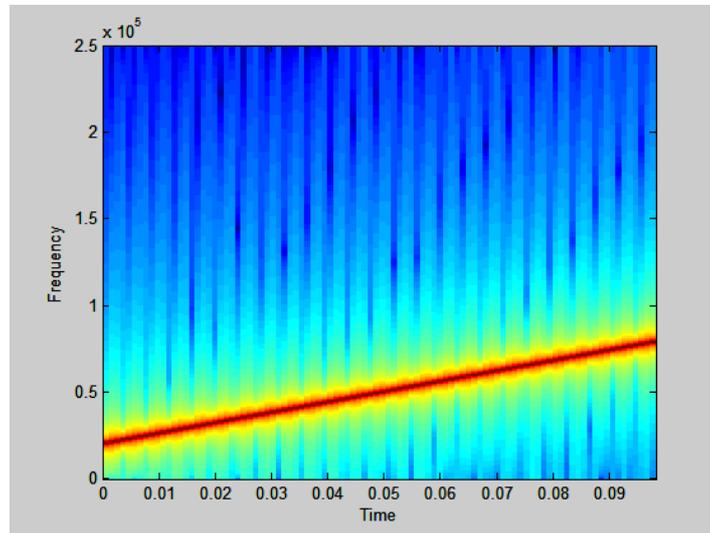
Dabei sind:

- $f_0$  die Frequenz für  $t = 0$
- $k$  die Frequenzerhöhungskonstante pro Zeit

In (4.22) erhöht sich die Frequenz linearförmig in der Zeit gemäß der Formel (4.23)

$$f(t) = f_0 + k * t \quad (4.23)$$

Wenn z.B. für ein Signal von  $100 \mu\text{sec}$  Dauer  $f_0 = 20 \text{ kHz}$  und  $k = 60000$  ( $k = (80\text{kHz} - 20\text{kHz})/100\mu\text{sec}$ ) gewählt wird, wird ein Signal gebildet, dessen Spektrum sich im CENELEC-Band A befindet. In dem in Abb. 5.13 gezeigten Spektrogramm kann man sehen, dass das Signal Frequenzkomponenten zwischen 20 kHz und 80 kHz hat.



**Abbildung 5-13 Spektrogramm eines Chirp Signals mit Instantan-Frequenzen von 20 kHz bis 80 kHz**

Wie schon erwähnt wird das Chirp Signal gewählt, weil es eine geeignete Autokorrelation besitzt. Die Korrelation vermittelt ein Maß der Ähnlichkeit von zwei oder mehr Signalen. Wenn die Signale identisch sind, ist der Korrelationskoeffizient gleich 1. Wenn die Signale vollkommen verschieden sind, ist der Korrelationskoeffizient gleich 0. Wenn die Signale identisch sind, aber um  $180^\circ$  phasenverschoben, ist der Korrelationskoeffizient gleich -1. Den Prozess der Korrelation zweier unabhängiger Signale kennt man unter der Bezeichnung *cross-correlation*. Bei der Autokorrelation wird das Signal mit phasenverschobenen Kopien von ihm selbst korreliert. Ein Chirp Signal hat die Eigenschaft, dass die Autokorrelation schnell niedrige Werte annimmt, in dem Maße, wie das Signal in der Phase verschoben wird. Wie in Abb. 4.14 zu sehen ist, hat die Autokorrektion eines Chirp-Signals mit einer Frequenz zwischen 20 kHz und 80 kHz, abgetastet mit eine Frequenz von 300 kHz, sehr niedrige Werte, selbst bei Verschiebungen von vier Abtastungen. Diese Eigenschaft und die niedrige *cross-correlation* mit Signalen beliebiger anderer Typen sind die wesentliche Grundlage des DCSK.

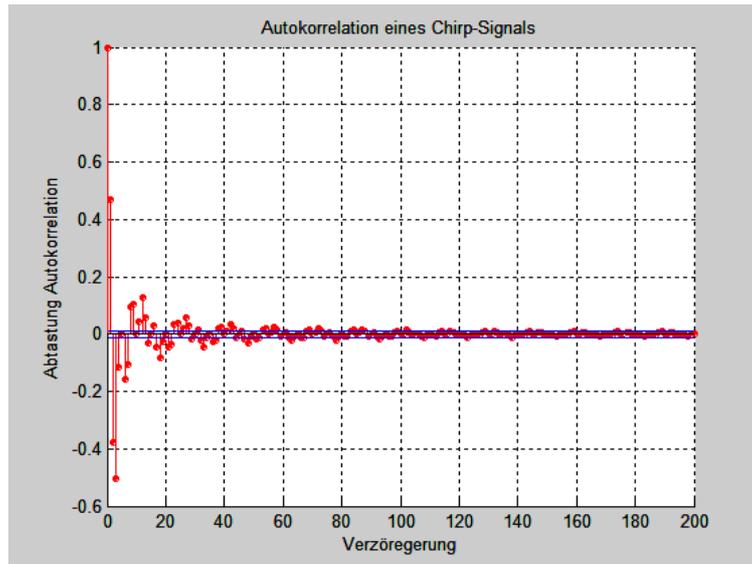


Abbildung 5-14 Autokorrelation eines Chirp-Signals

Im DCSK wird jedes Signal einer Dauer  $T$ , hier Symbol der Dauer  $T_{Sym}$  genannt, in eine Zahl  $n$  von Rotationsindizes geteilt. Jeder Index repräsentiert  $\log_2 n$  Bits, die mit jedem Symbol übertragen werden können. In Abb. 4.15 wird ein Beispiel gezeigt, bei dem jedes Chirp-Signal in 16 Rotationsindexe geteilt wird. So können 4 Bits pro Symbol übertragen werden. Wenn man z.B. die Datenbits 0101 übertragen will, wird, nachdem ein Signal ohne Rotation, also mit Rotation 0 übertragen wird, das nächste Signal bis auf den Index 5 rotiert. Das Chirp-Signal beginnt mit der Frequenz, die dem Index 5 entspricht. Die Frequenz des Chirp-Signals steigt, bis die maximale Frequenz erreicht wird. Wenn diese Frequenz erreicht ist, nimmt das Chirp-Signal eine Frequenz an, die seiner minimalen gleich ist. Sie steigt dann, bis sie die Frequenz erreicht, die dem Index 5 entspricht.

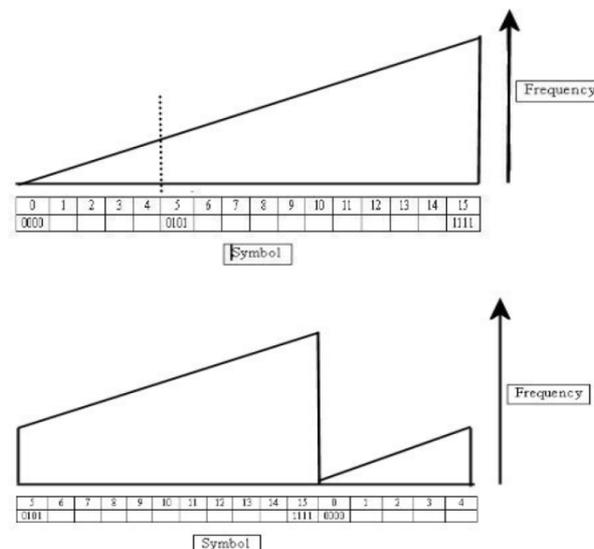


Abbildung 5-15 Kodierung bei DCSK

Wenn anschließend die Datenbits 0000 gesendet werden soll, wird das nächste Sendesignal bei Index 5 beginnend gesendet. Das entspräche in Bezug auf das vorher gesendete Signal eine Rotation um 0 Indexe, was wiederum dem Code 0000 entspricht. Wie aus diesem Beispiel ersichtlich ist, befindet sich die Information in der Rotationsdifferenz zwischen zwei aufeinanderfolgend gesendeten Signalen.

Der Grundaufbau eines DCSK-Senders wird in Abb. 4.16 gezeigt. Hier übernimmt der Index-Rechner in der erklärten Form die Berechnung des Rotations-Indexes, mit dem das Signal begonnen werden muss. Nach der Berechnung des Indexes, in diesem Fall eine Speicheradresse, wird dieser einem Zähler übergeben. Dieser hat die Aufgabe, einen nicht flüchtigen Speicher zu adressieren. Im Speicher befinden sich die Abtastwerte des zu sendenden Signals. Der Zähler ist so implementiert, dass die Zählung bei der vom Index-Rechner gelieferten Adresse beginnt, und nachdem ein bestimmter Maximalwert erreicht wird, führt der Zähler die Zählung von der minimalen Adresse bis zu dem vom Index-Rechner gelieferten Wert weiter. Die Abtastwerte werden an einen Digital-Analog-Wandler übergeben, der die digitalen Werte in ein analoges Signal umwandelt, das gefiltert und auf den Übertragungskanal ausgekoppelt wird.

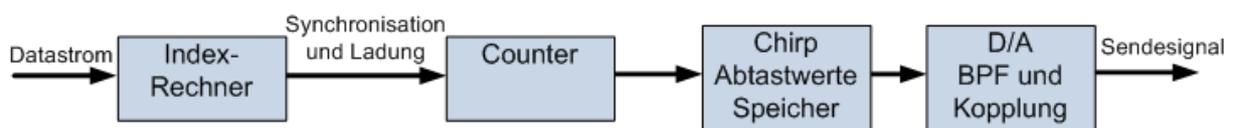


Abbildung 5-16 Grundaufbau eines DCSK-Senders

Auf der Empfängerseite wird das Signal entkoppelt und durch einen Band-Pass-Filter gefiltert. Anschließend wird das empfangene Signal mit einem 1-Bit AD-Wandler abgetastet (siehe Abb. 4.17). Der Ausgang des AD-Wandlers ist an ein Schieberegister und an einen der Eingänge eines Multiplexers mit zwei Eingängen verbunden. Wie ersichtlich ist, wird der Eingang des Schieberegisters #2 durch den Multiplexer gesteuert. Dieser hat in Abhängigkeit vom *Liner/Syclic*-Kontrolleingang als Ausgang das vom A/D-Wandler kommende Bit oder das letzte Bit des Schieberegisters #2. Das Schieberegister #2 kann über eine parallele Verbindung den Inhalt des Schieberegisters #1 aufnehmen. Der DCSK-Empfänger hat zwei verschiedene Arbeitsmodi: den linearen und den zyklischen Modus.

Der lineare Modus übernimmt die Synchronisation mit dem Sender. Dafür wird jedes abgetastete Bit vom A/D-Wandler über den Multiplexer an das Schieberegister #2 übergeben. Die parallelen Ausgänge des Schieberegisters #2 werden an einen Korrelator übergeben, der für jede Abtastung die Korrelation des empfangenen Signals mit einem Template des erwarteten Signals berechnet. Bei der Multiplizierung des Bits mit dem

Template werden im allgemeinen XOR-Funktionen angewendet. Jeder berechnete Koeffizient wird an den max. Korrelation-Detektor übergeben. Dessen Funktion ist es, für jede Symbol-Dauer den vom Zähler gelieferten Indexwert an den Differential Data-Decoder zu übermitteln, in dem der Maximalwert der Korrelation  $N_{max}$  und der entsprechende Korrelations-Koeffizient  $S_{max}$  gefunden wurden. Ein Wert  $S_{max}$  über einem bestimmten Schwellwert wird von Differential Data-Decoder als effektive Erkennung des Chirp-Signals interpretiert. Wenn zwei aufeinander folgende Chirp-Signale erkannt werden und die Differenz zwischen den entsprechenden Indexen Null ist, werden der Sender und der Empfänger als synchronisiert betrachtet und es wird zum zyklischen Modus übergegangen.

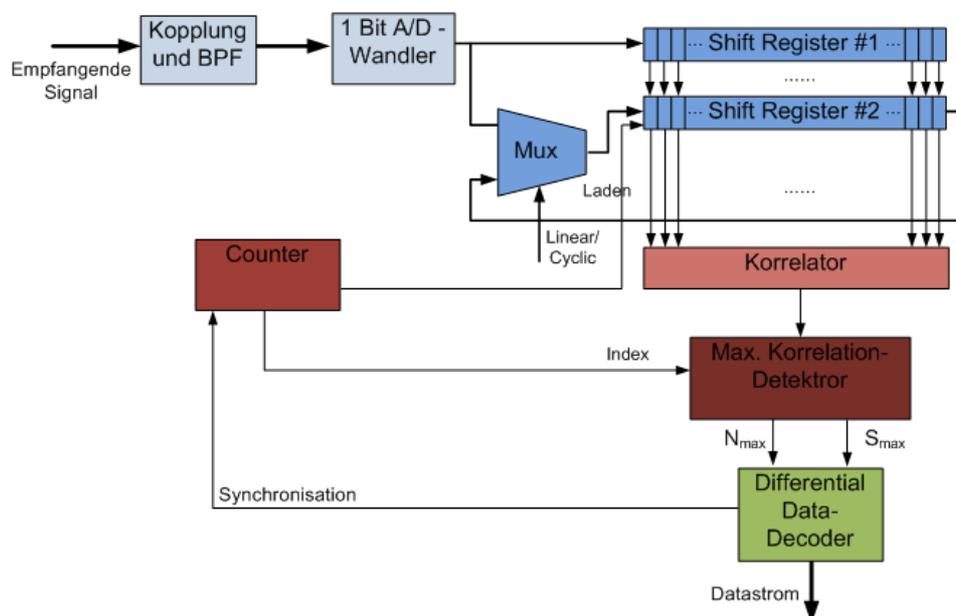


Abbildung 5-17 Grundaufbau eines DCSK-Empfängers

Im zyklischen Modus wird der Ausgang des A/D-Wandlers zum Schieberegister #1 verschoben. Das empfangene Signal wird abgetastet bis das Schieberegister #1 voll ist. Der Inhalt des Schieberegisters #1 repräsentiert eine vollständige Dauer des Sendesignals. Das Schieberegister #2 wird mit dem Inhalt des Schieberegisters #1 geladen und der Multiplexer wird so eingestellt, dass das letzte Bit des Schieberegisters #1 in jeder Iteration zum ersten Bit des Schieberegisters #1 verschoben wird, so dass der Inhalt rotiert wird. Die Dauer jedes Symbols wird vom Counter festgehalten, ebenso die Bestimmung des Moments, wann der Inhalt des Schieberegisters #1 in das Schieberegister #2 geladen wird.

In jeder Rotation wird die Korrelation des Inhalts des Schieberegisters #2 mit dem Template des Chirp-Signals berechnet und, genau wie im linearen Modus, der Index, der in diesem Fall der Zahl der durchgeführten Rotationen entspricht, wobei der maximale Korrelations-Koeffizient jeder Dauer vom Max. Korrelation-Detektor geliefert wird. Aufgrund der

vorhergehend erläuterten geeigneten Autokorrelation des Chirp-Signals wird das Maximum der Korrelation gefunden, wenn die Zahl der Rotationen des Signals im Empfänger den äquivalenten im Sender ausgeführten Rotationen entspricht. Auf diese Weise ist es für den Data-Decoder möglich, die Differenz der durchgeführten Rotationen zwischen zwei aufeinander folgenden Signalen zu erkennen und damit die gesendeten Daten zurückzugewinnen.

Wie ersichtlich ist, ist die Implementation des Senders sowie des Empfängers sehr einfach. Vor allem die Synchronisierung zwischen dem Empfänger und dem Sender ist im Vergleich mit anderen Modulationsverfahren relativ einfach. Bei der Implementation des Empfängers und des Senders des DCSK kann auf komplexe und teure DSP oder FPGA verzichtet werden, weshalb die Implementation dieses Modulationsverfahrens mit niedrigeren Kosten verbunden ist.

Renesas Technology Corp. hat in Zusammenarbeit mit Itran Communications mit seinem M16C/6S PLC-Micro-Controller eine attraktive Lösung für Anwendungen wie der Zählerdatenfernauslesung auf den Markt gebracht. Ein Blockdiagramm des Controllers ist in *Abb. 4.18* zu sehen.

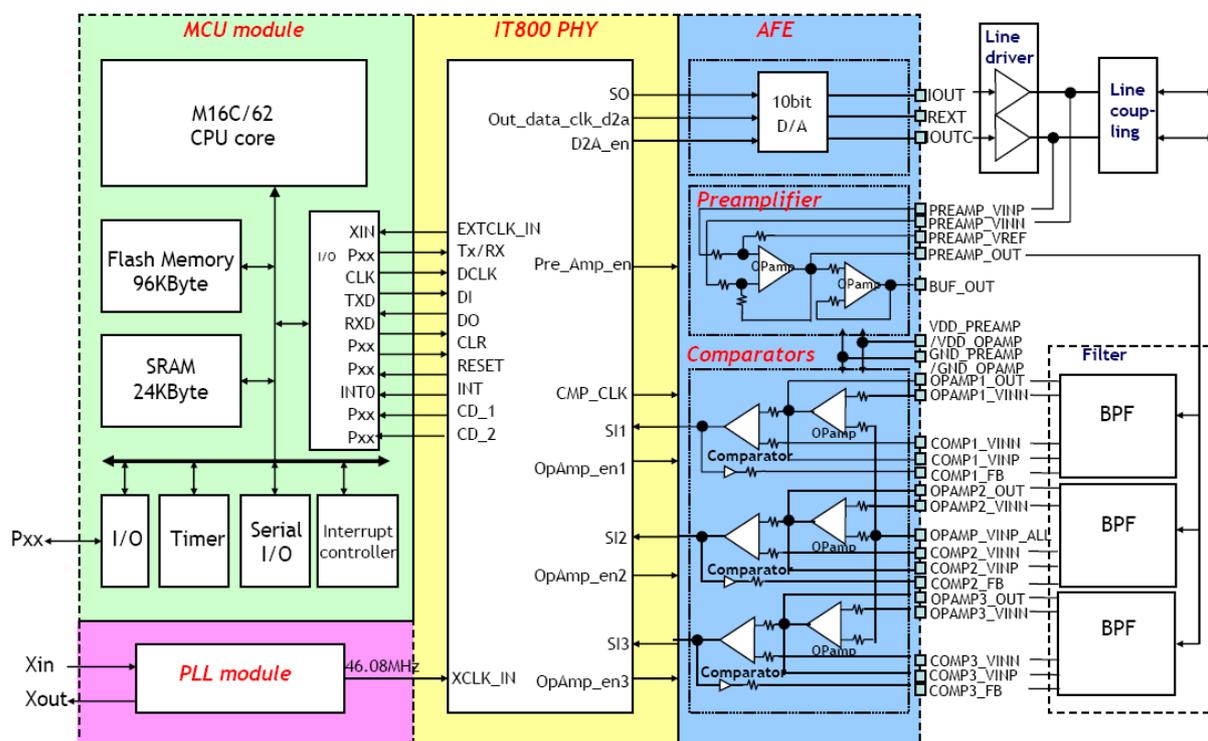


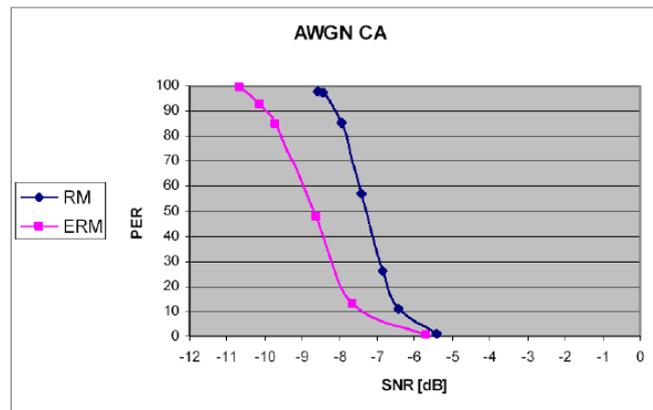
Abbildung 5-18 Blockdiagramm des M16C/6S

Wie zu sehen ist, umfasst der Controller einen Microcontroller der Serie *M16C/62* von Renesas sowie einen *IT800 PHY* PLC-Transceiver von Yitran, der die Modulation und

Demodulation der Daten durch DCSK übernimmt. Einige der wichtigsten Eigenschaften werden folgend aufgeführt [12]:

- Frequenzband der Operation:
  - FCC: 100 kHz bis 400 kHz
  - CENELEC: 20 kHz bis 80 kHz, 95 kHz bis 125 kHz
- Konform den Normen FCC und CENELEC
- Drei Übertragungsmoden:
  - **SM**: Standard Mode (Nur bei FCC)
  - **RM**: Robust Mode
  - **ERM**: Extremely Robust Mode
- Datenübertragungsrate:
  - FCC-Version:
    - § **SM**: 7.5 kbps
    - § **RM**: 5.0 kbps
    - § **ERM**: 1.25 kbps
  - CENELEC-Version:
    - § **RM**: 2.7 kbps
    - § **ERM**: 0.625 kbps
- Integriert den Media Access Controller (MAC)
- Vorwärtsfehlerkorrektur Algorithmus und CRC16

Um an Robustheit zu gewinnen werden mit jedem Symbol simultan drei Chirp-Signale mit der gleichen Information mit drei verschiedenen Frequenzbreiten gesendet (18-44 kHz, 38-63 kHz und 58-89 kHz). Auf diese Weise wird abgesichert, dass, wenn die Kommunikationsbedingungen des Kanals in einem oder zwei Bändern ungünstig sind, die Datenübertragung immer noch möglich ist. Außerdem sind in den CENELEC-Bändern zwei Übertragungsmodi verfügbar, die Robust Mode und die Extremely Robust Mode. Bei denen ist die Bits-Zahl pro gesendetes Symbol unterschiedlich. Dieser Transceiver ist für seine extreme Robustheit bekannt, soweit, dass die Datenübertragung noch möglich ist, wenn das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) negativ ist, etwas, was kein anderes vorher dargestelltes Modulationsverfahren erreicht. Abb. 4.19 zeigt eine von Renesas gelieferte Graphik, in der die Übertragungsqualität im Verhältnis zu verschiedenen SNR zu beobachten ist.



**Abbildung 5-19 Bitfehlerrate bei verschiedenen SNR für M16C/62 in CENELEC-A**

Trotz der niedrigen Übertragungsrate im Vergleich mit anderen Transceivern wie dem vorhergehend präsentierten OFDM-basiertem Modem *MAX2990* hat die Lösung von Renesas-Itran eine gute Akzeptanz auf dem Markt. Ein Beispiel dafür ist die Festlegung des IT800 als Standard für Home Plug Command & Control [13] und ECHONET [14]. Dies begründet sich vor allem auf der hohen Robustheit und den niedrigen Kosten des Verfahrens. Die Lösung von Renesas-Yitran wird im letzten Kapiteln dieser Arbeit getestet.

## 6 Entwicklung eines PLC-Testbed

Das Stromnetz ist wegen seiner fast absoluten Omnipräsenz ein sehr attraktives Medium für die Auslesung von Daten aus Haushaltszählern. Allerdings ist, wie im Kapitel 4 dargestellt ist, der „Ortsbereich“ oder „Last-Mile-Bereich“ gleichzeitig ein sehr feindliches, unvorhersehbares und in seinem Typ veränderliches Medium, was die PLC-Kommunikationssysteme vor große Herausforderungen stellt. Im vorherigen Kapitel wurden die verschiedenen gegenwärtig zur Verfügung stehenden Techniken analysiert. Dabei wurden ihre Nachteile angesichts der Charakteristik des PLC-Kommunikationskanals dargelegt. Allerdings ist eine praktische Untersuchung erforderlich, da es außer den von den Herstellern gelieferten Daten kaum Information und praktische Erfahrungen hinsichtlich der realen Möglichkeiten dieser Systeme zur Datenübertragung in diesem Medium gibt.

Ein Schwerpunkt dieser Arbeit ist die Entwicklung einer Umgebung für Experimente, in der Fachliteratur als Testbed bekannt, die die Möglichkeit gibt, die Bitübertragungsschicht der PLC-Modems zu bewerten und sie so untereinander zu vergleichen. Um dieses Ziel zu erreichen, muss dieses PLC-Testbed fähig sein, den Übertragungskanal angemessene nachzubilden und seine verschiedenen Zustände wiederholen zu können. Eine Anforderung an dieses PLC-Testbed ist auch, über die Möglichkeit zu verfügen, die PLC-Modems in ihrem normalen Betrieb zu testen. Dadurch wird vermieden, dass deren Hardware für die Durchführung der Tests modifiziert werden muss.

### 6.1 Technische Überlegungen zur Entwicklung des PLC-Testbed

Bei der Entwicklung des PLC-Testbed kommt es an erster Stelle darauf an, dass es frei von Störungen ist, die aus dem Stromnetz stammen. Dazu kommt die Notwendigkeit, zwei separate Stromnetze zu schaffen, an die zwei Modems angeschlossen werden können. Eins dieser Modems kann für die Durchführung des Test als Sender und das andere als Empfänger konfiguriert werden. Eine wesentliche Forderung ist, dass diese beiden Netze unter sich so weit isoliert sind, dass eine unerwünschte Kommunikation zwischen den beiden Modems vermieden wird. Dies kann durch die Benutzung von Isolierungstransformatoren gelöst werden. Sie haben im Allgemeinen eine Tiefpasscharakteristik, die verhindert, dass sowohl die Störungen als auch die PLC-Signale von der Primärseite auf die Sekundärseite gelangen können, und umgekehrt.

Das PLC-Testbed muss in der Lage sein, die verschiedenen Arten von im Kanal angetroffenen Störungen zu erzeugen. Wie in Kapitel 4 beschrieben ist, kann das im PLC-Kommunikationskanal gefundene Signal als Summe von fünf Unterkategorien von Störungen betrachtet werden: farbiges Hintergrundrauschen, schmalbandige Störungen, aperiodischen

Impulsstörungen, periodische netzsynchronen Störungen und periodische nicht netzsynchronen Störungen. Eine Form der Erzeugung dieser Störungen ist durch die Nutzung eines Signalgenerators. Der Nachteil dieser Variante sind die hohen Kosten dieser Geräte. Außerdem sind viele von ihnen nicht in der Lage, aperiodische Signale oder Signale mit der Charakteristik eines farbigen Hintergrundrauschens zu erzeugen. Andererseits haben verschiedene Untersuchungen wie [4], [26], [27] und [28] Methoden zur Erzeugung dieser Störungen in annähernder Form dargestellt. Sie können mit Hilfe von Digital Signal Processoren (DSP) oder Lösungen auf der Grundlage von FPGA-Boards implementiert werden. Die Benutzung dieser beiden Plattformen erweist sich als attraktivste Alternative, weil sie niedrige Kosten verursacht, und sowohl die DSP als auch das benutzte FPGA-Board können für andere Funktionen des PLC-Testbed genutzt werden.

Ein wesentlicher Punkt bei der Entwicklung dieses PLC-Testbed ist, die Übertragungsfunktionen des PLC-Kanals nachbilden zu können. Dieser Kommunikationskanal verfügt in der Regel über eine Tiefpass-Charakteristik, deren Übertragungsfunktion in der Zeit variiert. Diese Übertragungsfunktion kann durch die Benutzung eines R-L-C-Filter implementiert werden. Durch die Benutzung von Schaltern ist es möglich, zwischen den Bauteilen umzuschalten und verschiedene Übertragungsfunktionen zu schaffen. Allerdings hat diese Lösung für den von der CENELEC-Norm festgelegten Frequenzbereich das Problem, dass die für den Aufbau der Filter notwendigen Kondensatoren und Spulen auf dem Markt schwer zu finden sind. Sie haben relativ große Dimensionen und hohe Toleranzen. Dazu kommt, dass nur eine begrenzte Zahl an Übertragungsfunktionen gebildet werden können und dass ihr Verlauf nicht genau bestimmt werden kann, weil er von einer unbekanntem Abschlußimpedanz abhängt. Ein anderer Weg, dieses Problem zu lösen, ist durch die Benutzung eines DSP oder eines FPGA-Boards. Dabei kann die Übertragungsfunktion des Kanals durch einen FIR-Filter nachgebildet werden. Dieser kann mit verschiedenen Koeffizienten geladen werden, womit ermöglicht wird, eine fast unbegrenzte Zahl von Übertragungsfunktionen zu schaffen. Wenn man über einen FIR-Filter einer hohen Ordnung verfügt, können Übertragungsfunktionen geschaffen werden, die mit einem hohen Präzisionsgrad bestimmt werden können.

Wenn man die vorhergehenden Ausführungen in Betracht zieht, kann man zusammenfassen, dass die machbarste Lösung für die Erzeugung von Störsignalen und die Nachbildung der Übertragungsfunktion die der Benutzung von DSP oder eines FPGA-Boards ist. Eine Lösung auf der Grundlage eines DSP-Boards hat als Hauptvorteil eine kurze Entwicklungszeit des Systems. Das liegt daran, dass es fortgeschrittene Entwicklungswerkzeuge gibt, die eine beschleunigte Implementierung der gewünschten

Funktionen möglich machen. Ein Nachteil ist, dass obwohl die modernsten verfügbaren DSP eine große Zahl an Operationen parallel ausführen können, diese Zahl doch reduziert ist im Vergleich mit den Parallelitätsniveaus, die mit einem FPGA erreicht werden können. Deshalb wurde in dieser Arbeit für die Störungserzeugung und die Nachbildung der Übertragungsfunktionen des PLC-Kanals die Benutzung eines FPGA-Boards gewählt. Obwohl diese Variante einen längeren Entwicklungszeitraum erfordert, erlaubt sie die Benutzung eines FIR-Filters mit einer hohen Ordnung. Außerdem lässt diese Lösung Raum für eine spätere Erweiterung des PLC-Testbed. In den nächsten Sektionen dieses Kapitels wird die Entwicklung dieses PLC-Testbed dargelegt, das unter Berücksichtigung der vorhergehend behandelten Aspekte implementiert wurde.

Ein Schwachpunkt des PLC-Testbed, das nachfolgend dargestellt wird, ist, dass es nicht die Zugangsimpedanz des PLC-Kanals nachbildet. Um deren niedrige Werte zu erreichen, ist es notwendig, über Resistoren, Kondensatoren und Spulen zu verfügen, die man für die erforderliche Spannungsfestigkeit nur mit hohen Toleranzwerten findet. Dies, zusammen mit dem Einfluss der Impedanz des Isolierungstransformators und des PLC-Kanalemulators, die parallel geschaltet sind, bewirkt, dass es nicht möglich ist, eine Zugangsimpedanz mit Präzision zu schaffen. Eine Untersuchung des Einflusses der Zugangsimpedanz muss deshalb unabhängig erfolgen.

## 6.2 Grundaufbau des PLC-Testbed

Wie in Abbildung 6.1 zu erkennen ist, werden zwei Isolierungstransformatoren verwendet, dies mit dem Ziel, zwei separate Netze zu schaffen und gleichzeitig, dank der Tiefpasscharakteristik des Isolierungstransformators, mögliche vom Stromnetz ausgehende Störungen zu beseitigen.

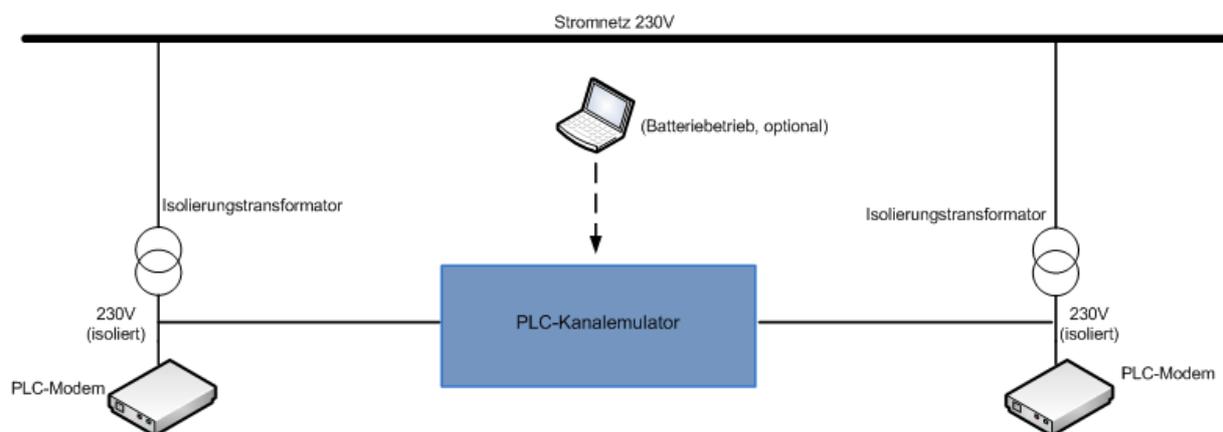


Abbildung 6-1 Grundaufbau des PLC-Testbed

In Abbildung 6.2 wird ein Vergleich des Niveaus der aufgetretenen Störungen an der Primärseite und der Sekundärseite des Isolierungstransformators gezeigt. Wie man sieht,

liegt das Niveau der Störungen auf der Sekundärseite erheblich unter dem auf der Primärseite, niedrig genug, dass die Störungen ein Kommunikationssystem über das Stromnetz nicht beeinträchtigen.

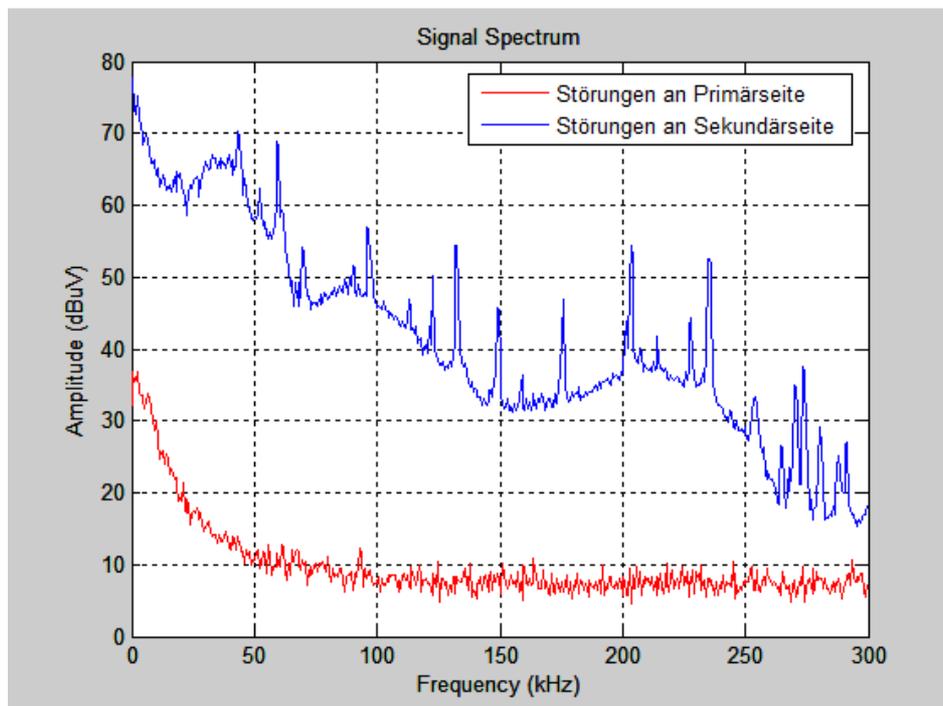


Abbildung 6-2 Störungen an Primär- und Sekundärseite des Isolierungstransformators

Dritter und wichtigste Bestandteil des PLC-Testbed ist der PLC-Kanalemulator. Seine Aufgabe ist es, die Übertragungsfunktion des Kanals nachzubilden, sowie die typischen Störungen zu erzeugen, die in diesem Medium auftreten. Eine genauere Beschreibung der Implementierung dieses PLC-Kanalemulators wird im nächsten Abschnitt dieses Kapitels gegeben werden.

Wichtig ist zu bemerken, dass dieses PLC-Testbed nicht die Nachbildung der Zugangsimpedanz der Stromnetze implementiert, weshalb deren Einfluss auf das Kommunikationssystem unabhängig untersucht werden muss.

### 6.3 PLC-Kanalemulator

Das Blockdiagramm des PLC-Kanalemulators besteht aus einer Vielzahl von Komponenten, die in drei Hauptblöcke gruppiert sind. Der erste dieser Blöcke ist der Spannungsversorgung. Seine Aufgabe ist es, die für das Funktionieren des PLC-Kanalemulators notwendigen  $\pm 5$  Volt zu liefern und zu filtern. Der zweite Block ist das Analog-Front-End (AFE), dessen Aufgabe die Kopplung und Signalkonditionierung der Signale ist. Dieser Block besteht aus den im Blockdiagramm grün dargestellten Elementen (siehe Abb. 6.3).

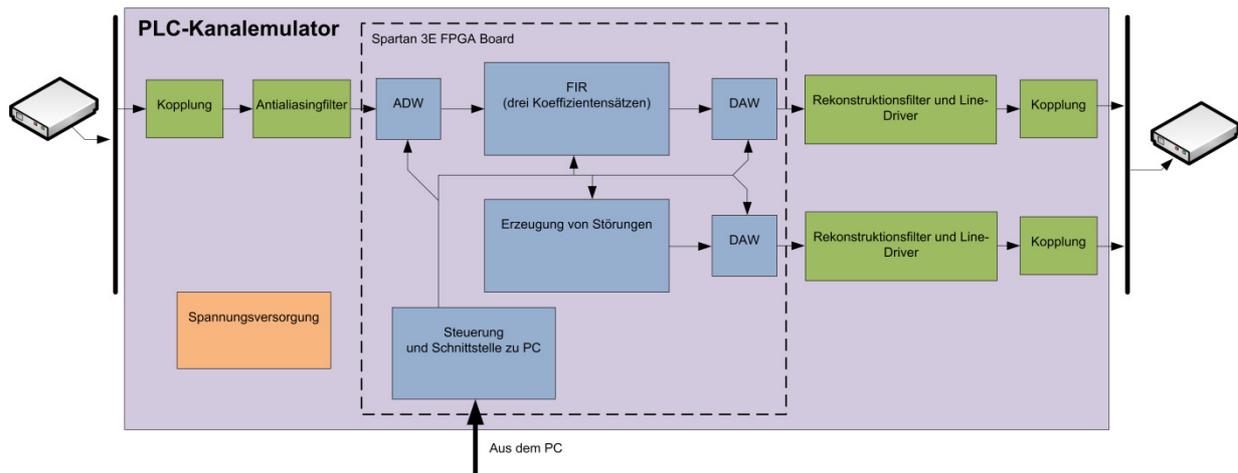


Abbildung 6-3 Blockdiagramm des PLC-Kanalemulators

Der letzte Block dient der digitalen Signalverarbeitung und Kontrolle und besteht aus den im Blockdiagramm blau dargestellten Elementen. Wie vorhergehend erwähnt wurde, ist dessen Hauptaufgabe die Erzeugung von Störsignalen, die im PLC-Kanal vorhanden sind, sowie die für diesen PLC-Kanal typischen Übertragungsfunktionen nachzubilden. In dieser Arbeit wurde eine Lösung auf der Grundlage eines Spartan 3E FPGA-Boards der Firma Xilinx ausgewählt, die erlaubt, die Zeitvariantecharakteristik des PLC-Kanals nachzubilden. Dafür ermöglicht das implementierte System, drei verschiedene PLC-Kanäle zu definieren, zwischen denen in einer einstellbaren Zeitspanne umgeschaltet werden kann. Die drei Übertragungsfunktionen werden implementiert, indem ein FIR-Filter benutzt wird, dessen Koeffizienten wiedergeladen werden können. In gleicher Weise können drei verschiedene Störsignale erzeugt werden, indem verschiedene Niveaus der fünf Unterkategorien von Störungen definiert werden. Um die erwähnte Funktionalität zu erreichen, wurden der Analog-Digital- und der Digital-Analog-Wandler des FPGA-Boards benutzt, und eine Reihe von Komponenten wurden unter Benutzung der Hardwarebeschreibungssprache VHDL implementiert.

Eine detaillierte Beschreibung der Implementation dieser Komponenten sowie der vorher erwähnten Blöcke werden in den folgenden Sektionen dieses Kapitels präsentiert.

### 6.3.1 Spannungsversorgung

Dieser Block, dessen Schaltplan in Abbildung 6.3 gezeigt wird, hat die Aufgabe, die für den PLC-Kanalemulator notwendigen  $\pm 5$  V zu liefern. Dafür wird ein Steckernetzteil benutzt, das an X5 und X6 angeschlossen ist. Da diese Geräte ungewünschte Störungen erzeugen, werden die vom Steckernetzteil gelieferten 5 V vom Tiefpassfilter gefiltert, der von den Kondensatoren C79 und C80 und der stromkompensierte Drossel L1 gebildet wird.

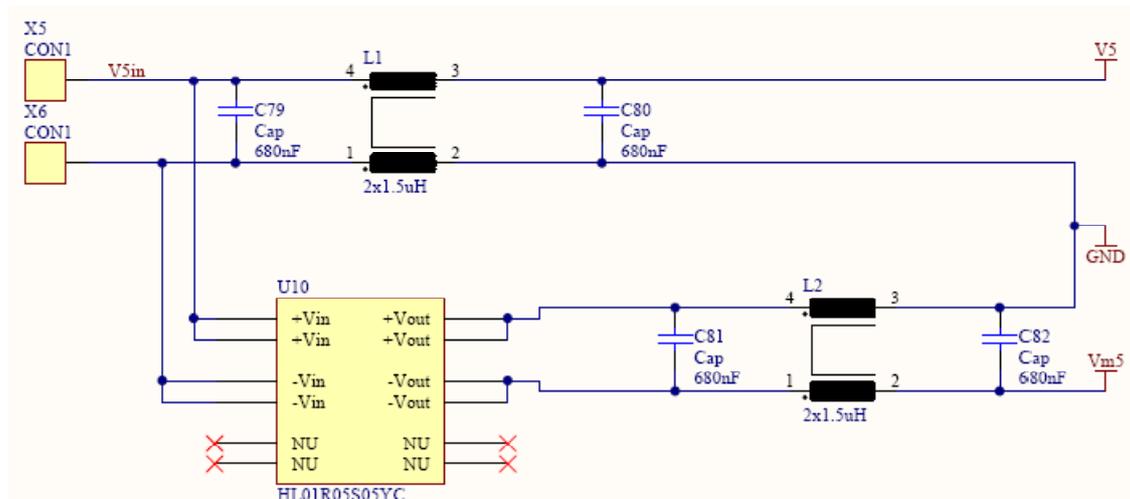


Abbildung 6-4 Schaltplan der Spannungsversorgung

Um die -5 Volt zu erzeugen, wird der HL01R05S05YC DC/DC-Konverter von MURATA Power Solutions benutzt [15]. Der Ausgang dieses DC/DC Konverters ist galvanisch getrennt von den 5 Volt des Eingangs, dadurch kann man die positive Ausgangsspannung des DC/DC- Konverter mit der Masse der Eingangsspannung verbinden, um die gewünschten +/-5 Volt zu erhalten. Um die möglichen vom DC/DC-Konverter erzeugten Störungen zu beseitigen, wird dessen Ausgang durch den aus C81, C82 und L2 bestehenden Tiefpassfilter gefiltert.

### 6.3.2 Analog-Front-End

Wie bereits erwähnt, dient dieser Block der Kopplung (und Entkopplung) der PLC-Signale an das bzw. vom Stromnetz, sowie deren Aufbereitung für die Abtastung und Erzeugung. Abbildung 6.5 zeigt den Schaltplan für die Entkopplung der PLC-Signale des Stromnetzes. Die Kapazitäten von 680nF, C7 und C10, zusammen mit der Induktivität des T60403-K5024-X092 PLC-Signalüberträgers T1 von Vakuumschmelze [16], bilden einen Hochpassfilter, dessen Grenzfrequenz für eine Abschlussimpedanz R6 von 50 Ohm bei 10 kHz liegt. Das erlaubt, dass Frequenzkomponenten von 50 Hz beseitigt werden, und gewährleistet, dass nur Signale mit Frequenzkomponenten über 10 kHz angezeigt werden.

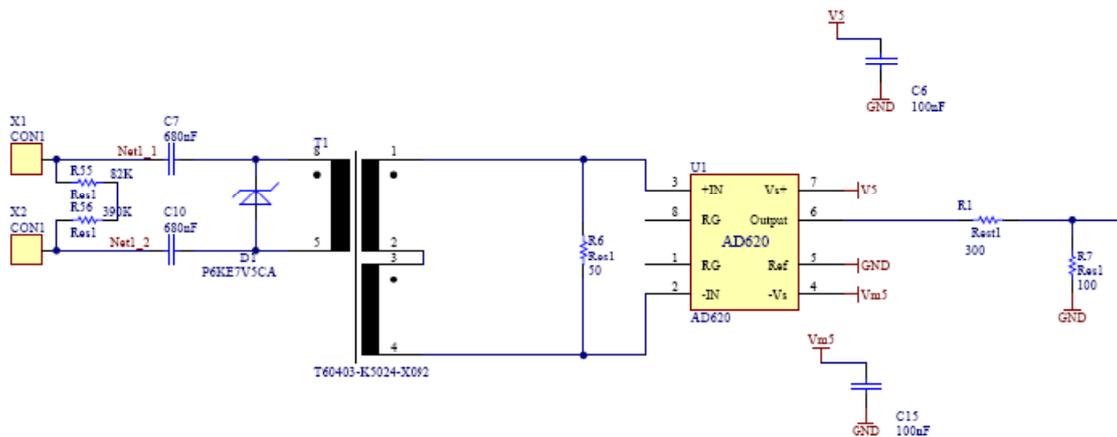


Abbildung 6-5 Schaltplan der Entkopplung des PLC-Signals

Die bidirektionale Suppressordiode (auch TVS-Diode engl.:Transient Voltage Suppressor Diode) D1 dient dem Schutz gegen Spannungstransienten und begrenzt gleichzeitig die maximale Spannung, die den Resistor R6 betreffen kann, auf 15 V<sub>pp</sub>. Wegen seiner sehr hochohmigen Eingänge und seines hohen Gleichtaktunterdrückungsverhältnisses (engl.: CMRR – common mode rejection ratio) wird im Schaltkreis für die Aufbereitung des Signals ein AD620 Instrumentenverstärker von ANALOG DEVICES [17] benutzt. Die Resistoren R1 und R7, die an den Ausgang des Instrumentenverstärkers angeschlossen sind, bilden einen Spannungsteiler, der die Spannung des PLC-Signals an den dynamischen Rang des A/D-Wandlers des Spartan 3E FPGA-Board anpasst.

Außer der Anpassung der Spannung des Signals an den Dynamikbereich des A/D-Wandlers, ist es notwendig, über einen Antialiasingfilter zu verfügen, um die Frequenzkomponenten über  $f_s/2$  (in diesem Fall ist  $f_s=600$  kHz) zu beseitigen und so das Nyquist-Shannonsche Abtasttheorem zu erfüllen. In diesem Fall wurde ein aktiver Butterworth-Tiefpassfilter verwendet, der durch die Hintereinanderschaltung zweier Filter 2. Ordnung mit der Sallen-Key Topologie implementiert wurde und dessen Schaltplan in Abbildung 6.6 dargestellt ist.

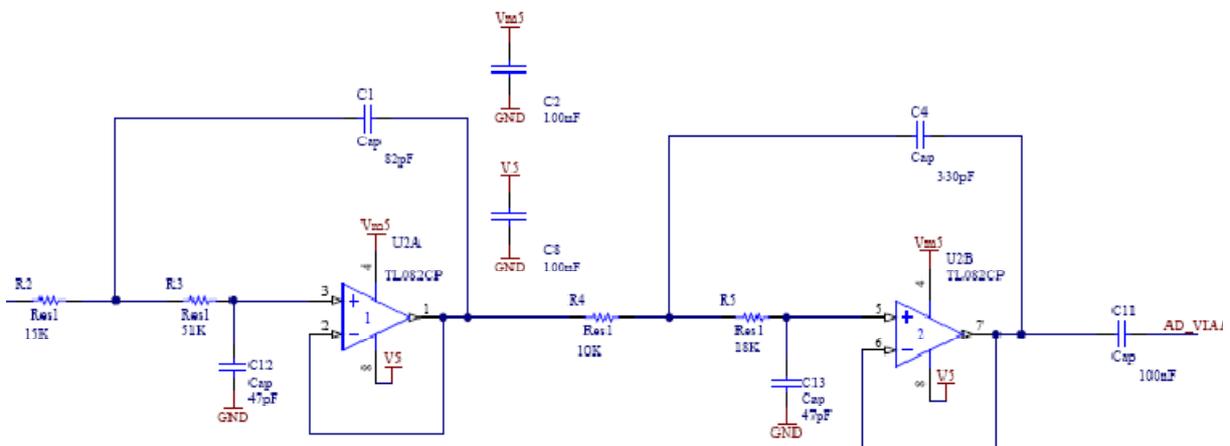
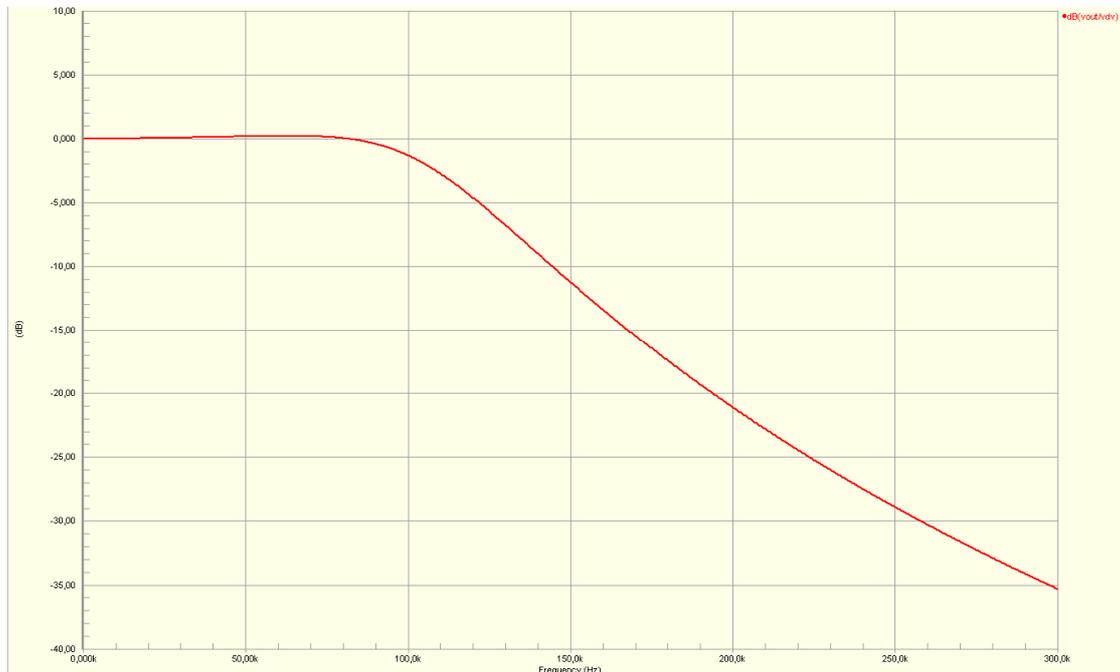


Abbildung 6-6 Aktives Antialiasingfilter

Die Übertragungsfunktion des Filters wird in Abbildung 6.7 gezeigt. Wie ersichtlich ist, liegt deren Grenzfrequenz bei 110 kHz. Bei 300 kHz,  $f_s/2$ , bewirkt diese Schaltung eine Signaldämpfung um -35dB.



**Abbildung 6-7 Übertragungsfunktion des Antialiasingfilters**

Für eine angemessene Digital-Analog-Wandlung, sowohl des PLC-Signals, als auch des Störsignals am Ausgang des Blocks der digitalen Bearbeitung und Kontrolle, ist es notwendig, dieses treppenartige Signal mit einem so genannten Rekonstruktionsfilter zu bearbeiten. Dieser Rekonstruktionsfilter ist nichts anderes, als ein Tiefpassfilter, dessen Aufgabe es ist, die Frequenzkomponenten über der Nyquist-Frequenz des Ausgangs-Signals des Digital-Analog-Wandlers zu beseitigen, um das gewünschte Ausgangs-Signal zu erhalten. Abbildung 6.8 zeigt das für das PLC-Signal am Ausgang des Blocks der digitalen Bearbeitung und Kontrolle implementierte Rekonstruktionsfilter. Dieses besteht aus einem Butterworth-Tiefpassfilter 6. Ordnung, das durch die Hintereinanderschaltung dreier Filter 2. Ordnung gebildet wird. Das DC-Offset des Ausgangs-Signals des D/A-Wandlers wird durch den Kapazitor C34 blockiert und über den Resistor R17 auf GND bezogen. Der Operationsverstärker (OP) U7A bildet zusammen mit R15, R16, C31 und C35 den ersten Filter 2. Ordnung. Der OP U5A zusammen mit R19, R20, C36 und C45, sowie der OP U5B zusammen mit R26, R27, R28, C54 und C48, bilden jeweils ein Filter 2. Ordnung mit der gleichen Übertragungsfunktion, aber mit dem Unterschied, dass das Ausgangs-Signal des Filters mit dem OP U5B eine Phasenverschiebung um  $180^\circ$  hat, da dieser unter Verwendung der Multiple Feedback Topologie implementiert ist.

Die letzte Stufe des Rekonstruktionsfilters bildet der ACPL-0820 Line-Driver von Avago U6 [18], der ein speziell für Anwendungen wie die Powerline-Kommunikation entwickeltes Bauteil ist. Es besteht aus zwei OP mit einer internen Referenzspannung von 2.25 V, die beide Strom von bis zu 1.5 A liefern können und gleichzeitig in der Lage sind, eine hohe kapazitive Last zu treiben. U6 bildet zusammen mit R22, R23, R18, C46, C37, R29, R30, R32, C51 und C53 zwei Filter 2. Ordnung mit identischen Übertragungsfunktionen, die die letzte Stufe des Rekonstruktionsfilters darstellen. Die Kapazitäten C44 und C52 sind notwendig, da der ACPL-0820 über eine bereits erwähnte interne Referenzspannung verfügt, und es ist deshalb notwendig, den aus dem Ausgang der OP U5A und U5B kommenden DC-Offset zu blockieren.

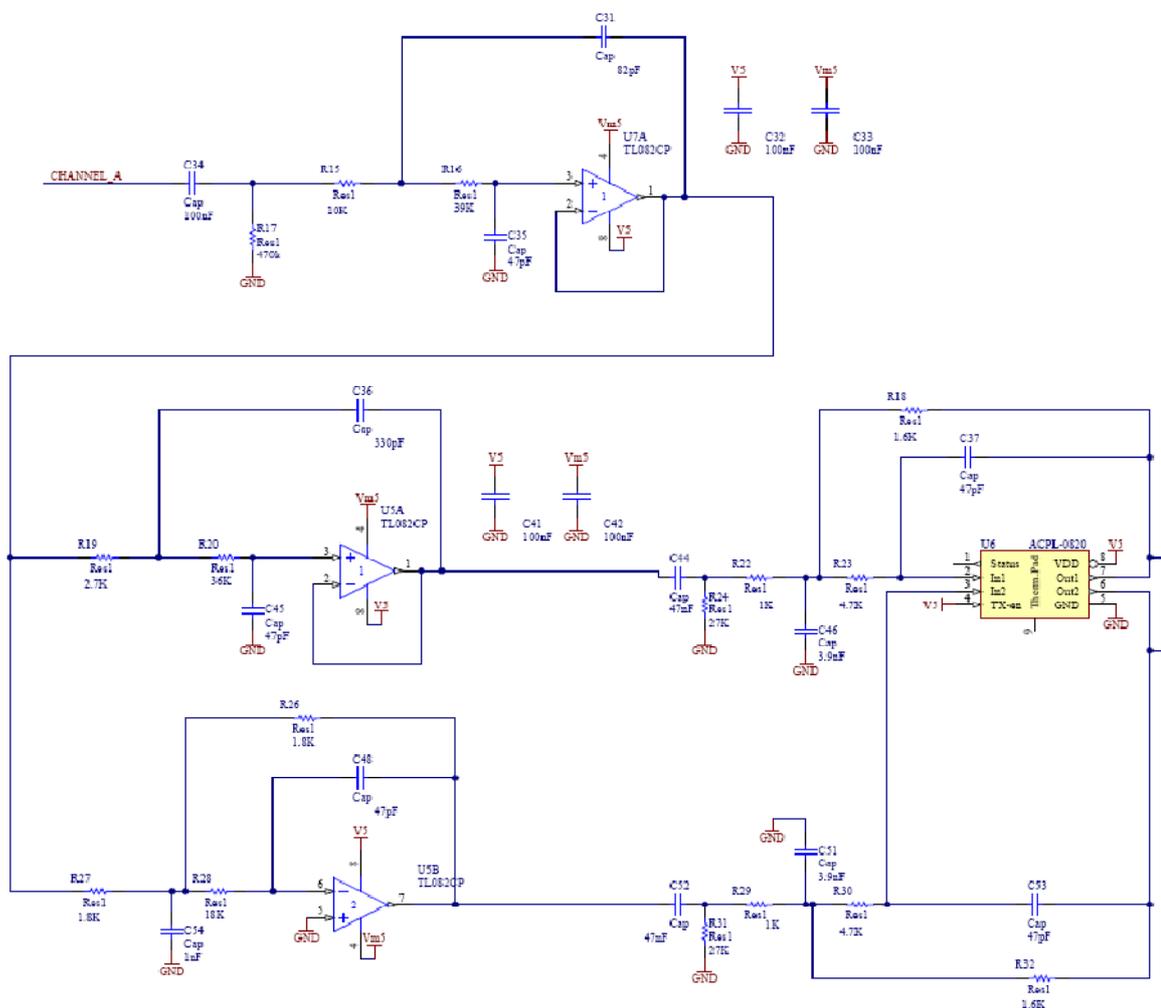
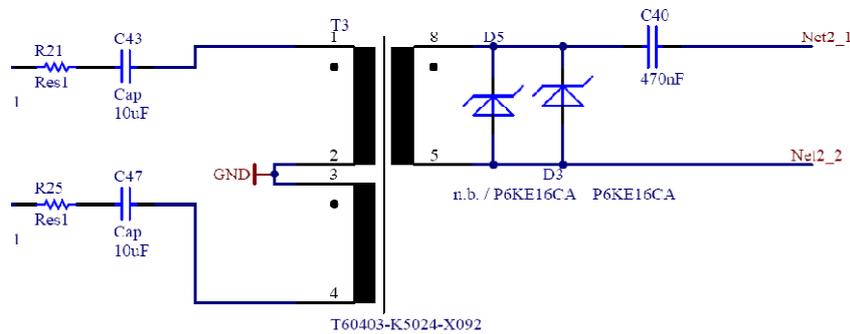


Abbildung 6-8 Rekonstruktionsfilter

Die Ausgangs-Signale Out1 und Out2 von U6 haben einen DC-Offset von 2.25 Volt zusätzlich zu dem Signal aus dem D/A-Wandler, das durch den Butterworth-Tiefpassfilter 6. Ordnung gefiltert ist. Da diese gegeneinander um 180° phasenverschoben sind, ist es

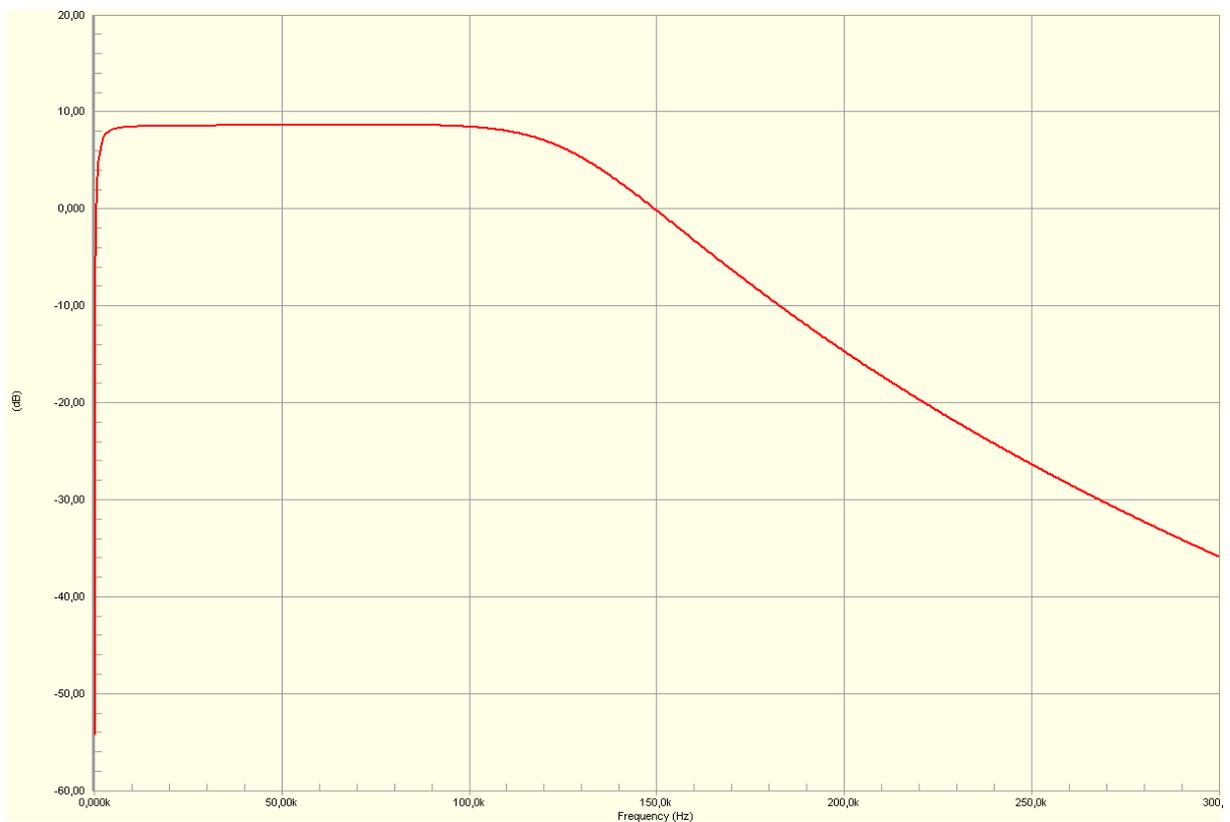
möglich, über das Koppelnetzwerk in Abb 6.9, ein Signal an der Sekundärseite des PLC-Signalübertragers T3 mit einer maximalen Spannung von 9,2 V<sub>pp</sub> zu erhalten.



**Abbildung 6-9 Kopplung des PLC-Signals an das Stromnetz**

Das PLC-Signal wird durch den Kapazitor C40 an das Stromnetz gekoppelt. Ebenso wie im Fall von D1 dient die bidirektionale Suppressordiode D3 dem Schutz gegen die Spannungstransienten aus dem Stromnetz.

Für die Erzeugung der Störsignale wurde ein identisches Filter benutzt. Die Übertragungsfunktionen beider Rekonstruktionsfilter werden in Abbildung 6.10 gezeigt. Beide Filter haben eine Grenzfrequenz bei 110 kHz.



**Abbildung 6-10 Übertragungsfunktion des Rekonstruktionsfilters**

### 6.3.3 Digitalen Signalverarbeitung und Kontrolle

Die Echtzeitfähigkeit ist die wichtigste und gleichzeitig die anspruchsvollste Charakteristik des PLC-Kanalemulators. Wenn man berücksichtigt, dass das CELENEC-A-Band bis zu einer Frequenz von 95 kHz reicht, muss das PLC-Signal gemäß dem Nyquist-Kriterium mit einer Frequenz von mindestens 190 kHz abgetastet werden. Es empfiehlt sich, mit einer Abtastfrequenz zu arbeiten, die höher ist als diese, um den Schaltkreis der Signalanpassung zu vereinfachen. Gleichzeitig ist bei der Erzeugung eines Signals in der Praxis dieses mit einer Frequenz abzutasten, die mindestens vier Mal so hoch ist wie ihre maximale Frequenzkomponente. In Anbetracht dessen soll in diesem Fall mit einer Abtastfrequenz von über 400 kHz gearbeitet werden. In Betrachtung ziehend, dass der Block der digitalen Verarbeitung und Kontrolle verantwortlich ist für die Durchführung von Funktionen wie der Nachbildung der Übertragungsfunktion des Kanals, der Erzeugung des Störsignals, der Abtastung des Signals, u. a., ist es notwendig, über die Möglichkeit zu verfügen, eine große Zahl von Operationen parallel auszuführen, um die Ergebnisse in Echtzeit und mit der gewünschten Präzision zu erhalten. Eine auf DSP (Digital Signal Processor) basierende Lösung läge in diesem Fall an der Grenze oder außerhalb der Möglichkeiten, die diese Plattform bietet. Deshalb wurde in dieser Arbeit eine auf einem FPGA-Board basierende Lösung gewählt, das das notwendige Niveau der Parallelität bieten kann, um die Echtzeitfähigkeit des Systems zu garantieren.

Das in der Arbeit benutzte FPGA-Board ist das Spartan-3E Starter Kit von Xilinx [19], das, unter anderem, über einen 14-Bits-A/D-Wandler mit zwei Kanälen, einen 12-Bits-D/A-Wandler mit vier Kanälen, vier Digital Clock Manager (DCM) –Blocks und eine serielle Schnittstelle RS-232 verfügt. Die in Abb. 6.11 gezeigte hierarchische Struktur der Komponenten wurde unter Benutzung der Hardwarebeschreibungssprache (engl. Hardware Description Language, HDL) VHDL (engl. Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language) implementiert. Nachfolgend werden die Funktionen dieser einzelnen Komponente erläutert, um dann ihr Funktionieren als Gesamtheit zu erklären.

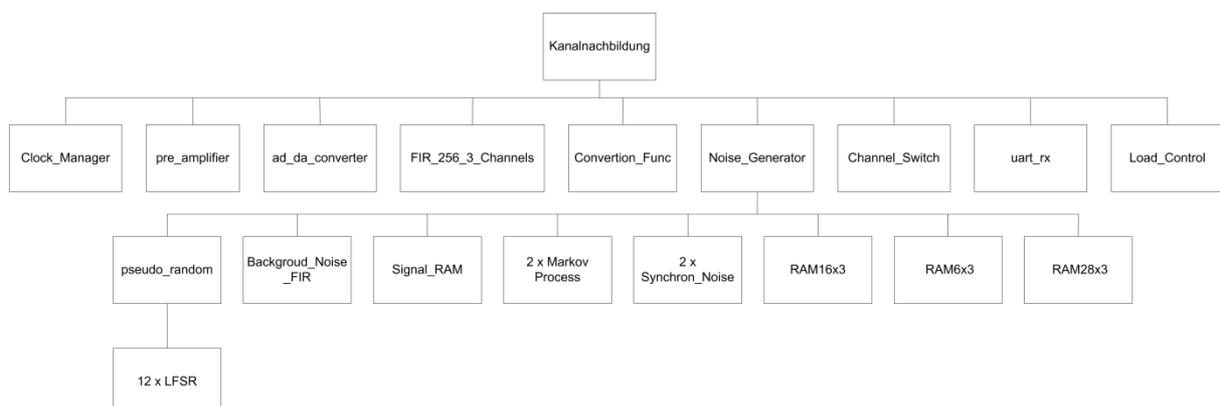
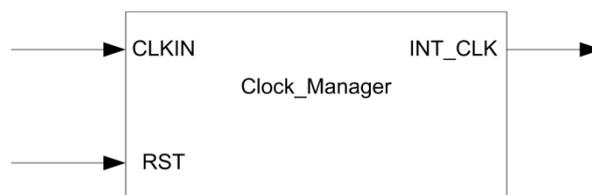


Abbildung 6-11 Hierarchische Struktur der im FPGA implementierten Komponenten

### 6.3.3.1 Clock\_Manager

Das Spartan 3E FPGA-Board verfügt über einen 50 MHz On-Board Oszillator, der im System als Takt benutzt werden kann. Um über eine höhere Zahl von Taktzyklen zwischen den Abtastungen verfügen zu können, wurde entschieden, die Taktfrequenz, mit der die Komponenten des Systems arbeiten, auf 80 MHz zu erhöhen. Die Komponente Clock\_Manager dient zur Erhöhung der Taktfrequenz und benutzt dazu einen der im FPGA-Board verfügbaren DCM-Blöcke [20]. Diese DCM-Blöcke erlauben, die Frequenz des Eingangstaktsignals zu multiplizieren und zu dividieren, sowie den Clock Skew zu beseitigen und damit das Funktionieren des Systems zu verbessern. Das IP-Symbol dieser Komponente ist in Abb. 6.12 ersichtlich.



**Abbildung 6-12 IP-Symbol der Komponente Clock\_Manager**

Das in CLKIN gelieferte Taktsignal wird intern mit 8 multipliziert und dann durch 5 geteilt, um im Port INT\_CLK das gewünschte Taktsignal von einer Frequenz von 80 MHz abzugeben. Dieses Signal kann durch den high-aktiv Port RST rückgesetzt werden. Alle Komponenten, die nachfolgend vorgestellt werden, funktionieren synchron, d.h. alle Ports werden mit der steigenden Flanke des durch den Port INT\_CLK gelieferten Signals gelesen oder geschrieben.

### 6.3.3.2 pre\_amplifier

An die analogen Kanäle des A/D-Wandlers ist ein programmierbarer Operationsverstärker LTC 6912-1 angeschlossen, der die Eingangssignale verstärkt, und zwar um einen Faktor zwischen -1 und -100, in diskreten Werten in Bezug auf 1,67 Volt [21]. Speziell in dieser Anwendung ist es angebracht, den Verstärkungsgrad des Operationsverstärkers auf -1 einzustellen, da das Analog-Front-End, wie vorhergehend dargestellt wurde, an ihn ein angemessen angepasstes Signal mit einer maximalen Spannung von  $2.2 V_{pp}$  abgibt. Die Komponente Pre\_amplifier hat die Aufgabe, durch die Entsendung der entsprechenden Befehle über den SPI-Bus diesen Operationsverstärker zu aktivieren und einzustellen. Das IP-Symbol der Komponente wird in Abb. 6.13 gezeigt.

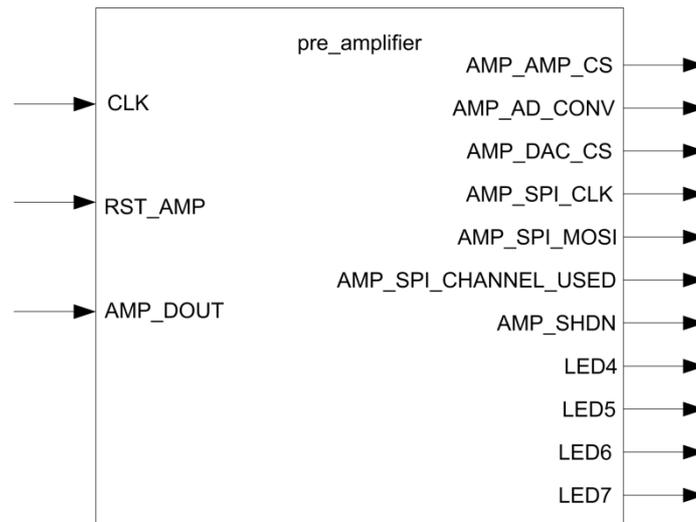


Abbildung 6-13 IP-Symbol der Komponente Pre\_amplifier

Nachdem die Komponente durch RST\_AMP zurückgesetzt wurde, aktiviert diese durch AMP\_SHDN den Operationsverstärker und sendet die Einstellungsbefehle über den SPI-Bus. In den Ports AMP\_SPI\_CLK und AMP\_SPI\_MOSI werden Signale gemäß den Spezifikationen des Herstellers des Operationsverstärkers erzeugt, um so eine angemessenen Kommunikation zwischen den Komponenten zu garantieren.

Da der SPI-Bus von mehr als einer Komponente des Systems benutzt wird, ist es notwendig, einen Arbitrage-Mechanismus für diese Ressource zu implementieren, um ihre korrekte Funktion zu sichern. Dieser Mechanismus wird in der übergeordneten Einheit, der Kanalnachbildung, implementiert, wo den Ausgangsports der FPGA durch einen Multiplexer entweder die aus der Komponente pre\_amplifier oder aus der Komponente ad\_da\_converter stammenden Signale zugewiesen werden. Durch den Port AMP\_SPI\_CHANNEL\_USED sendet diese Komponente an die übergeordnete Einheit eine Anforderung auf den Bus, worauf diese reagiert, indem sie den Ports SPI\_CLK und MOSI des SPI-Busses AMP\_SPI\_CLK bzw. AMP\_SPI\_MOSI zuweist. Durch die Zuweisung der korrekten Werte der Signale AMP\_AMP\_CS, AMP\_AD\_CONV, AMP\_DAC\_CS, die auch den Ports AMP\_CS, AD\_CONV bzw. DAC\_CS zugewiesen werden, sowie den Ports SPI\_SS\_B, SF\_CE0 bzw. FPGA\_INIT\_B der übergeordneten Einheit, wird garantiert, dass während des besagten Zeitraumes des Antrags auf den SPI-Bus nur die Kommunikationsschnittstelle des Operationsverstärkers aktiviert ist.

Während eines Kommunikationszyklus mit dem Operationsverstärker sendet dieser über seinen Port AMP\_DOUT den vorher eingestellten Wert des Verstärkungsgrades. Als Überprüfungsmethode des korrekten Funktionierens dieser Komponente werden zwei aufeinander folgende Befehle an den Operationsverstärker gesendet, und der Wert des erhaltenen Verstärkungsgrades im zweiten Zyklus in den Ports LED4, LED5, LED6 und

LED7 dargestellt. Diese Signale werden in der übergeordneten Einheit an die entsprechenden Ports LED4, LED5, LED6 und LED7 angeschlossen, um sie mit den LED des FPGA-Boards zu visualisieren.

### 6.3.3.3 ad\_da\_converter

Das Spartan 3E FPGA-Board verfügt über einen LTC1407A-1 A/D-Wandler mit zwei Kanälen von Linear Technology [22]. Der Schaltkreis der Datenerfassung, der aus dem vorhergehend vorgestellten programmierbaren Operationsverstärker und dem A/D-Wandler besteht, wandelt die Eingangsspannung gemäß der Gleichung 6.1 [19] in eine digitale Darstellung von 14 Bits um:

$$D[13..0] = GAIN * \frac{(V_{IN} - 1.65V)}{1.25V} * 8192 \quad (6.1)$$

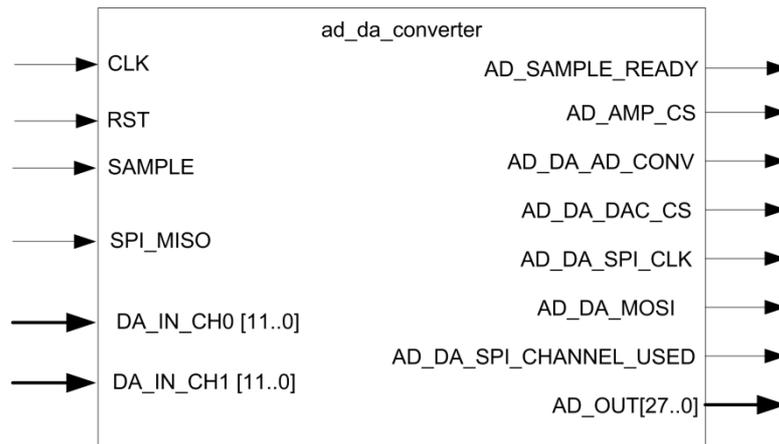
Dabei repräsentiert *GAIN* den im programmierbaren Operationsverstärker eingestellten Verstärkungsgrad. Gemäß 6.1 präsentiert der Ausgang des A/D-Wandlers einen Wert zwischen  $-2^{13}$  und  $2^{13}-1$ . Die maximal erlaubte Abtastfrequenz liegt bei etwa 1.5 MHz.

Außer dem ADW, hat das Spartan 3E FPGA-Board einen SPI-kompatiblen seriellen D/A-Wandler mit vier Kanälen. Es handelt sich um einen LTC2624 von Linear Technology mit einer Resolution von vorzeichenlosen 12 Bits [23]. Die Ausgangsspannung der genannten Kanäle kann in allgemeiner Form in der Gleichung 6.2 dargestellt werden.

$$V_{OUT} = \frac{D[11..0]}{4096} * V_{REFERENCE} \quad (6.2)$$

Für die Kanäle A und B hat die Referenzspannung einen Wert von 3.3 Volt, sodass der Ausgang bei 0 und 3.3 Volt liegt. Für die Kanäle C und D ist die Referenzspannung 2.5 und der Ausgang befindet sich in 0 und 2.5 Volt.

Die Funktion der Komponente `ad_da_converter` besteht darin, das Ergebnis der Abtastung des Signals des ADW zu empfangen, sowie den Wert zur analogen Umwandlung des Signals an den DAW zu übermitteln. Es ist möglich, dies parallel durchzuführen, da der ADW nicht das MOSI-Signal des Busses benutzt, aber es ist unabdinglich, dass der Widerstand R136 von der Karte entfernt wird (siehe Schaltplan in [19]). Dies deshalb, weil der Port SDO des DAW LTC2624 ein aktiver Ausgang ist und sich niemals im hochohmigen Zustand befindet, auch nicht, wenn die Schnittstelle SPI nicht vom Signal DAC\_CS ausgewählt ist. Da das Pin SDO des ASW LTC2624 und das Pin SDO des ADW LTC1407A-1 sich die gleiche Leiterbahn teilen, kommt es, wenn dieser Widerstand nicht entfernt wird, zu einem Konflikt in dem Bus, was nach sich zieht, dass der ADW und der DAW nicht korrekt gleichzeitig benutzt werden können. Abb. 6.14 zeigt das IP-Symbol der Komponente `ad_da_converter`.



**Abbildung 6-14 IP-Symbol der Komponente ad\_da\_converter**

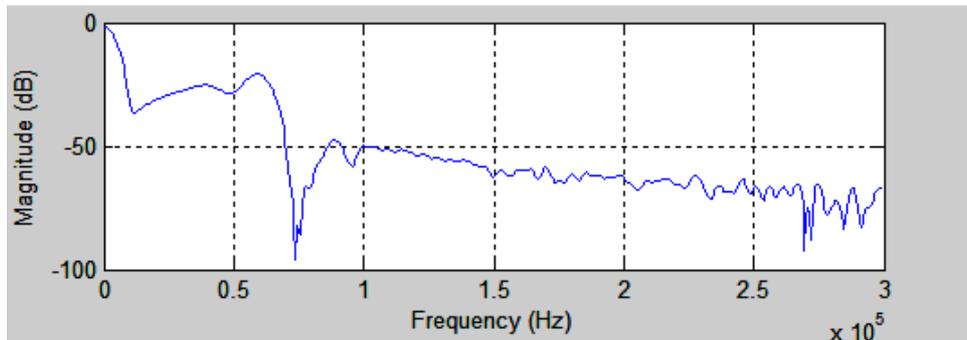
Der Prozess der Datenübertragung an den DAW sowie die Lesung der Abtastung beginnen, wenn das Signal SAMPLE aktiviert wird (high-aktiv), wobei eine neue Abtastung mit der Aktivierung des Signals AD\_DA\_AD\_CONV beginnt. Die in DA\_IN\_CH0 und DA\_IN\_CH1 gefundenen digitalen Werte werden gelesen und im Register gespeichert, um seriell mit ihren entsprechenden Befehlen an den DAW gesendet zu werden. Diese digitalen Werte werden in den Kanälen A und B in analoge umgewandelt. Gleichzeitig wird in serieller Form über den Port SPI\_MISO der Ausgang des ADW gelesen, um dann parallel umgewandelt und im Port AD\_OUT zur Verfügung gestellt zu werden. AD\_OUT[13..0] entspricht den Ergebnissen der Abtastung des Kanals 0, während AD\_OUT[27..14] dem Ergebnis der Abtastung des Kanals 1 entspricht. Der Port AS\_SAMPLE\_READY wird während eines Taktzyklus aktiviert, um anzuzeigen, dass die vorliegenden neuen Daten in AD\_OUT gültig sind.

Wie bei der Komponente pre\_amplifier, macht diese Komponente mit dem Signal AD\_DA\_SPI\_CHANNEL\_USED einen Antrag auf den SPI-Bus. Diese Komponente ist immer in Besitz des Busses, solange die Komponente pre\_amplifier ihn nicht beantragt. Den Signalen AD\_AMP\_CS und AD\_DA\_DAC\_CD, sowie den Ports SPI\_SS\_B, SF\_CE0 und FPGA\_INIT\_B der übergeordneten Einheit werden entsprechende Werte zugewiesen, um zu garantieren, dass nur der ADW und der DAW den SPI-Bus benutzen.

#### 6.3.3.4 FIR\_256\_3\_Channels

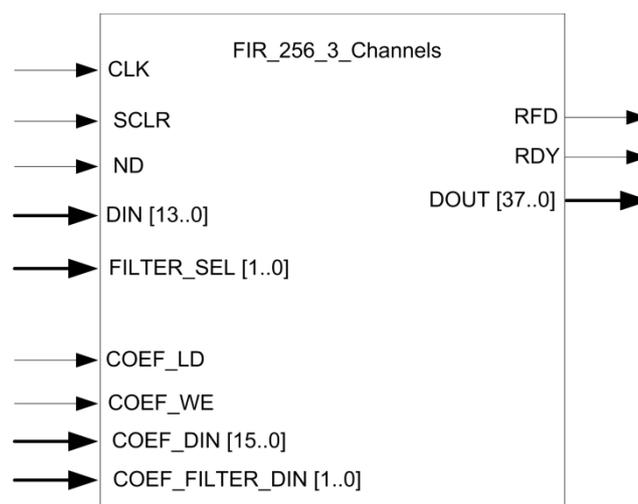
Diese Komponente hat die Aufgabe, die durch die Übertragungsfunktion des Kanals verursachten Verzerrungen des Signals nachzubilden. Wie schon in Kapitel 4 dargelegt wurde, charakterisiert sich die Übertragungsfunktion eines PLC-Kanal vor allem dadurch, dass sie eine Tiefpass-Charakteristik hat, wobei außerdem für bestimmte Frequenzen die so genannten Notches auftreten können. Außerdem kann man beobachten, dass die Übertragungsfunktion des Kanals mit der Zeit variiert.

Um dieses Verhalten nachzubilden, wurde entschieden, einen FIR-Filter mit 256 Koeffizienten von 16 Bits zu benutzen, um diese Übertragungsfunktion in ausreichend präziser Form darstellen zu können. Ein Beispiel einer berechneten Übertragungsfunktion für diese Einstellung kann in Abb. 6.15 betrachtet werden.



**Abbildung 6-15** Beispiel einer Übertragungsfunktion, gebildet aus 256 Koeffizienten

Wie aus der Abbildung ersichtlich ist, stellt die Funktion eine typische in einem PLC-Kanal gefundene Übertragungsfunktion dar, die den im Kapitel 4 präsentierten Beispielen entspricht. Diese Komponente bietet auch die Möglichkeit, drei verschiedene Koeffizientensätze zu speichern, die außerdem jederzeit mit neuen Koeffizienten geladen werden können. Dies bietet eine große Flexibilität, da es erlaubt, Tests mit verschiedenen Übertragungsfunktionen zu machen. Außerdem bietet es die Möglichkeit, die Änderungen in der Zeit der Übertragungsfunktion des Kanals nachzubilden. Das IP-Symbol der Komponente wird in Abb. 6.16 gezeigt.



**Abbildung 6-16** IP-Symbol der Komponente FIR\_256\_3\_Channels

Über den Port ND wird der Komponente angezeigt, dass ein neuer gültiger Eingangswert im Eingangsport DIN gelesen werden kann. In der nächsten steigenden Flanke wird dieser Wert gelesen und die Verarbeitung beginnt. Durch den dem Port FILTER\_SEL zugewiesenen Wert wird der Komponente angezeigt, welcher der Koeffizientensätze bei der Verarbeitung

benutzt werden soll. Der Ausgangsport zeigt durch einen aktivierten Status, dass das Ausgangssignal in DOUT gültig ist und gelesen werden kann. Mit dem aktiven Status im Port RFD wird angezeigt, dass die Komponente bereit ist, einen neuen Eingangswert zu lesen. Die Ports COEF\_LD, COEF\_WE, COEF\_DIN und COEF\_FILTER\_DIN werden benutzt, um neue Koeffizientensätze zu laden. Diese Komponente wurde implementiert unter Benutzung eines FIR Compiler v3.2 von Xilinx, wobei die Multiply-Accumulate-Architektur (MAC) mit Koeffizienten von 16 Bits mit Vorzeichen zur Anwendung kommt. Wie auch die anderen vorgestellten Komponenten arbeitet diese Komponente synchron bei steigender Flanke CLK. Details des Zeitdiagramms der Signale der Komponente kann man in [24] finden.

### 6.3.3.5 Convection\_Func

Die 14-Bits-Werte des abgetasteten Signals werden durch einen FIR-Filter mit 256 Koeffizienten von 16 Bits mit Vorzeichen gefiltert. Diese Koeffizienten werden extern berechnet, und bevor sie in die Komponente FIR\_256\_3\_Channels geladen werden, mit  $2^{15}$  multipliziert. Dies erfordert, dass das Ausgangssignal des Filters durch  $2^{15}$  dividiert werden muss, was eine 15maligen Rotation des Ausgangs nach rechts mit Vorzeichenerweiterung gleichkommt, um so den korrekten Wert des gefilterten Signals zu erhalten.

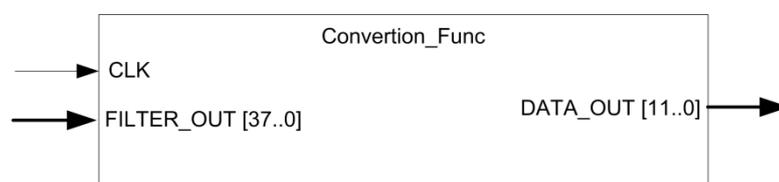


Abbildung 6-17 IP-Symbol der Komponente Convection\_Func

Die Komponente Convection\_Func, deren IP-Symbol in Abb. 6.17 zu sehen ist, hat die Aufgabe, diese Rotation durchzuführen und den resultierenden Wert für die Weitergabe an den DAW anzupassen. Dies ist notwendig, da die Werte der Abtastsignale in 14 Bits mit Vorzeichen repräsentiert werden, während dem DAW ein Wert in einer Darstellung von 12 Bits ohne Vorzeichen übergeben werden muss. Außerdem muss, da das analoge Eingangssignal durch den AFE durch 4 geteilt wird, das gefilterte Signal in irgendeinem Moment während seiner Umwandlung in ein analoges Signal oder im Rekonstruktionsfilter mit 4 multipliziert werden. Um den dynamischen Rang des DAW optimal zu nutzen, wurde entschieden, einen Teil dieser Verstärkung durch die Anwendung der Funktion 6.3 zu implementieren.

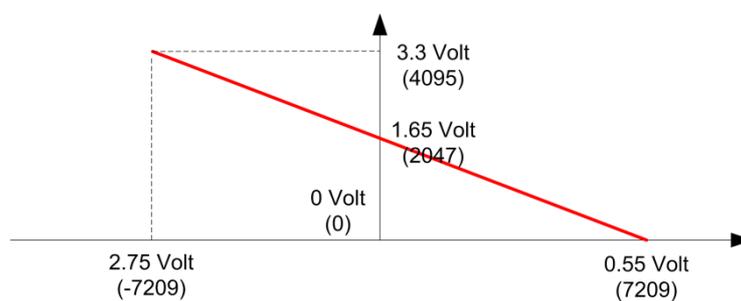
$$DATA\_OUT[11..0] = FILTER\_OUT_{rot}[13..0] * m + n \quad (6.3)$$

Dabei sind:

- DATA\_OUT: Das Ausgangssignal der Komponente

- $FILTER\_OUT_{rot}$ : Das rotierte und trunkierte Ausgangssignal des Filters
- $m$ : Gefälle der Geraden
- $n$ : Schnitt mit dem Nullpunkt der Geraden.

Bei einem gegebenen Maximalwert von  $8.8 V_{pp}$  des Eingangssignals, bedingt durch den Dynamikbereich der im Eingangsschaltkreis benutzten Instrumentenverstärker, wird am Eingang des ADW ein Signal mit einer maximalen Spannung von  $2.2 V_{pp}$  erwartet. Da dieses Signal auf 1.65 Volt referenziert ist, beträgt die vorgefundene maximale und minimale Spannung am Eingang des ADW 2.75 Volt bzw. 0.55 Volt. Aus diesem Grund befinden sich die von ADW gelesenen Werte gemäß (6.1) zwischen -7209 und 7209.



**Abbildung 6-18 Funktion der Umwandlung für den DAW**

Wenn die Werte  $m=-0.2841$  und  $n=2047$  in die Gleichung (6.3) eingesetzt werden, erhält man ein Ergebnis, das zwischen 0 und 4095 liegt (siehe Abb. 6.18). Der letztere Wert wird durch die Komponente auf 12 Bits gekürzt und kann zu seiner Umwandlung in einen analogen Wert an den DAW übergeben werden. Diese Operation entspricht gleichzeitig einer Verstärkung des Ausgangssignals um einen Faktor von 1.5. Im Rekonstruktionsfilter wird das analoge Signal 2.6667 Mal verstärkt, um so die notwendige Verstärkung um einen Faktor von 4 ( $1.5 \cdot 2.6667 = 4$ ) des Ausgangssignals zu vervollständigen.

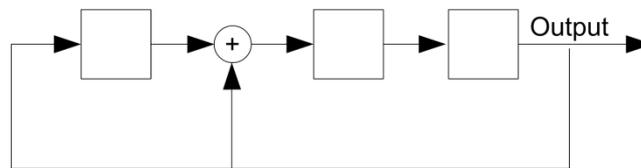
#### 6.3.3.6 Noise\_Generator

Die Funktion dieser Komponente ist die Erzeugung eines Störsignals, in dem die fünf Unterkategorien von Störungen gefunden werden können:

- Farbiges Hintergrundrauschen,
- schmalbandige Störungen ,
- aperiodischen Impulsstörungen,
- periodische netzsynchronen Störungen
- periodische nicht netzsynchronen Störungen

Wie in den vorangegangenen Kapiteln erwähnt wurde, ist das farbige Hintergrundrauschen eine Störung, deren Leistungsdichte mit zunehmender Frequenz abnimmt. Gemäß [26], können derartige Störungen erzeugt werden, wenn ein pseudo-zufälliges Signal erzeugt wird

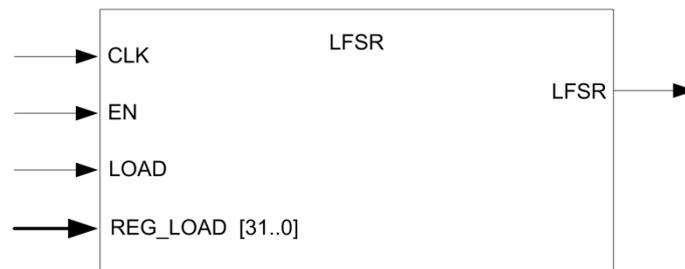
und dieses durch einen FIR-Filter gefiltert wird, um dem Spektrum die entsprechende Form zu geben. Eine Methode, solche pseudo-zufälligen Signale zu erzeugen, ist die Benutzung eines linear rückgekoppelten Schieberegisters (engl. Linear Feedback Shift Register, kurz LFSR). Dieses LFSR besteht aus  $n$  hintereinander geschalteten Registern, deren Inhalt in jedem Taktzyklus verschoben wird. Der Ausgang dieser Register wird zurückgekoppelt, gewöhnlich unter Anwendung eines Exklusiv-Oder-(XOR)-Gatters. Diese Rückkopplung kann man mathematisch über das so genannte Rückkoppelungspolynom (auch: charakteristisches Polynom) beschreiben, wo die Koeffizienten des Polynoms die Rückkoppelungsstellen beschreiben. Abb. 6.19 zeigt ein LFSR für das Polynom  $x^3+x^1+1$  unter Anwendung der Struktur von Galois.



**Abbildung 6-19 LFSR für das Polynom  $x^3+x^1+1$  unter Anwendung der Struktur von Galois**

Die LFSR erzeugen 1 Bit am Ausgang pro Taktzyklus, dessen Muster sich alle  $2^n-1$  Zyklen wiederholt. Dabei entspricht  $n$  der Anzahl der Register. Die Register müssen mit einem Anfangswert ungleich Null geladen werden, von dem die erzeugte Sequenz abhängt.

In der Komponente LFSR wurde ein linear rückgekoppeltes Schieberegister implementiert, indem das Rückkoppelungspolynom  $x^{32} + x^{31} + x^{30} + x^{10} + 1$  unter Anwendung der Struktur von Galois verwendet wird. Das IP-Symbol dieser Komponente wird in Abb. 6.20 gezeigt.



**Abbildung 6-20 IP-Symbol der Komponente LFSR**

Diese Komponente erzeugt ein neues Ausgangssignal LFSR in jedem Taktzyklus, in dem das Signal EN aktiviert ist. Durch die Aktivierung des Signals LOAD kann das interne Register mit einem in REG\_LOAD[31..0] enthaltenen Wert geladen werden.

Die Komponente pseudo\_random, deren IP-Symbol in Abb. 6.21 gezeigt wird, enthält intern 28 Instanzen der Komponente LFSR.

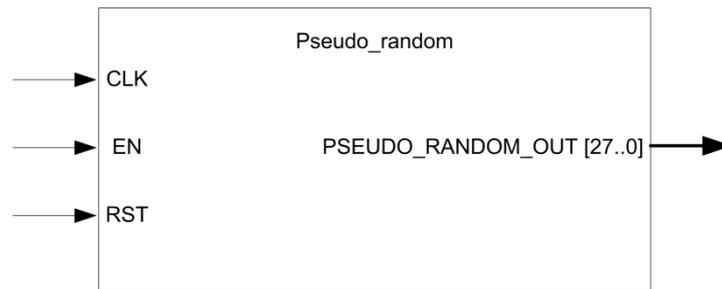


Abbildung 6-21 IP-Symbol der Komponente pseudo\_random

Jeder dieser Instanzen wird intern über den Port REG\_LOAD ein untereinander ungleicher Anfangswert zugewiesen. Der Port RST wird direkt an die Stellen LOAD jeder dieser Instanzen des LFSR angeschlossen, sodass bei der Zurücksetzung der Komponente die internen Register der Instanzen des LFSR erneut geladen werden. Der Port EN ist an die Ports EN der internen Instanzen angeschlossen, und das Ausgangssignal PSEUDO\_RANDOM[27..0] wird von den 28 Ausgangssignalen der 28 Instanzen gebildet. So erhält man in jedem Taktzyklus, in dem EN aktiviert ist, am Ausgang einen neuen Wert eines pseudo-aleatorischen Signals. In dieser Anwendung ist der Port EN mit einer Frequenz von 600 kHz aktiviert. Da jede Instanz des LFSR 32 Register enthält, wiederholt sich die Sequenz alle  $2^{32}/600\text{kHz} = 7158$  Sekunden, was fast zwei Stunden entspricht.

Acht Bits des Signals PSEUDO\_RANDOM werden benutzt, um das farbige Hintergrundrauschen zu erzeugen. Das Signal aus acht Bits wird durch die Komponente Background\_Noise\_Filter gefiltert, deren IP-Symbol in Abb. 6.22 zu sehen ist. In diesem Fall handelt es sich um einen FIR der Architektur Distributed Arithmetic, der implementiert wurde durch die Benutzung eines Distributed Arithmetic FIR Filter v9.0 von Xilinx [25].

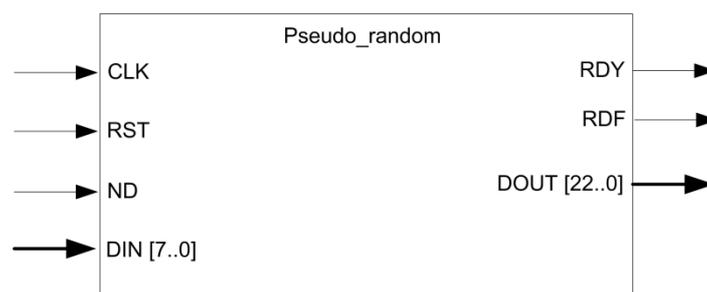


Abbildung 6-22 IP-Symbol der Komponente Background\_Noise\_Filter

Mit dem Eingangssignal ND wird der Komponente angezeigt, dass eine neue gültige Größe im Port DIN vorhanden ist. Wenn in DOUT ein neuer Ausgangswert bereit steht, um gelesen zu werden, wird der Port RDY aktiviert. Der Port RDF ist dafür zuständig, durch einen aktiven Wert anzuzeigen, dass die Komponente bereit ist, einen neuen Messwert zu lesen. Dieses Filter verfügt über 32 Koeffizienten von 16 Bits mit Vorzeichen, die die in Abb. 6.23 gezeigte Übertragungsfunktion übernehmen. Wie zu beobachten ist, gibt dieser Filter dem Spektrum

des Signals eine Form, die der in den Stromleitungen gefundenen des farbigen Hintergrundrauschens gleicht.

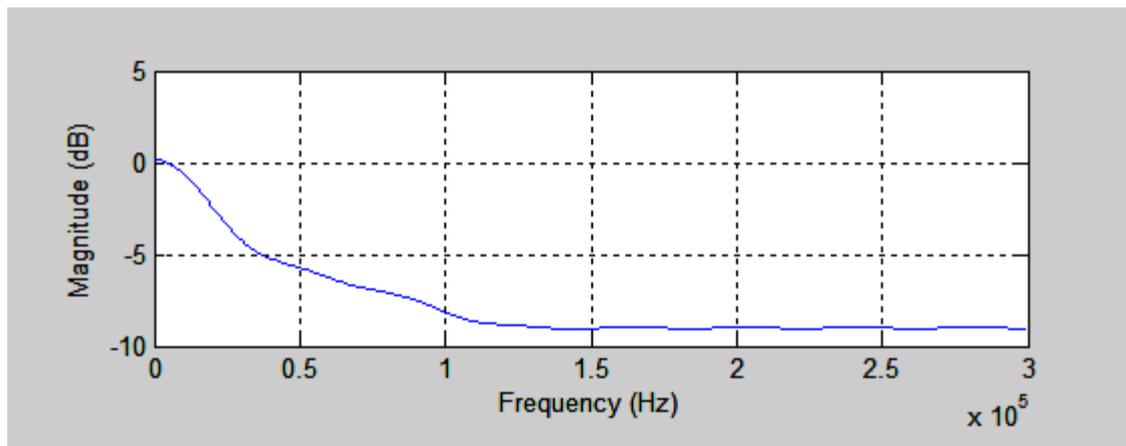


Abbildung 6-23 Übertragungsfunktion des Background\_Noise\_Filters

Die Koeffizienten dieses Filters wurden berechnet und mit  $2^{15}$  multipliziert, so dass dessen Ausgang durch die übergeordnete Einheit Noise\_Generator 15 Mal nach rechts rotiert wird und das Signal Hintergrundrauschen gebildet wird. Die Komponente Noise\_Generator übernimmt es auch, das Signal mit einem Verstärkungsgrad zu multiplizieren, um der Leistungsdichte die gewünschte Spannung zu geben. Auf dieses Thema wird nachfolgend umfassender eingegangen.

Die **periodische Störungen** zeichnen sich durch drei wesentliche Parameter aus, ihre Amplitude, die Störungsdauer und die Zeit zwischen dem Auftreten der Störungen. Um diesen Typ der Störungen nachzubilden, ist es nicht notwendig, die exakte Form zu reproduzieren, sondern es genügt, wie im Kapitel 4 gesehen wurde, das Niveau des Hintergrundrauschens während der Zeit des Auftauchens dieser Störungen zu erhöhen [26] [27]. Die Komponente Synchron\_Noise, deren IP-Symbol in Abb. 6.24 betrachtet werden kann, übernimmt es, ihrer direkt übergeordneten Einheit Noise\_Generatos das Auftreten einer periodischen Störung anzuzeigen.

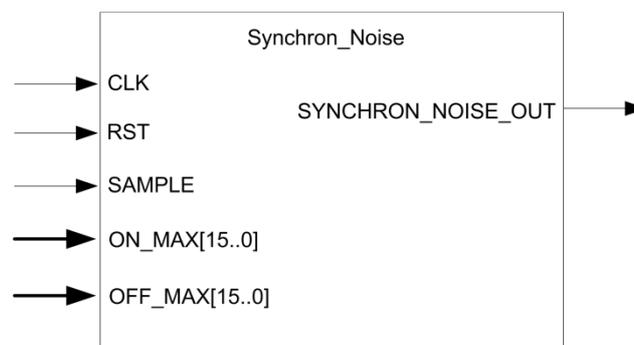


Abbildung 6-24 IP-Symbol der Komponente Synchron\_Noise

Diese Komponente verfügt über einen internen Zähler von 16 Bits, der in jedem Taktzyklus, in dem das Signal SAMPLE aktiv ist, erhöht wird. Intern verfügt diese Komponente über einen Zustandautomaten zweier Zustände, ON und OFF, zwischen denen gewechselt wird, und zwar immer, wenn der interne Zähler die in ON\_MAX bzw. OFF\_MAX vorhandenen Werte überschreitet. Da in dieser Anwendung der Port SAMPLE in einem Taktzyklus von jeweils  $1/600\text{kHz} = 1.6667 \mu\text{sec}$  aktiviert ist und der interne Zähler bei jeder Zustandsänderung zurückgesetzt wird, befindet sich die Komponente  $T_{ON} = 1.6667 * ON\_MAX \mu\text{sec}$  im Zustand ON, um dann  $T_{OFF} = 1.6667 * OFF\_MAX \mu\text{sec}$  im Zustand OFF zu bleiben.

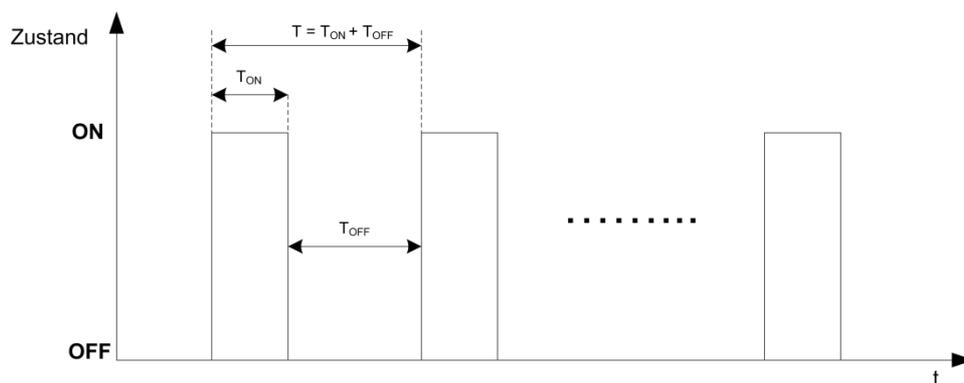


Abbildung 6-25 Erzeugung periodischer Störungen

Wie aus dem in Abb. 6.25 gezeigten Schema ersichtlich ist, wird der Port SYNCHRON\_NOISE\_OUT alle  $T = 1.6667 * ON\_MAX + 1.6667 * OFF\_MAX \mu\text{sec}$  aktiviert. Er verbleibt für eine Periode von  $T_{ON} = 1.6667 * ON\_MAX \mu\text{sec}$  im aktiven Zustand. Wenn sich der Port SYNCHRON\_NOISE\_OUT im aktiven Zustand befindet, addiert die unmittelbar übergeordnete Einheit Noise\_Generator zum Wert des Signals des Hintergrundrauschens in dieser Abtastung einen Wert hinzu. Dieser zugefügte Wert entspricht dem mit einem Verstärkungsgrad multiplizierten Wert des Hintergrundrauschens. Der Verstärkungsgrad kann eingestellt werden. Die Komponente Noise\_Generator verfügt über zwei Instanzen dieser Komponente. Deshalb können zwei verschiedene periodische Störungen erzeugt werden, wobei die Periode des Auftretens Werte von wenigen Hz bis zu 300 kHz haben kann, und die Dauer der Störungen kann Werte von nur wenigen bis zu Hunderten Millisekunden haben. Weitere Details der Konfiguration dieser Parameter werden nachfolgend erläutert.

Aufgrund des komplexen Verhaltens in der Zeit der **aperiodischen Impulsstörungen** im Vergleich zu den periodischen Impulsstörungen, müssen diese in verschiedener Form erzeugt werden. In [27] ist ein mathematisches Modell dargestellt, das auf einer unterteilten zeitdiskreten Markow-Kette basiert. In dieser Arbeit werden diese Störungen durch einen zweistufigen statistischen Prozess emuliert. Diese beiden Stufen bestehen aus zwei

Zuständen, wobei der Übergang zwischen ihnen in der Zeit durch eine homogene zeitdiskrete Markov-Kette implementiert ist. Unter einer Markov-Kette versteht man einen zustand- und zeitdiskreten stochastischen Prozess, in dem der zukünftige Zustand nur vom gegenwärtigen Zustand abhängt (siehe 6.4).

$$P\{X(t_{n+1}) = j | X(t_n) = i\} = p_{ij}(t_n, t_{n+1}) \quad (6.4)$$

In 6.4 repräsentiert  $X(t)$  eine Markov-Kette, die sich im Moment  $t_n$  im Zustand  $i$  befindet und mit der Wahrscheinlichkeit  $p_{ij}(t_n, t_{n+1})$  im Moment  $t_{n+1}$  in den Zustand  $j$  wechselt. Die Markov-Kette kann für eine endliche Zahl von Zuständen durch eine so genannte Übergangsmatrix dargestellt werden. Ein Beispiel einer Übergangsmatrix für eine Markov-Kette von zwei Zuständen kann in 6.5 gesehen werden.

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

Zum besseren Verständnis kann die Markov-Kette in einem Diagramm dargestellt werden. In Abb. 6.26 ist ein Zustandübergangsdiagramm der Markov-Ketten des zweistufigen statistischen Prozesses zu sehen.

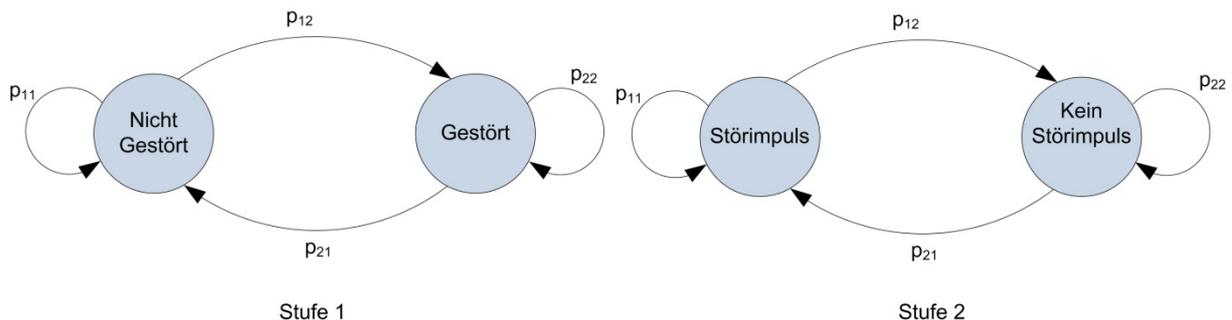


Abbildung 6-26 Zustandübergangsdiagramm der Markov-Ketten

Die durchschnittliche Zeit des Verbleibens in einem Zustand, gemessen in Anzahl von Schritten, wird mit der Gleichung 6.6 ausgedrückt:

$$T_s = \frac{1}{1 - P_{ii}} \quad (6.6)$$

Wenn zum Beispiel für eine Periode zwischen Schritten von  $T=1/600\text{kHz} = 1.66667 \mu\text{sec}$  gewünscht wird, dass der Prozess der Stufe 1 mit einer durchschnittlichen Zeit von 1 s im Zustand "Nicht Gestört" verbleibt, es ist notwendig, die Übergangswahrscheinlichkeit  $p_{11}$  auf 99.999833333333 festzulegen.

Abb. 6.27 zeigt das IP\_Symbol der Komponente Markov. Diese verfügt intern über einen Zustandsautomat mit zwei Zuständen, dessen gegenwärtiger Zustand durch die Stelle STATE angezeigt wird. In jedem Taktzyklus, der eine Periode von  $T=1/600\text{kHz}$  für diese Komponente hat, wird das Signal PSEUDO\_RANDOM mit dem Signal

BOUNDARY\_STATE\_0 oder BOUNDARY\_STATE\_1 verglichen, je nachdem, in welchem Zustand er sich befindet. Wenn PSEUDO\_RANDOM einen Wert hat, der größer ist als BOUNDARY\_STATE\_0 oder BOUNDARY\_STATE\_1, ändert der Zustandsautomat den Zustand und verbleibt so, bis sich die gleiche Bedingung wieder erfüllt.



**Abbildung 6-27 IP-Symbol der Komponente Markov**

Wenn wir das vorherige Beispiel nehmen und annehmen, dass der Zustand 0 des Zustandsautomaten dem Zustand "Nicht Gestört" entspricht, dann nähme das Signal BOUNDARY\_STATE\_0 einen Wert von  $0.9999983333333333 \cdot 2^{28} = 268435008$  an. In diesem Fall verbliebe der Zustandsautomat im Zustand "Nicht Gestört" solange PSEUDO\_RANDOM einen Wert unter 268435008 hat.

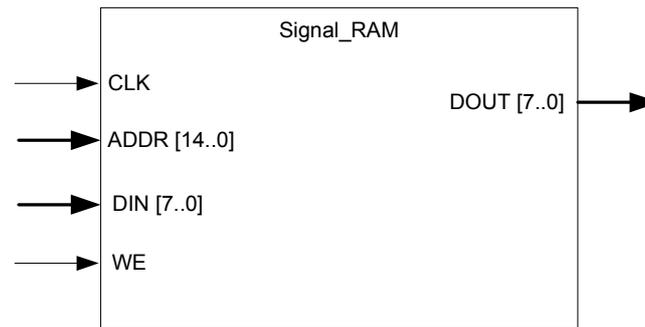
Die Einheit Noise\_Generator verfügt über zwei Instanzen dieser Komponente, um den zweistufigen statistischen Prozess zu implementieren. Die Stufe 1 modelliert die Periode des Auftretens sowie die Dauer einer aperiodischen Impulsstörung, während die Stufe 2 modelliert, wann während der Dauer dieser Impulsstörung ein Impuls erscheint. Auf diese Art können sowohl kurzzeitige aperiodischen Impulsstörungen als auch Bündelstörungen erzeugt werden [28].

Die Nachbildung der schmalbandigen Störungen kann gemäß [4] als Summe einer Menge von  $N$  Sinussignalen mit zufälligen Phasen, deren Frequenzen sich durch  $\Delta f$  unterscheiden, realisiert werden, sodass sich die Bandbreite insgesamt wie folgt ergibt:

$$B = (N - 1) * \Delta f \quad (6.7)$$

Alle Sinussignale haben die gleiche Amplitude, sodass die Leistungsdichte im Rang dieser Störungen konstant ist.

Diese schmalbandigen Störungen können in einem RAM-Speicher gespeichert werden, was durch die Komponente Signal\_RAM implementiert ist (siehe Abb. 6.28). Diese Komponente liefert in jedem Taktzyklus eine Abtastung des Signals über den Port DOUT.



**Abbildung 6-28 IP-Symbol der Komponente Signal\_RAM**

Dieser RAM-Speicher wurde geschaffen, indem ein Single-Port Block Memory Core v6.2 von Xilinx genutzt wurde, und er verfügt über eine Kapazität von 21000 Bytes. Diese 21000 Bytes werden durch die Instanz Noise\_Generator in drei Blöcke von 7000 Bytes unterteilt, um so über drei verschiedene Signale zu verfügen. Der Speicherinhalt kann mit Hilfe der Signale ADDR, DIN und WE [29] überschrieben werden. Das Ausgangssignal der Komponente, das der schmalbandigen Störung entspricht, wird mit einem Verstärkungsgrad multipliziert, der angepasst werden kann. Mehr Details dazu werden nachfolgend erläutert.

Die Komponenten RAM6bx3, RAM16bx3 und RAM28bx3 implementieren Speicherblöcke von 3x6 Bits, 3x16 Bits bzw. 3x28 Bits. In diesen Speicherblöcken werden die Verstärkungsgrade gespeichert, mit denen die schmalbandige Störung und das farbige Hintergrundrauschen multipliziert werden. Die Konstanten für die Erzeugung der periodischen und aperiodischen Impulsstörungen werden ebenfalls in diesen Speicherblöcken gespeichert.

Die Komponente Noise\_Generator enthält Instanzen der vorhergehend erklärten Komponenten, deren Funktionieren als Gesamtheit mit Hilfe des in Abb. 6.29 gezeigten Blockdiagramms verstanden werden kann.

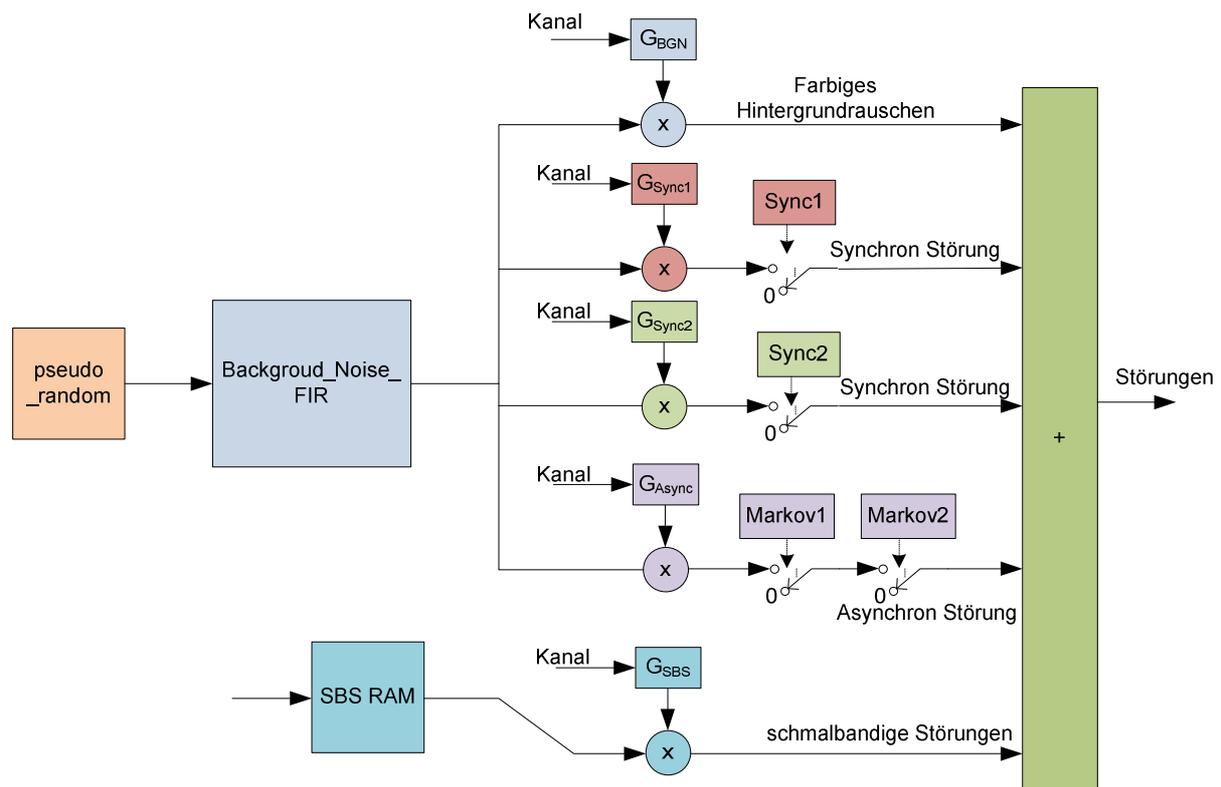


Abbildung 6-29 Blockdiagramm der Komponente Noise\_Generator

Wie erkannt werden kann, dient dieser Block dazu, die Komponenten untereinander zu verbinden sowie die Operationen der Multiplikation mit den entsprechenden Verstärkungsgraden und der Summierung aller Arten von Störungen durchzuführen, um so das Ausgangs-Störsignal zu bilden. Die RAM-Speicherblöcke, die die Konfigurationsparameter enthalten, werden ebenfalls korrekt angeschlossen, um beschrieben werden zu können. Das IP-Symbol der Komponente Noise-Generator wird in Abb. 6.30 gezeigt.

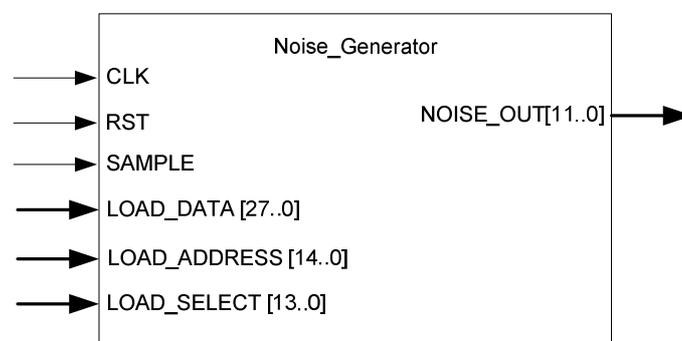


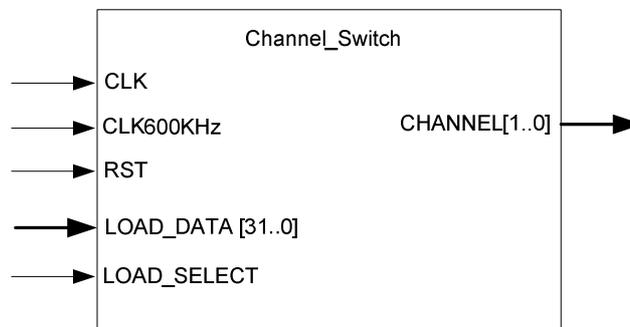
Abbildung 6-30 IP-Symbol der Komponente Noise\_Generator

In jedem Taktzyklus, in dem das Signal SAMPLE aktiviert ist, wird ein Wert des Störsignals erzeugt, das über den Port NOISE\_OUT abgegeben wird. Das Signal LOAD\_ADDRESS

übernimmt es, die Speicherblöcke RAM zu adressieren, sowohl für ihre interne Ablesung als auch für ihre Beschreibung. Jede Stelle WE der Speicherblöcke RAM ist angeschlossen an eins der Bits des Busses LOAD\_SELECT, womit die Möglichkeit gegeben wird, auszuwählen, welcher der Blöcke beschrieben werden soll. In LOAD\_DATA kann ein neuer Wert angegeben werden, der in der in LOAD\_ADDRESS enthaltenen Speicheradressen des durch LOAD\_SELECT ausgewählten Speicherblocks RAM geschrieben werden soll.

#### 6.3.3.7 Channel\_Switch

Die Komponente Channel\_Switch dient dazu, zwischen den drei Einstellungen zu wechseln, die den drei verschiedenen vom Kanalemulator nachgebildeten Kanälen entsprechen. Das IP-Symbol dieser Komponente wird in Abb. 6.31 gezeigt.



**Abbildung 6-31 IP-Symbol der Komponente Channel\_Switch**

Die Komponente verfügt über einen 32-Bits-Zähler, der die Taktzyklen zählt, in denen das Signal CLK600KHZ aktiviert ist. Wenn dieser Zähler einen bestimmten Grenzwert überschreitet, wird das Signal CHANNEL erhöht. Der Grenzwert kann durch die Signale LOAD\_DATA und LOAD\_SELECT konfiguriert werden, die einem neuen zu speicherndem Wert bzw. der Anweisung, dass ein neuer Wert geladen werden muss, entsprechen. Auf diese Art kann in Perioden von einigen Sekunden bis zu fast zwei Stunden zwischen den drei verschiedenen Kanälen umgeschaltet werden.

#### 6.3.3.8 uart\_rx

Die Funktion der Komponente uart\_rx dient dazu, über die Schnittstelle RS-232 der Komponente FPGA\_Board Daten zu empfangen. Diese Komponente wurde von Xilinx entwickelt und implementiert die Funktionalität eines UART-Empfängers, außerdem enthält er einen internen FIFO-Puffer von 16 Bytes. Weiter Details dieser Komponente kann man in [30] finden.

#### 6.3.3.9 Load\_Control

In dieser Komponente ist ein Mechanismus implementiert, der ausgehend von den über die Schnittstelle RS-232 erhaltenen Daten erlaubt, die Parameter der drei nachgebildeten Kanäle neu einzustellen. Das IP-Symbol der Komponente kann man in Abb. 6.32 sehen.

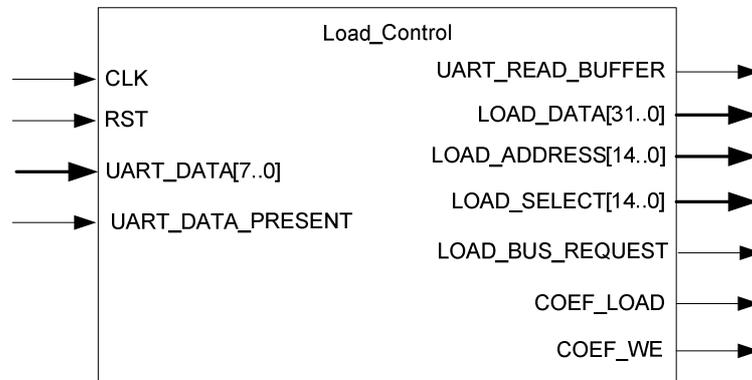


Abbildung 6-32 IP-Symbol der Komponente Load\_Control

Über den Port UART\_DATA\_PRESENT wird der Komponente angezeigt, dass eine neue Größe bereit ist, in UART\_DATA gelesen zu werden. Die Komponente zeigt über den Port UART\_READ\_BUFFER an, dass der gebotene Wert gelesen wurde.

Ein einfacher Mechanismus auf der Grundlage der Sendung von Befehlen wurde implementiert, um die Möglichkeit zu bieten, alle einstellbaren Parameter zu modifizieren. Die Ports LOAD\_DATA, LOAD\_ADDRESS und LOAD\_SELECTED haben Ausgangsregister, die durch die Sendung der entsprechenden Befehle geladen werden können. Tabelle 6.1 zeigt die in der Komponente implementierten Befehle.

Tabelle 6-1 Implementierte Befehle in der Komponente Load\_Control

Befehl (empfangenes Byte, hexadezimal)	Aktion
0x00	Aktiviert COEF_LOAD für einen Taktzyklus
0x01	Das nächste empfangene Byte wird in das Register LOAD_DATA[7..0] geladen
0x02	Das nächste empfangene Byte wird in das Register LOAD_DATA[15..8] geladen
0x03	Das nächste empfangene Byte wird in das Register LOAD_DATA[23..16] geladen
0x04	Das nächste empfangene Byte wird in das Register LOAD_DATA[31..24] geladen
0x05	Das nächste empfangene Byte wird in das Register LOAD_ADDRESS[7..0] geladen
0x06	Das nächste empfangene Byte wird in das Register LOAD_ADDRESS[14..8] geladen

0x07	Das nächste empfangene Byte wird in das Register LOAD_SELECT[7..0] geladen
0x08	Das nächste empfangene Byte wird in das Register LOAD_SELECT[14..8] geladen
0x09	Das Signal REQUEST_BUS wird für einen Taktzyklus aktiviert
0x0A	Das Signal COEF_LOAD_WE wird für einen Taktzyklus aktiviert

Mit Hilfe dieser Befehle kann man, wenn man zum Beispiel einen neuen Wert in ein Register oder eine Speicheradresse laden will, die entsprechenden Befehle zum Laden des Ausgangsregisters senden, LOAD\_DATA, LOAD\_ADDRESS und LOAD\_SELECT, gefolgt vom Befehl 0x09, der das Signal REQUEST\_BUS für einen Taktzyklus aktiviert. Mit diesem Signal wird der unmittelbar übergeordneten Einheit angezeigt, dass ein neuer Wert geladen werden soll. Diese besitzt einen Multiplexer, der abhängig vom Wert von REQUEST\_BUS das an die anderen Komponenten gesendete Signal LOAD\_SELECT auf Null setzt oder ihm den Wert zuweist, der im Ausgangsport LOAD\_SELECT der Komponente LOAD\_CONTROL enthalten ist. Ebenso wird dem an die anderen Komponenten gesendeten Signal LOAD\_ADDRESS ein Wert gegeben, der gleich dem Wert des aus der Komponente Channel\_Switch kommenden Signals CHANNEL (mit Nullen erweitert) ist oder gleich dem Wert des Signals LOAD\_ADDRESS aus der Komponente Load\_Control. In gleicher Weise können die Koeffizientensätze des FIR-Filters geladen werden.

#### 6.3.3.10 Kanalnachbildung

Dies ist die übergeordnete Einheit, die alle bisher erläuterten Komponenten umfasst. Ihre Aufgabe ist es, alle Komponenten korrekt anzuschließen, sowie das Signal zu erzeugen, das mit einer Frequenz von 600 kHz aktiviert wird und den gesamten vorher erklärten Mechanismus der Abtastung einleitet. Außerdem erzeugt diese Einheit das zusätzliche Zeitsignal, das die Komponente uart\_rx benötigt, damit sie mit einer Baudrate von 38400 arbeitet, und sie enthält die für die Verwaltung der Busse des Systems notwendigen Multiplexer.

In dieser Arbeit wird auch ein Programm in Labview implementiert, mit dem es möglich ist, alle einstellbaren Parameter des Kanalemulators zu konfigurieren.

## 7 Messungen an der RENESAS-Yitran-Technologie

Ein Ziel dieser Arbeit ist, praktische Kenntnisse zu gewinnen über die realen Möglichkeiten der Datenübertragung mit einer der vorgestellten PLC-Techniken. Im Allgemeinen liefern die Hersteller dieser PLC-Modems sehr wenig oder geringwertige Information bezüglich der Störfestigkeit ihrer Produkte. Eine gebräuchliche Form, in der diese Information geboten wird, ist die Angabe des Verhältnisses der Bitfehlerrate oder Paketverlustrate (PER) zum Signal-Rauschen-Verhältnis. Diese Information kann aber täuschen, da die verwendeten Modulationsverfahren besonders sensibel für bestimmten Störungstypen sein können.

In diesem Kapitel wird das im vorherigen Kapitel vorgestellte PLC-Testbed benutzt werden, um die durch den PLC-Kanal verursachten Beeinträchtigungen des PLC-Signals nachzubilden. Es wird ein Referenz-Störsignal definiert werden. Dieses wird benutzt, um eine Methode festzulegen, die erlaubt, Vergleiche zwischen verschiedenen Technologien oder verschiedenen Varianten einer Technologie durchzuführen.

Mit dem Ziel, Erkenntnisse zu gewinnen über die realen Möglichkeiten, die die PLC-Lösung auf der Grundlage des in Kapitel 4 vorgestellten DSCK-Modulationsverfahrens bietet, wurde unter Benutzung des EVB08-EU-Evaluation-Boards von RENESA-Yitran unter verschiedenen Bedingungen des Kommunikationskanals eine Anzahl von Messungen durchgeführt.



**Abbildung 7-1 EVB08-EU Evaluation-Board**

Das EVB08 ist ein Evaluation-Board für die Kommunikation über Stromnetze innerhalb der GENELEC-Bänder, das einen Mikrokontroller M16C/6S von RENESAS enthält, in dem seinerseits eine IT800-PLC-Bitübertragungsschicht von Yitran integriert ist.

Es wurden auch Messungen zur Bewertung der Beeinträchtigungen, die die niedrige Zugangsimpedanz des Kanals in diesem Frequenzbereich verursacht, durchgeführt. In den folgenden Abschnitten werden die Ergebnisse dieser Untersuchungen präsentiert.

## 7.1 Untersuchung der von der Zugangsimpedanz des Kanals verursachten Effekte

Da die Zugangsimpedanz des Stromnetzes einen unbekanntem Wert hat und in der Zeit variiert, ist es praktisch unmöglich, die Implementierung einer Impedanzanpassung im Ausgangsschaltkreis zu erreichen. Dazu kommt die Tatsache, dass es praktisch und wirtschaftlich nicht machbar ist, ein Modem zu implementieren, das in der Lage wäre, mit einer unbegrenzten Sendeleistung zu übertragen. All dies führt dazu, dass das Ausgangssignal Verzerrungen erfährt, die die Qualität der Datenübertragung beeinträchtigen können. In Abb. 7.2 werden Messungen gezeigt, die mit einem Spektralanalysator von zwei Ausgangssignalen des EVB08 für verschiedene Zugangsimpedanzen gemacht wurden.

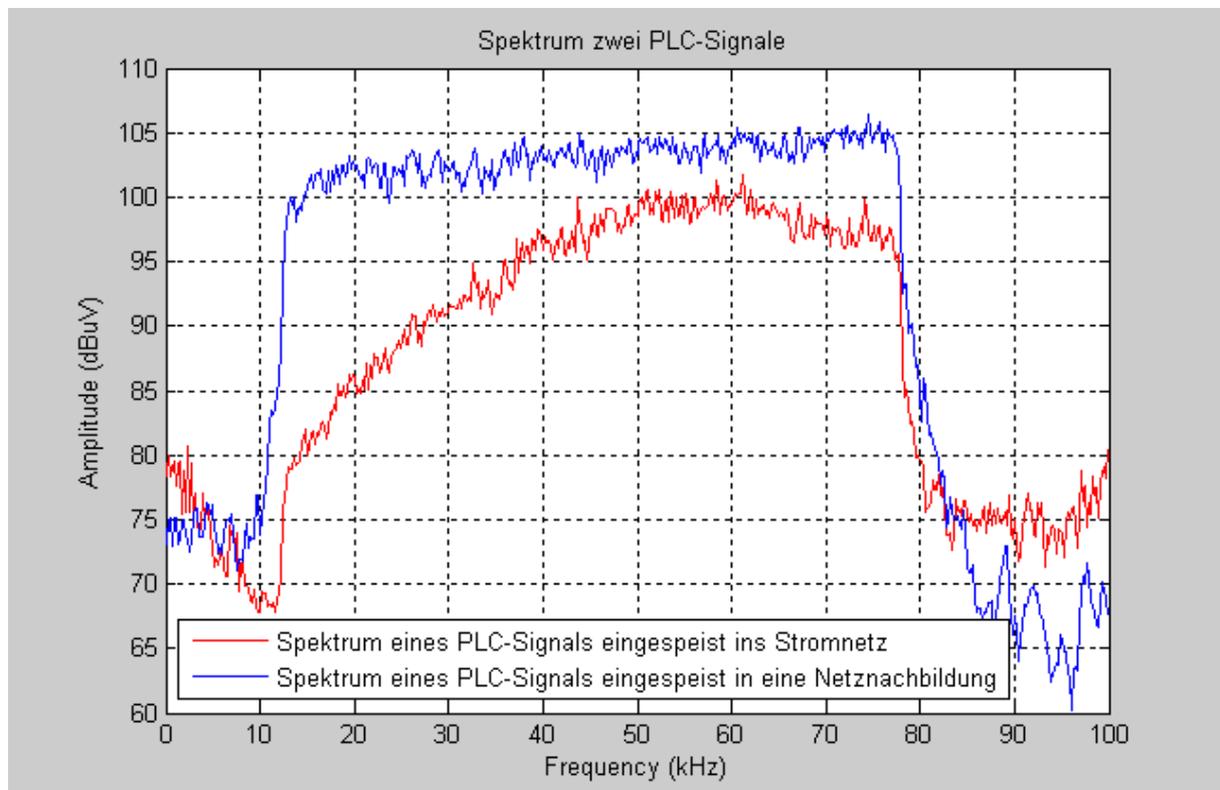


Abbildung 7-2 Spektrum zweier PLC-Signale

Die blau gezeichnete Kurve stellt das Ausgangssignal für eine Impedanzcharakteristik gemäß CISPR 16-1:1993 dar. In dem Spektrum des durch die rote Kurve gekennzeichneten Signals, das einer Messung des Ausgangssignal entspricht, wenn das EVB08 an das Stromnetz des Labors angeschlossen ist, kann man eine merkliche Verzerrung des Signal-Spektrums sehen, das entsprechend der Frequenz verschiedenartig beeinträchtigt wird. Für die niedrigeren Frequenzen, bei denen die niedrigsten Werte der Zugangsimpedanz auftreten, erfährt das Spektrum des Signals einen merklichen Abfall.

Diese Verzerrungen sind erklärlich, wenn man bedenkt, dass ein Teil der Sendeleistung von der Ausgangsimpedanz des Ausgangsschaltkreises verbraucht wird. Da die Zugangsimpedanz in Abhängigkeit von der Frequenz verschiedene Werte annimmt, wird auch das Spektrum des Signals für verschiedene Frequenzen verschiedenartig beeinträchtigt. Im Allgemeinen kann der Effekt der niedrigen Zugangsimpedanz als Fall der spektralen Leistungsdichte des Signals gesehen werden, die für verschiedene Frequenzen auf verschiedene Weise beeinträchtigt wird.

## 7.2 Untersuchung der Qualität der Datenübertragung

Mit dem Ziel, praktische Erkenntnisse zu gewinnen über die Beeinträchtigungen, die die Datenübertragung über Stromleitungen infolge des Einflusses der Übertragungsfunktion des Kanals und der in diesem Medium auftretenden Störungen erfährt, wurden eine Anzahl von Messungen durchgeführt. Das im vorherigen Kapitel vorgestellte PLC-Testbed wurde für die Nachbildung der Parameter des PLC-Kanals benutzt, um so die Möglichkeit zu haben, verschiedene Zustände des Kommunikationskanals nachzubilden, die spezifiziert festgelegt und reproduziert werden können. Ein Schema des Testaufbaus kann in Abb. 7.3 gesehen werden.

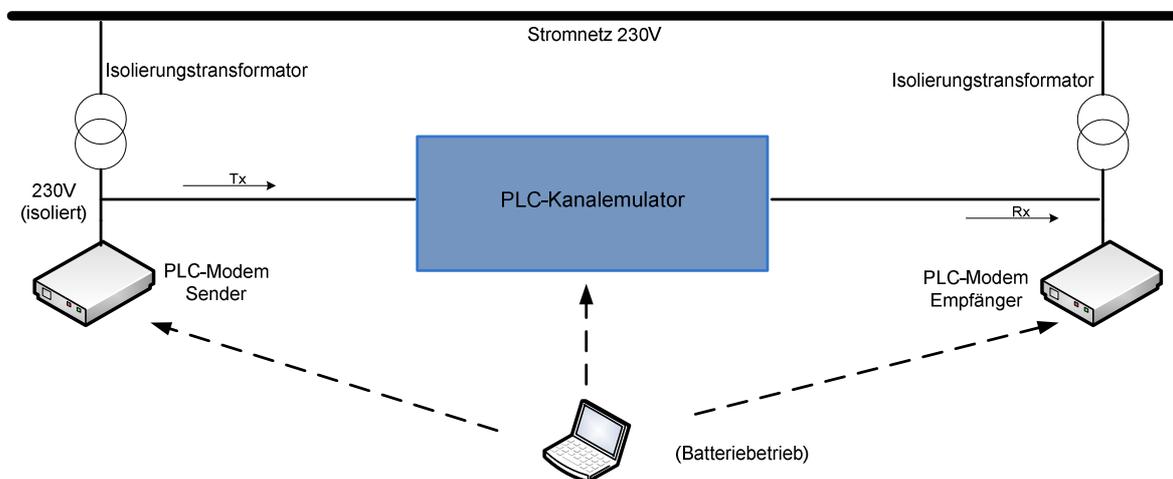


Abbildung 7-3 Diagramm des Testaufbaus

Genau wie im vorherigen Abschnitt werden mit dem EVB08 von RENESAS-Yitran Tests gemacht, um die Qualität der Datenübertragung zu bewerten, und zwar basierend auf der Paketverlustrate (PER) im Verhältnis zum Signal-Rauschen-Verhältnis (SNR), und es werden die PER und die Messung der übertragenen Bits pro Sekunde (bps) unter verschiedenen in den Stromleitungen auftretenden Szenarien des Kommunikationskanals dargestellt.

Es muss betont werden, dass es unter Benutzung dieses Testaufbaus nur möglich ist, Daten in eine Richtung zu übertragen, d.h. vom Sender zum Empfänger und nicht umgekehrt. Das legt die Beschränkung auf, dass Funktionalitäten der Sicherungsschicht (engl. Data Link Layer) oder der Vermittlungsschicht (engl. Network Layer), wie zum Beispiel die Empfangsbestätigung (engl. Packet Acknowledgement) nicht getestet werden können. Es ist aber ausreichend, wie nachfolgend zu sehen ist, um ein Kriterium über die Funktionsweise der Bitübertragungsschicht des Modems abgeben zu können.

### 7.2.1 Testprogramm des EVB08

Wie schon erwähnt, enthält das EVB08 einen Mikrokontroller M16C/6S von RENESAS. Dieser Mikrokontroller beinhaltet die IT800-PLC-Bitübertragungsschicht von Yitran Communications Ltd.. Diese Hersteller haben eine Kommunikations-Bibliothek herausgegeben, genannt D2DLL, die für die Arbeit mit dem IT800 [31] optimiert ist. Diese Bibliothek bietet durch die Benutzung von APIs und Callback-Funktionen die in der Bitübertragungsschicht und der Sicherungsschicht des OSI-Modells eingeschlossenen Funktionalitäten.

Die D2DLL funktioniert im Mehrprozessbetrieb, wobei ihr Betrieb in drei Aufgaben (engl. Task) unterteilt wird:

- Work Task: Haupt-Task für die PLC-Kommunikation, das periodisch aufgerufen wird.
- Reception Task: Verarbeitet die empfangenen Daten.
- Transmission Task: Verarbeitet die von der Anwendung erhaltenen zu übertragenden Daten.

In dieser Arbeit wurde die "D2DLL Single Task Edition" benutzt, die ein Mini-Echtzeit-Betriebssystem (miniRTOS) einschließt, das speziell auf diese Anwendung ausgerichtet ist. Dies erlaubt, die Anwendung des Benutzers in nur einem Task zu implementieren. Das Blockdiagramm der "D2DLL Single Task Edition" wird in Abb. 7.4 gezeigt.

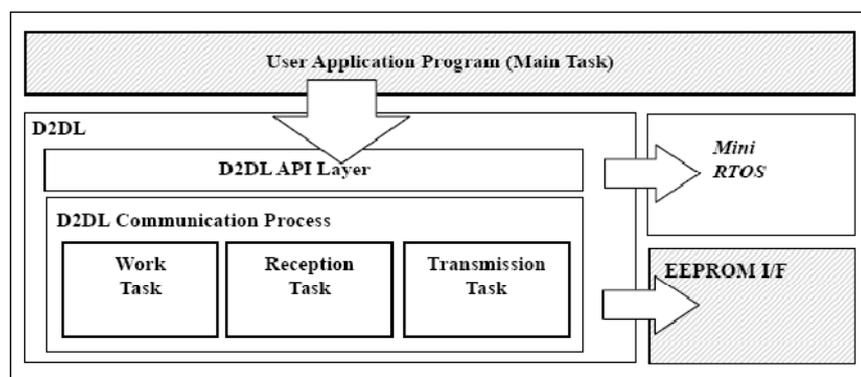


Abbildung 7-4 [31] Blockdiagramm der "D2DLL Single Task Edition"

Für die Entwicklung der Anwendung wurde von einem vom Hersteller für die Entwicklungsumgebung High-performance Embedded Workshop (HEW) zur Verfügung gestellten Beispiel-Projekt ausgegangen. Dieses Beispiel-Projekt enthält Dateien, in denen der von der D2DLL benutzte Heap und Stack Bereich konfiguriert wird, der die Tabelle mit den Interruptvektoren enthält, sowie die Bibliotheken für die D2DLL und den MiniRTOS, unter anderem (für weitere Details, siehe [31]).

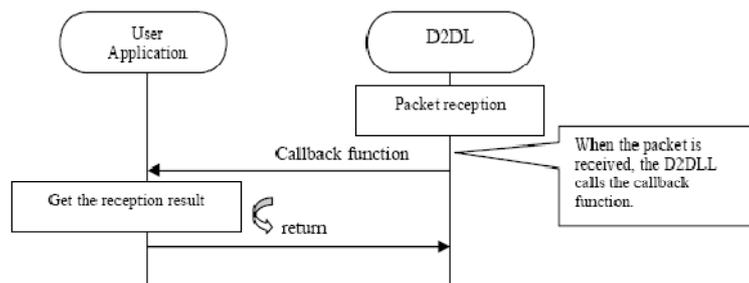
Dieses Projekt enthält auch die Funktionen für die Versendung von Daten über die Schnittstelle RS-232 des EVB08 sowie Funktionen, die durchgeführt werden, wenn Daten von der letztgenannten Schnittstelle empfangen werden. Unter deren Benutzung wurde ein Menü implementiert, über das von einer Konsole aus, zum Beispiel Telnet, die Anwendung bedient werden kann, um die Datenübertragung zu konfigurieren und zu kontrollieren. Mit Hilfe der durch die D2DLL zur Verfügung gestellten APIs [32] und der von der Schnittstelle RS-232 erhaltenen Daten, können die in Tabelle 7.1 gezeigten Parameter konfiguriert werden.

**Tabelle 7-1 Über das Menü einstellbare Parameter**

Parameter	Bedeutung	Werte
TRANSMISSION_MODE	Legt den Übertragungsmodus fest.	Robust o Extrem Robust
DATA_STREAM	Enthält eine Zeichenkette, die als die zu übertragende Daten benutzt wird.	Zeichenkette von bis zu 256 Zeichen
NUMBER_OF_PACKETS	Enthält die Zahl der zu übertragenden Pakete.	1 .. 32767
NODE_ID	Node-Id des Modems	1 .. 65536
DESTINATION_NODE_ID	Node-Id des Modems, an das die Pakete gesendet werden	1 .. 65536

Das Modem wird außerdem konfiguriert für die Datenübertragung im CENELEC-Band A ohne Empfangsbestätigung und ohne Übertragungswiederholungen von Paketen. Außer der Konfiguration der in Tabelle 7.1 dargestellten Parameter kann das Modem auf den Übertragungsmodus eingestellt werden. In diesem Modus wird die im Parameter NUMBER\_OF\_PACKETS festgelegte Anzahl von Paketen übertragen, die als Nutzdaten die in DATA\_STREAM enthaltene Zeichenkette enthalten und an das Modem gerichtet sind, dessen NODE\_ID in DESTINATION\_NODE\_ID enthalten ist. Nachdem die festgelegte Zahl an Paketen übertragen wurde, verlässt das Modem den Übertragungsmodus.

Das Modem kann auch auf einen Empfangsmodus eingestellt werden, während dem es selbst die in diesem Zustand empfangenen Pakete zählt. Die Zählung schließt sowohl die korrekt empfangenen Pakete ein, als auch die Pakete, die empfangen werden, aber als beschädigt markiert werden, weil ein CRC-Fehler identifiziert wird. Der Datenempfang wurde unter Benutzung einer Callback-Funktion implementiert, die von der D2DLL ausgeführt wird, wenn Daten empfangen werden (siehe Abb.7.5).



**Abbildung 7-5 Datenempfang durch eine Callback-Funktion**

Die Anwendung verlässt den Empfangsmodus, wenn eine Eingabe von der Schnittstelle RS-232 erhalten wird. Beim Verlassen dieses Zustandes stellt die Anwendung die Zahl der korrekt empfangenen Pakete sowie die Zahl der verzerrt empfangenen Pakete bereit.

### 7.2.2 Messungen der PLC-Datenübertragung unter Verwendung des EVB08

Um die Qualität der PLC-Datenübertragung mit dem DCSK-Modulationsverfahren von RENESAS-Yitran zu messen, wurde der bereits erklärte Testaufbau benutzt. Mit dem Ziel, die Arbeit zu erleichtern, wurde ein Programm in Labview implementiert, das sich mit der in der vorigen Sektion vorgestellten Anwendung austauscht. Letztere sendet die entsprechenden Anweisungen und interpretiert die vom EVB08-Board gesendeten Antworten und gibt damit sowohl die PER als auch die in der Übertragung erreichte bps aus. Ein Modem wurde als Sender und das andere Modem als Empfänger konfiguriert.

Als erster Schritt der Bewertung der Datenübertragung wird mit der traditionellen Methode der Ausgabe der Paketverlustrate in Abhängigkeit vom Signal-Rauschen-Verhältnis begonnen. Dafür wird der Emulator-Kanal auf eine feststehende Übertragungsfunktion eingestellt, und es werden für verschiedene Niveaus des farbigen Hintergrundrauschen Messungen der PER und bps durchgeführt. Die Ergebnisse können in Abb. 7.6 gesehen werden.

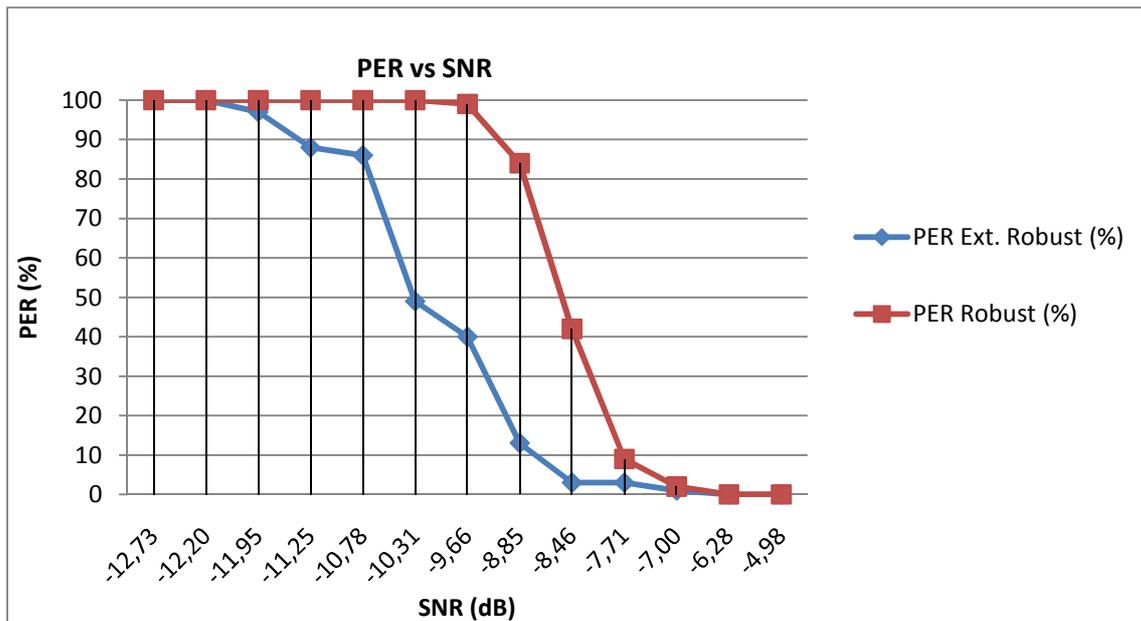


Abbildung 7-6 Ergebnisse der Messungen der PER vs. SNR

Wenn die in Abb. 7.5 dargestellte Graphik mit der in Abb. 4.19 des Kapitels 4 verglichen wird, die vom Hersteller gegeben wird, kann eine hohe Übereinstimmung zwischen ihnen festgestellt werden. Wie zu sehen ist, ist dieses Modulationsverfahren in der Lage, Daten zu übertragen, ohne dass diese beschädigt werden, bei einem Signal-Rauschen-Verhältnis von unter -5dB. Im Übertragungsmodus Extrem Robust ist die Datenübertragung sogar für ein SNR = -9dB mit einer akzeptablen Verlustrate möglich.

Es wurden Messungen durchgeführt, um Erkenntnisse zu gewinnen über den Einfluss der Impulsstörungen und der schmalbandigen Störungen auf die Datenübertragung. Es wurde beobachtet, dass immer, wenn die SNR des PLC-Signals positiv ist im Bezug auf das farbige Hintergrundrauschen, diese anderen Störungen keine Auswirkung auf die Übertragung haben. Letzteres gilt, wenn diese Störungen die in [27] dargestellten typischen Werte besitzen. Nur wenn sie Werte annehmen, die sehr über dem Durchschnitt liegen, zum Beispiel Impulsstörungen mit Werten über  $5 V_{pp}$ , kann die Datenübertragung stark beeinträchtigt werden. Abb. 7.7 zeigt Messungen der PER vs. SNR zwischen dem PLC-Signal und dem farbigen Hintergrundrauschen, dem in diesem Fall eine synchrone Störung mit einer Auftritts-Frequenz von 100 Hz und einer Dauer von 200  $\mu$ sec zugefügt wurde, die das Niveau des farbigen Hintergrundrauschens während der Periode ihres Auftretens um 20 dBV<sup>2</sup>/Hz erhöht.

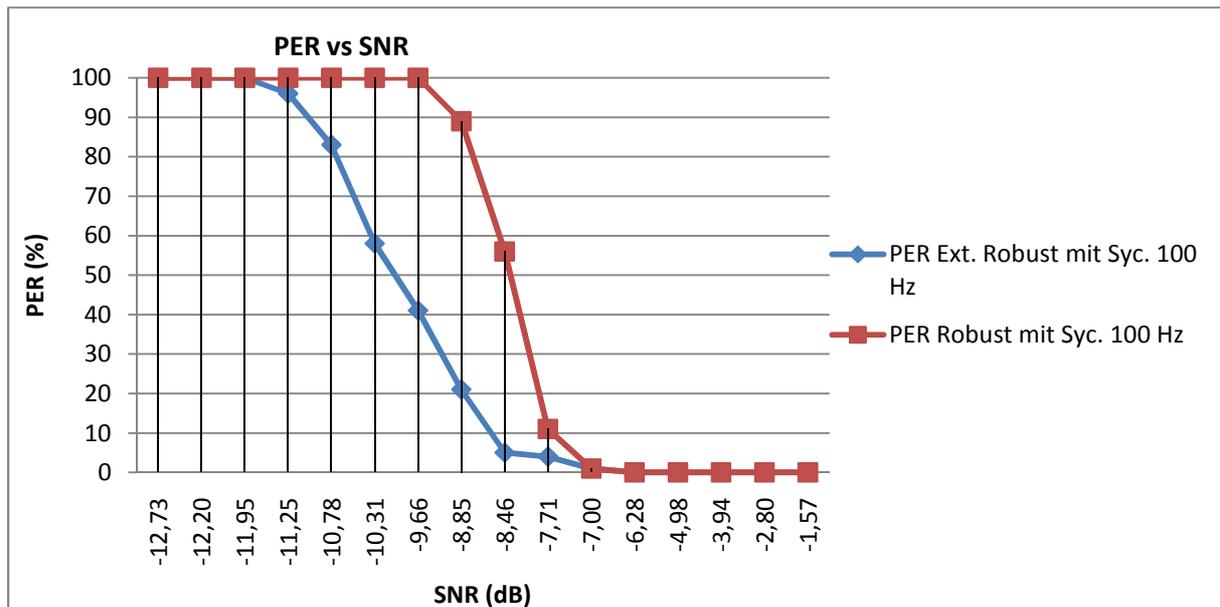


Abbildung 7-7 Ergebnisse der Messungen der PER vs. SNR unter Zufügung anderer Störsignale

Ein Vergleich dieser Graphik, mit der, die in Abb. 7.6 dargestellt wird, zeigt den niedrigen Einfluss, den diese Art Störungen auf die Qualität der Datenübertragung haben.

Anschließend wurden Messungen der Qualität der Datenübertragung für verschiedene Bedingungen des Kommunikationskanals gemacht. Aufgrund fehlender statistischer Angabe bezüglich der Charakteristika des PLC-Kanals der Ortsnetze, wurden diese Parameter den in [33] präsentierten Untersuchungsergebnissen entnommen, wo diese Parameter für Stromnetze innerhalb von Gebäuden analysiert wurden. Die in diesen Tests benutzten Übertragungsfunktionen sind in Abb. 7.8 zu sehen.

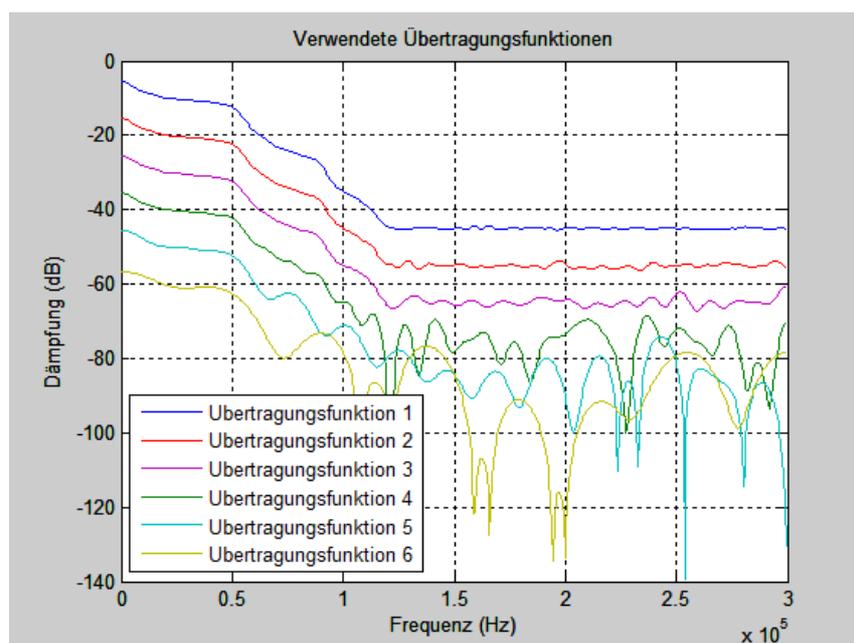
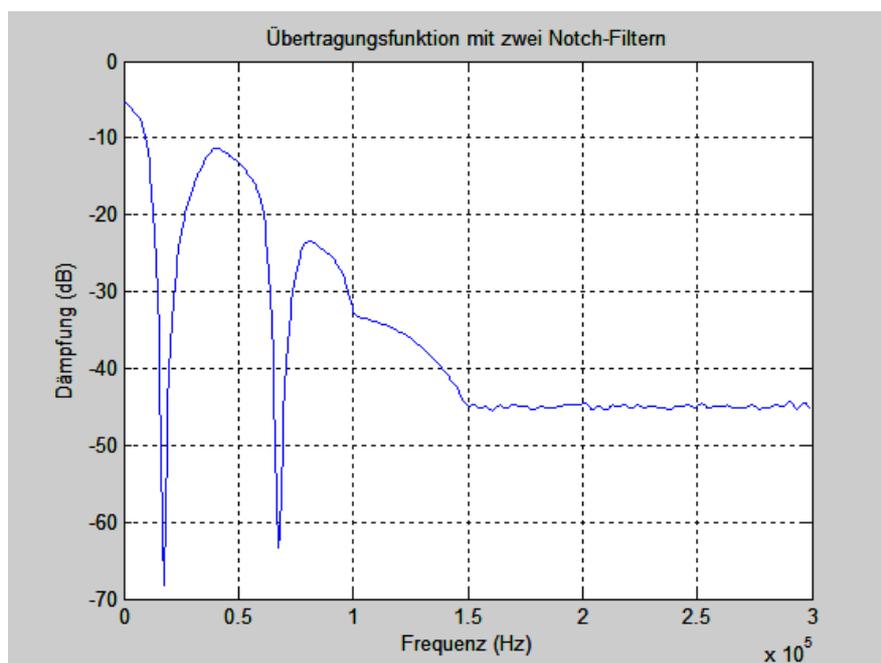


Abbildung 7-8 Die in den Tests benutzten Übertragungsfunktionen

Diese Übertragungsfunktionen haben einen typischen in einem PLC-Kanal vorzufindenden Verlauf und umfassen die Vielfalt der in [33] aufgeführten Fälle. Die Übertragungsfunktionen 1, 2 und 3 decken nach [33] etwa 90% der in diesem Kommunikationskanal gefundenen Fälle ab.

Der Effekt, den die Präsenz von Notch-Filtern auf die Übertragungsfunktion des Kanals hat, wurde ebenfalls untersucht. Zu diesem Zweck wurden für jede präsentierte Übertragungsfunktion drei neue Übertragungsfunktionen geschaffen: eine mit einem Notch-Filter bei 17 kHz, eine mit einem Notch-Filter bei 68 kHz und eine Übertragungsfunktion mit einem Notch-Filter sowohl bei 17 kHz als auch bei 68 kHz. Ein Beispiel ist in Abb. 7.9 dargestellt.

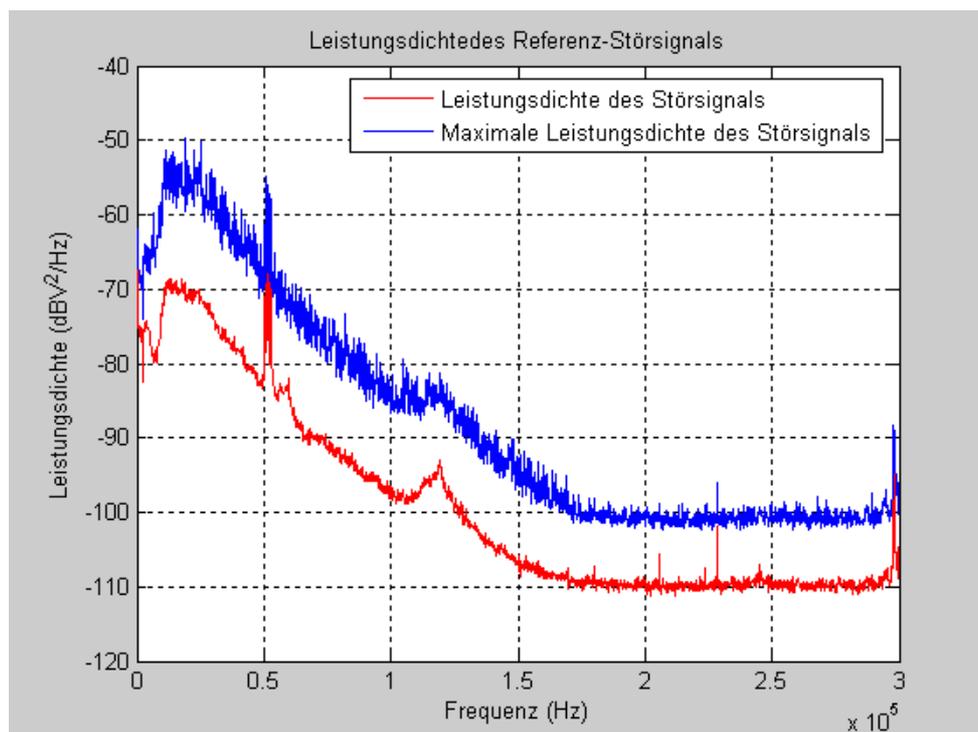


**Abbildung 7-9 Übertragungsfunktion mit zwei Notch-Filtern**

Ein Schwerpunkt dieser Arbeit ist, eine Methode festzulegen, die erlaubt, Vergleiche zwischen verschiedenen PLC-Techniken zu machen oder verschiedene Versionen der gleichen Technologie zu bewerten. Dazu ist es notwendig, ein Referenz-Störsignal zu definieren, das in den Tests benutzt werden kann. Dieses Störsignal muss die im Kommunikationskanal vorhandenen verschiedenen Störungstypen enthalten.

Das definierte Referenz-Störsignal enthält ein farbiges Hintergrundrauschen mit einem Wert der spektralen Leistungsdichte von  $-70 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ , die mit steigender Frequenz fällt und bei 100 kHz einen Wert von  $-98 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$  erreicht. Außer dem farbigem Hintergrundrauschen enthält dieses Störsignal eine schmalbandige Störung mit einer Bandbreite von 3 kHz bei Frequenzen zwischen 51 und 54 kHz. Diese schmalbandige Störung besitzt eine spektrale Leistungsdichte von  $-68 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$  in ihrem Frequenzbereich.

Zwei Impulsstörungen wurden dem Referenz-Störsignal zugefügt, eine netzsynchrone Störung und eine asynchrone Störung. Die netzsynchrone hat eine Auftrittsperiode von 100 Hz und eine Dauer von 200  $\mu\text{sec}$ . Basierend auf [28] wurde die asynchrone Störung so konfiguriert, dass die mittlere Dauer des Verbleibens im Zustand "Nicht Gestört" 1 s ist, während die mittlere Dauer des Verbleibens im Zustand "Gestört" 5 ms ist. Für die Stufe 2 wurde eine mittlere Dauer des Verbleibens in jedem Zustand auf 50  $\mu\text{sec}$  konfiguriert. Beide Impulsstörungen erreichen Werte von über 2  $V_{pp}$ . Eine Messung der spektralen Leistungsdichte des Referenz-Störsignals kann man in Abb. 7.10 sehen.



**Abbildung 7-10 Leistungsdichte des Referenz-Störsignals**

Dieses Störsignal besitzt eine typische im PLC-Kommunikationskanal zu beobachtende spektrale Leistungsdichte. In Abb. 7.10 kann man in der blau gekennzeichneten Kurve den durch die Impulsstörungen verursachten Effekt erkennen. Sie erhöhen den Pegel der spektralen Leistungsdichte um etwa  $10 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ .

Dieses Referenz-Störsignal benutzend wurden Datenübertragungs-Tests am EVB08 durchgeführt, wobei die vorhergehend präsentierten 24 Übertragungsfunktionen benutzt wurden. Die Ergebnisse dieser Tests werden in Tabelle 7.2 gezeigt.

**Tabelle 7-2 Ergebnisse der Messungen unter Benutzung des Referenz-Störsignals und der 24 Übertragungsfunktionen**

	PER Robust (%)	bps Robust	PER Ext. Robust (%)	bps Ext Robust
Übertragungsfunktion 1	0	1066,1	0	345,7
Übertragungsfunktion 1 mit 17 kHz Notch	0	1060,6	0	344,8
Übertragungsfunktion 1 mit 68 kHz Notch	0	1064,5	0,1	321,3
Übertragungsfunktion 1 mit 17 kHz und 68 kHz Notch	0,2	1056,1	0	345,1
Übertragungsfunktion 2	0	1047,1	0	345,7
Übertragungsfunktion 2 mit 17 kHz Notch	0	1081,3	0	345,8
Übertragungsfunktion 2 mit 68 kHz Notch	0	1049,5	0	345,5
Übertragungsfunktion 2 mit 17 kHz und 68 kHz Notch	0	1030,1	0	345,5
Übertragungsfunktion 3	0	1036,5	0	346,4
Übertragungsfunktion 3 mit 17 kHz Notch	0	1051,4	0,1	340,2
Übertragungsfunktion 3 mit 68 kHz Notch	0	1043,9	0	345
Übertragungsfunktion 3 mit 17 kHz und 68 kHz Notch	2	1022,3	0	345,5
Übertragungsfunktion 4	100	0	100	0
Übertragungsfunktion 4 mit 17 kHz Notch	100	0	100	0
Übertragungsfunktion 4 mit 68 kHz Notch	100	0	100	0
Übertragungsfunktion 4 mit 17 kHz und 68 kHz Notch	100	0	100	0
Übertragungsfunktion 5	100	0	100	0
Übertragungsfunktion 5 mit 17 kHz Notch	100	0	100	0
Übertragungsfunktion 5 mit 68 kHz Notch	100	0	100	0
Übertragungsfunktion 5 mit 17 kHz und 68 kHz Notch	100	0	100	0
Übertragungsfunktion 6	100	0	100	0
Übertragungsfunktion 6 mit 17 kHz Notch	100	0	100	0
Übertragungsfunktion 6 mit 68 kHz Notch	100	0	100	0
Übertragungsfunktion 6 mit 17 kHz und 68 kHz Notch	100	0	100	0

Aus Tabelle 7.2 kann man entnehmen, dass in dem Fall, dass ein Störsignal wie das bei den Messungen benutzte, im Kommunikationskanal vorhanden ist, das EVB08 in der Lage ist, für 90% der in [33] gefundenen Übertragungsfunktionen Daten ohne wesentliche Paketverluste zu übertragen. Diese Ergebnisse zeigen auch die hohe Störfestigkeit dieser Technik gegenüber Impulsstörungen und schmalbandigen Störungen. Es ist außerdem zu sehen,

dass die Präsenz der beiden Notch-Filter keine Beeinträchtigungen der Datenübertragung des Systems verursacht haben.

Die in diesen Tests durchgeführten Verfahren können benutzt werden, um die Effektivität verschiedener Versionen der Modems zu vergleichen. Tabelle 7.2 kann als Referenz für die Vergleiche benutzt werden.

Ein ähnlicher Test wurde mit dem Unterschied durchgeführt, dass dieses Mal das Störsignal keine schmalbandige Störung enthält. Die Ergebnisse kann man in Tabelle 7.3 sehen.

**Tabelle 7-3 Ergebnisse der Messungen unter Benutzung des Referenz-Störsignals ohne schmalbandige Störung und der 24 Übertragungsfunktionen.**

	PER Robust (%)	bps Robust	PER Ext. Robust (%)	bps Ext Robust
Übertragungsfunktion 1	0	1035,3	0	343,3
Übertragungsfunktion 1 mit 17 kHz Notch	0	1051,8	0	345,5
Übertragungsfunktion 1 mit 68 kHz Notch	0,1	1042,5	0	344,4
Übertragungsfunktion 1 mit 17 kHz und 68 kHz Notch	0,1	1048,8	0	345,2
Übertragungsfunktion 2	0	1061,2	0	345,2
Übertragungsfunktion 2 mit 17 kHz Notch	0	1043,5	0,1	342,4
Übertragungsfunktion 2 mit 68 kHz Notch	0,1	1044,6	0	345,5
Übertragungsfunktion 2 mit 17 kHz und 68 kHz Notch	0	1058,3	0	345,1
Übertragungsfunktion 3	0	1052,7	0	345,5
Übertragungsfunktion 3 mit 17 kHz Notch	0	1057,2	0	345,6
Übertragungsfunktion 3 mit 68 kHz Notch	0	1054,1	0	345,7
Übertragungsfunktion 3 mit 17 kHz und 68 kHz Notch	0	1047,5	0	345,1
Übertragungsfunktion 4	18	865,7	3,5	335
Übertragungsfunktion 4 mit 17 kHz Notch	100	0	83,5	56,8
Übertragungsfunktion 4 mit 68 kHz Notch	82	188	48	179,6
Übertragungsfunktion 4 mit 17 kHz und 68 kHz Notch	100	0	95	17,2
Übertragungsfunktion 5	18	892,7	3	334,2
Übertragungsfunktion 5 mit 17 kHz Notch	30	746,2	4	333,8
Übertragungsfunktion 5 mit 68 kHz Notch	35	679,1	3	336,4
Übertragungsfunktion 5 mit 17 kHz und 68 kHz Notch	36	662,2	2	339,3
Übertragungsfunktion 6	12	898,8	2	339,6
Übertragungsfunktion 6 mit 17 kHz Notch	8	981	2	339,6
Übertragungsfunktion 6 mit 68 kHz Notch	13	932,3	2	343,3
Übertragungsfunktion 6 mit 17 kHz und 68 kHz Notch	16,5	854	1	343,2

Diese Ergebnisse und die der vorangegangenen Tests betrachtend, kann man den Einfluss der schmalbandigen Störungen auf die Qualität der Datenübertragung sehen. Bei Vorhandensein dieses Störsignals ist das System in der Lage, Daten effektiv zu übertragen, auch wenn das Signal extrem gedämpft wird. Wichtig ist, hervorzuheben, dass die erhaltenen Ergebnisse mit der Übertragungsfunktion 4 und ihren Varianten bedeutend schlechter sind als die mit der Übertragungsfunktion 6 und ihren Varianten mit Notch-Filter. Dies dürfte nicht vorkommen, da die Übertragungsfunktion 6 eine höhere Dämpfung von über 20 dB hat. Nachmessungen dieses Tests bestätigten die in Tabelle 7.3 dargelegten Ergebnisse, allerdings wurde eine Erklärung für dieses Phänomen nicht gefunden.

Das vorhergehend beschriebene Referenz-Störsignal stellt einen Fall von vielen dar, die im Kanal gefunden werden können. Deshalb war der letzte Punkt dieser Arbeit, eine Reihe von Messungen mit den präsentierten Übertragungsfunktionen durchzuführen, aber unter Einwirkung verschiedener Störsignale auf das System. Diese Messungen erlauben, Kenntnisse über die Fälle zu erlangen, in denen Daten auf effektive Weise über Stromnetze übertragen werden können.

Alle Messungen wurden mit vorhandenem farbigem Hintergrundrauschen (BGN) gemacht, welches variiert wurde, um verschiedene Fälle zu repräsentieren. Im ungünstigsten Fall nimmt das farbige Hintergrundrauschen bei 9 kHz einen Wert von  $-55 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$  an, während das farbige Hintergrundrauschen im günstigsten Fall bei 9 kHz einen Wert von  $-80 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$  annimmt.

Für die Messungen wurden zwei synchrone Störungen konfiguriert. Die erste (SI-1) hat eine Auftritts-Frequenz von 100 Hz und eine Dauer von 200  $\mu\text{sec}$  und verursacht eine Erhöhung des farbigen Hintergrundrauschens um  $20 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$  während ihrer Auftritts-Periode. Die zweite (SI-2) dieser synchronen Störungen tritt mit einer Frequenz von 50 kHz auf und hat eine Dauer von 3.33  $\mu\text{sec}$ .

Eine asynchrone Störung (AI) wurde auf ähnliche Weise konfiguriert wie die asynchrone Störung in den vorherigen Messungen. Diese besitzt allerdings verschiedene Pegel.

Außerdem wurde eine schmalbandige Störung (NB) mit einer Frequenz zwischen 51 kHz und 54 kHz konfiguriert. Der Wert ihrer Leistungsdichte nimmt im ungünstigsten Fall einen Wert von  $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$  an.

Mit all diesen Störungstypen wurden 8 verschiedene Szenarien definiert, die in Tabelle 7.4 dargestellt sind. In dieser Tabelle wird mit einem x angezeigt, dass dieser Störungstyp im jeweiligen Szenario vorhanden ist. Die Qualität der Datenübertragung wurde getestet, indem die vorhergehend erläuterten Übertragungsfunktionen in den acht in Tabelle 7.4 dargestellten Stör-Szenarien benutzt wurden.

Die Störungen in jedem dieser Szenarien wurden mit verschiedenen Pegeln erzeugt, wodurch pro Szenario vielfache Varianten geschaffen wurden. Zum Beispiel sind im Szenario 6 ein farbiges Hintergrundrauschen und die schmalbandige Störung vorhanden. In einem Fall besitzt das farbige Hintergrundrauschen eine spektrale Leistungsdichte von 80 dBV<sup>2</sup>/Hz bei 9 kHz und die schmalbandige Störung eine von -75 dBV<sup>2</sup>/Hz. Im ungünstigsten Fall dieser Szenarien erreichen diese Werte -55 dBV<sup>2</sup>/Hz bei 9 kHz bzw. -50 dBV<sup>2</sup>.

**Tabelle 7-3 Stör-Szenarien**

	BGN	SI-1	SI-2	AI	NB
Stör-Szenario 1	x				
Stör-Szenario 2	x	x	x	x	x
Stör-Szenario 3	x	x			
Stör-Szenario 4	x		x		
Stör-Szenario 5	x			x	
Stör-Szenario 6	x				x
Stör-Szenario 7	x	x	x		
Stör-Szenario 8	x	x	x		x

Um die größtmögliche Zahl von Messungen in den durch die Zahl der Übertragungsfunktionen und Stör-Szenarien geschaffenen verschiedenen Szenarien durchzuführen, wurde eine Anwendung in Labview implementiert. Die Anwendung tauscht sich sowohl mit der Schnittstelle des Kanalemulators als auch mit der in den Modems vorhandenen Anwendung aus und erlaubt, die Messungen automatisch durchzuführen. (Die auf einer CD gespeicherte Ergebnisse der Messungen werden zusammen mit dieser Arbeit abgegeben.)

Die Ergebnisse der Messungen zeigen, die in [33] dargestellten Statistiken über Parameter des Kommunikationskanals berücksichtigend, dass diese Modems in der Lage sind, in etwa 70% der gefundenen Kanäle Daten ohne oder mit nur kleinen Minderungen der Übertragungsqualität zu übertragen. In den Fällen, wo das Signal durch den Kanal extrem verzerrt wird, ist die Datenübertragung nur möglich, wenn die Stör-Szenarien die günstigsten Bedingungen aufweisen. In Szenarien, wo das SNR zwischen dem PLC-Signal und dem BGN negative Werte hat, ist in Übereinstimmung mit den in Abb. 7.5 gezeigten Graphiken die Datenübertragung möglich. Aber wenn bei dieser Dämpfung und dem Niveau des BGN zu den Störsignalen die anderen Störungen dazukommen, NB, SI-1, SI-2 und AI, wird die Datenübertragung wesentlich beeinträchtigt. Für positive SNR bedeutet die Präsenz der getesteten Notch-Filter kein Hindernis für die Kommunikation.

Die größte gemessene Übertragungsrates von Nutzdaten war 1081 bps im Robust-Modus und 348 bps im Extrem Robust-Modus. Aus den Messungen kann man schließen, dass es

aufgrund der Differenz in der Datenübertragungsrate zwischen beiden Modi nur dann angebracht ist, im Extrem Robust-Modus zu übertragen, wenn die PER im Robust-Modus bei über 60% liegt.

Zusammenfassend kann man sagen, dass dieses Modulationsverfahren eine große Störfestigkeit gegenüber im Kommunikationskanal vorhandenen Störungen aufweist. Dies ermöglicht die Datenübertragung, selbst wenn das Signal durch den Kanal stark verzerrt ist. Wenn wir die Ergebnisse der Messungen betrachten und berücksichtigen, dass die Signale in der Regel innerhalb von Gebäuden größere Verzerrungen erleiden als zwischen dem Hausanschlusspunkt und der Trafostation, können wir schließen, dass diese Technologie geeignet ist, für die Datenablesung von Zählern eingesetzt zu werden. Allerdings ist es wichtig aufzuzeigen, dass die von dieser Technologie bisher gebotene Datenübertragungsrate niedrig ist, und die Tatsache, dass der Kommunikationskanal von allen im Ortsnetz vorhandenen Modems geteilt wird, muss bei der Entwicklung des Systems berücksichtigt werden.

Für die Entwicklung eines Systems der Datenablesung von Zählern ist es außerdem sehr wichtig, über eine Sicherungsschicht und eine Vermittlungsschicht zu verfügen, die effektiv in diesem Medium arbeiten. Aspekte wie die Benutzung von Repeatern und der PLC-Busbelegung spielen eine wichtige Rolle bei der letztendlichen Effektivität des Systems. Für nächste Untersuchungen wird deshalb eine Erweiterung des implementierten PLC-Testbed empfohlen, damit die über der Bitübertragungsschicht liegenden Schichten geprüft werden können.

## 8 Zusammenfassung

In den letzten Jahren hat sich im Weltmaßstab ein beachtlicher Mentalitätswandel vollzogen hinsichtlich der Art und Weise, wie der Verbrauch der Naturressourcen des Planeten sowie sein Einfluss auf die globale Erwärmung bewertet wird. Mit dem Ziel, den wachsenden Energiebedarf sowie die sich daraus ergebenden Umweltbeeinträchtigungen einzudämmen, haben viele Länder, vor in der EU-Länder, Spar-Strategien festgelegt. Dieser Linie folgend, streben die Energieversorgungsunternehmen an, über ein System zu verfügen, das ihnen erlaubt, den Konsum der Verbraucher in kurzen Zeitabschnitten zu kennen, um so die Energieerzeugung auf effizientere Weise zu verwalten und den Verbrauchern bessere Dienstleistungen bieten zu können.

Bereits eingerichtete Kommunikationsmedien wie ADSL oder Medien der drahtlosen Übertragung über GPRS-Netze würden der Erreichung dieses Zieles hohe Kosten auferlegen, wenn man deren massive Anwendung in Betracht ziehen würde. Andererseits könnte sich als eine wirtschaftlich machbare Lösung für diesen Zweck die Nutzung der Stromnetze als Kommunikationsmedium anbieten, da diese fast überall vorhanden sind. Die Ortnetze auf der Niederspannungsebene bilden, infolge der Isolierung, die durch den Transformator hervorgerufen wird, der sie an die Mittelspannungsebene koppelt, eine Art Ortnetzzele, die für die Sammlung von Daten aus den Haushaltzähler genutzt werden kann, wenn man den Transformator als Mittelpunkt nimmt und ein Punkt-zu-Multipunkt Kommunikationssystem benutzt.

Gegenwärtig existieren auf internationaler Ebene verschiedene Normen, die die Datenübertragung über elektrische Leitungen regulieren. Sie definieren die zu benutzenden Frequenzbänder, die zulässigen Ausgangspegel sowie die Störgrenzwerte. In Deutschland reguliert seit 1991 die CENELEC EN-50065 Norm die Datenübertragung über elektrische Leitungen. Diese Norm legt vier Frequenzbänder fest, A, B, C, und D, die für unterschiedlichen Gebrauch bestimmt sind. Die CENELEC-Band A ist für die Benutzung durch die Energieversorgungsunternehmen vorgesehen und umfasst den Frequenzbereich zwischen 9 kHz und 95 kHz.

Ein wesentlicher Aspekt bei der Datenübertragung ist die Qualität des benutzten Kommunikationskanals. Eine Untersuchung der Charakteristika dieses Kanals im Frequenzband der CENELEC zeigt ihn als einen feindlichen Kanal, der gleichzeitig in der Zeit veränderlich ist. Die in ihm gefundenen absoluten Werte der Zugangsimpedanz sind bezeichnend niedrige Werte, und sie verändern sich mit steigender Frequenz, was große Anforderungen an die Sendestufe der PLC-Modems stellt. Dieser Kanal zeigt in der Regel eine Übertragungsfunktion mit einer Tiefpass-Charakteristik, die im großen Maße von der

vorhandenen Topologie und den an das Netz angeschlossenen Geräten abhängt. Die im PLC-Kanal gefundenen Störsignale können in fünf Gruppen unterteilt werden: farbiges Hintergrundrauschen, schmalbandige Störungen, synchrone und nicht synchrone Impulsstörungen. Diese verändern sich, genau wie die Zugangsimpedanz und die Übertragungsfunktion des Kanals, in Abhängigkeit vom Ort der Messung und von der Zeit.

Die Charakteristika des PLC-Kommunikationskanal stellen die PLC-Modems und die in ihnen benutzten Modulationsverfahren vor große Herausforderungen. Traditionelle Modulationsmechanismen wie ASK, PSK und FSK haben große Schwierigkeiten, sich erfolgreich in diesem Medium durchzusetzen. Die PLC-Modems, die die Modulationsverfahren OFDM und DCSK benutzen, sind diejenigen, die bisher die besten Perspektiven für den massiven Einsatz bei der Datenübertragung aus Haushaltszählern über die Stromnetze zeigen. Das erste dieser beiden Verfahren bietet die Möglichkeit, Daten mit einer relativ hohen Übertragungsgeschwindigkeit zu übertragen, hat aber aufgrund einer komplexen Implementation hohe Kosten und zeigt keine gute Störfestigkeit, wenn man es mit dem zweiten Verfahren vergleicht. DCSK ist ein von der Firma Yitran Communications Ltd. entwickeltes Modulationsverfahren, das sich durch seinen niedrigen Preis auszeichnet, und ebenso dadurch, dass es eine extreme Störfestigkeit gegenüber den durch den Einfluss des Kommunikationskanals erlittenen Beeinträchtigungen des PLC-Signals besitzt.

Eine Untersuchung der realen Möglichkeiten der Datenübertragung über Stromnetze, speziell hinsichtlich der Störfestigkeit und der Übertragungsgeschwindigkeit, die bei der Benutzung des Modulationsverfahrens DCSK erreicht wird, kann nützliche Erkenntnisse für den Entwurf eines Systems der Datenablesung aus Haushaltszählern erbringen. Zu diesem Zweck wurde ein PLC-Testbed entwickelt, das erlaubt, die Bitübertragungsschicht der PLC-Modem zu bewerten, dank dessen, dass es möglich ist, die Übertragungsfunktionen und die im Kanal anzutreffenden Störungen nachzubilden. Mit dem PLC-Testbed wurde eine große Anzahl von Messungen unter verschiedenen Bedingungen des Kommunikationskanals durchgeführt, wobei das EVB08-Evaluation-Board von RESESAS-Yitran benutzt wurde.

Als Ergebnis der Messungen kann man zusammenfassen, dass die von RENESAS-Yitran angebotene PLC-Technologie fähig ist, selbst dann Daten zu übertragen, wenn der Kommunikationskanal große Hindernisse dafür aufwirft. Diese hohe Störfestigkeit stellt diese Technologie an eine gute Position für den Gebrauch bei der Fernablesung von Zählern. Allerdings ist es aufgrund der niedrigen Übertragungsrates empfehlenswert, ein System der Datenablesung mit einer reduzierten Datenübertragung zu entwerfen.

---

## Quellenverzeichnis

- [1] Dostert, K.; *Power Line Kommunikation - Smart Home - Gebäudeautomatisierung, Internet aus der Steckdose, EMV-Aspekten.*
- [2] Hooijen, Olaf G.; *On the Relation Between Network-Topology and Power Line Signal Attenuation*
- [3] CENELEC EN 50065-1; Signaling on low voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148.5 kHz - Part 1: General requirements, frequency bands and electromagnetic disturbances, Brüssel: 1991-2002.
- [4] Kistner, T.; *Ein neuartiges mehrträgerbasiertes PLC-System mit strörresistenter Synchronisation*, Dissertation, Universität Karlsruhe 2008
- [5] Arzbergerl, M., Dostert, K., Waldeck, T., Zimmermann, M.; *Fundamental Properties of the Low Voltage Power Distribution Grid*, Universität Karlsruhe, Deutschland.
- [6] John A. Malack, Member, IEEE, and John R. Engstrom; *RF Impedance of United States and European Power Lines.*
- [7] Olaf G. Hooijen; *A Channel Model for the Low-Voltage Power-Line Channel; Measurement- and Simulation Results*, University of Essen
- [8] ROGER M. VINES, MEMBER, IEEE, H. JOEL TRUSSELL, MEMBER, IEEE, LOUIS J. GALE, AND J. BEN O'NEAL, JR., SENIOR MEMBER, IEEE; *Noise on Residential Power Distribution Circuits*
- [9] ECHELON; *PL 3120 and PL 3150 Power Line Smart Transceivers Data Sheet, Models 15310-1000, 15320-960, 15311R-100, and 15321R-960*
- [10] MAXIM *10 kHz to 490 kHz OFDM-Based Power Line Communication Modem*
- [11] United States Patent, Patent Number 6,064,695; *Spread Spectrum Communication System Utilizing Differential Code Shift Keying*
- [12] RENESAS; *M16C/6S Group SINGLE-CHIP 16-BIT CMOS MICROCOMPUTER Data Sheet Rev.4.00*
- [13] HOMEPLUG Powerline Alliance Command and Control Webseite [http://www.homeplug.org/products/homeplug\\_cc1/](http://www.homeplug.org/products/homeplug_cc1/)
- [14] ECHONET Webseite <http://www.echonet.gr.jp/english/index.htm>
- [15] HL01R05S05YC - 1 WATT REGULATED DC/DC CONVERTER - Murata Power

- Solutions Inc.
- [16] T60403-K5024-X090 PLC Transformer Specification VACUUMSCHMELZE GmbH & Co. KG
- [17] Specification Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier AD620 Analog Devices
- [18] ACPL-0820 High Current Dual Line-Driver IC Data Sheet Avago Technologies
- [19] Spartan-3E FPGA Starter Kit Board User Guide
- [20] Digital Clock Manager (DCM) Module Product Specification Xilinx, Inc
- [21] LTC6912 Dual Programmable Gain Amplifiers with Serial Digital Interface Data Sheet Linear Technology Corporation
- [22] LTC1407-1/LTC1407A-1 Serial 12-Bit/14-Bit, 3Msps Simultaneous Sampling ADCs with Shutdown Data Sheet Linear Technology
- [23] LTC2604/LTC2614/LTC2624 Quad 16-Bit Rail-to-Rail DACs in 16-Lead SSOP Data Sheet Linear Technology
- [24] FIR Compiler v3.2 Product Specification Xilinx, Inc
- [25] Distributed Arithmetic FIR Filter v9.0 Product Specification Xilinx, Inc
- [26] Marko Babic, Klaus Dostert; *An FPGA-Based High-Speed Emulation System for Powerline Channels*; Institute of Industrial Information Technology Hertzstr. 16, 76187 Karlsruhe, Germany
- [27] Manfred Zimmermann and Klaus Dostert; *Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broad-Band Powerline Communications*
- [28] S.M.Navidpour; P. Amirshahi; M. Kavehrad (FIEEE); *Performance Analysis of Coded MC-CDMA in Powerline Communication Channel with Implusive*
- [29] Single-Port Block Memory Core v6.2 Product Specification Xilinx, Inc
- [30] Ken Chapman; 200 MHz UART with Internal 16-Byte Buffer; Xilinx, Inc
- [31] M16C/6S DATA LINK LAYER LIBRARY D2DL USER'S MANUAL; Rev 1.02 Jun 30, 2006
- [32] M16C/6S DATA LINK LAYER LIBRARY D2DL API SPECIFICATIONS Rev 1.01 Jun 27, 2006

- 
- [33] Jorg Bausch, Timo Kistner, Marko Babic, Klaus Dostert; *Characteristics of Indoor Power Line Channels in the Frequency Range 50-500 kHz*; Institute of Industrial Information Technology, Universitat Karlsruhe (TH) Karlsruhe, Germany
- [34] RICHTLINIE 2006/32/EG DES EUROPÄISCHEN PARLAMENTS UND DES RATES; vom 5. April 2006

## 9 Anhang

### 9.1 Flussdiagramm der Initialisierung des EVB08-Testprogramms

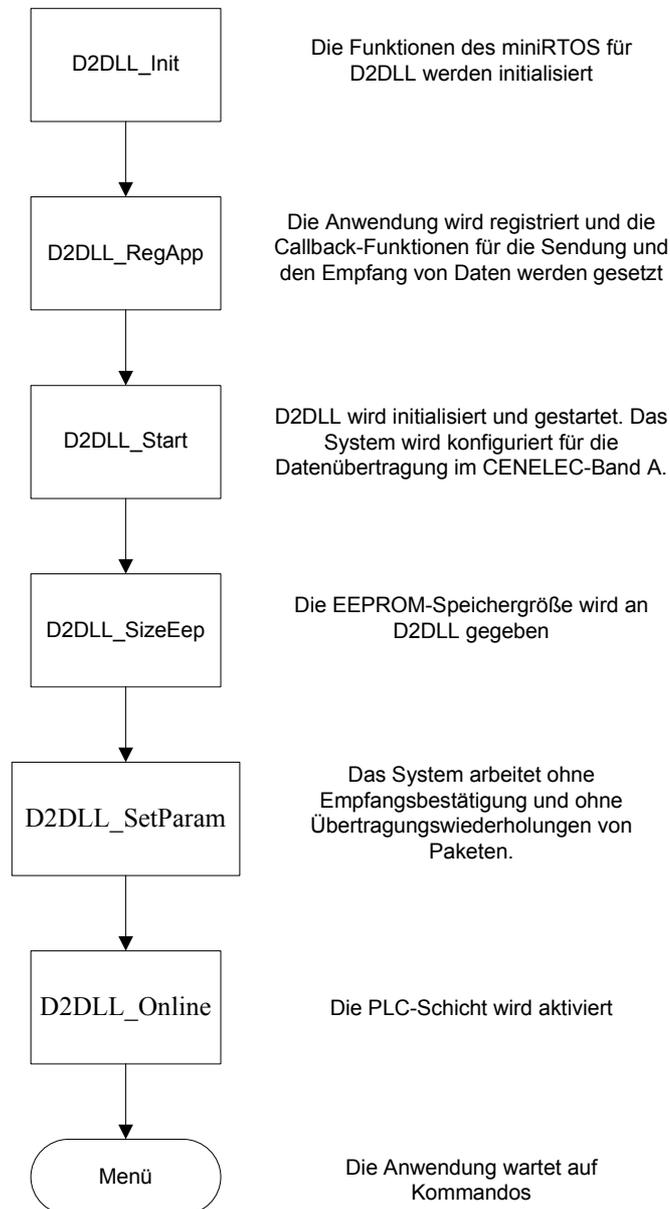


Abbildung 9-1 Flussdiagramm der Initialisierung des EVB08-Testprogramms

## 9.2 Menü des EVB08-Testprogramms

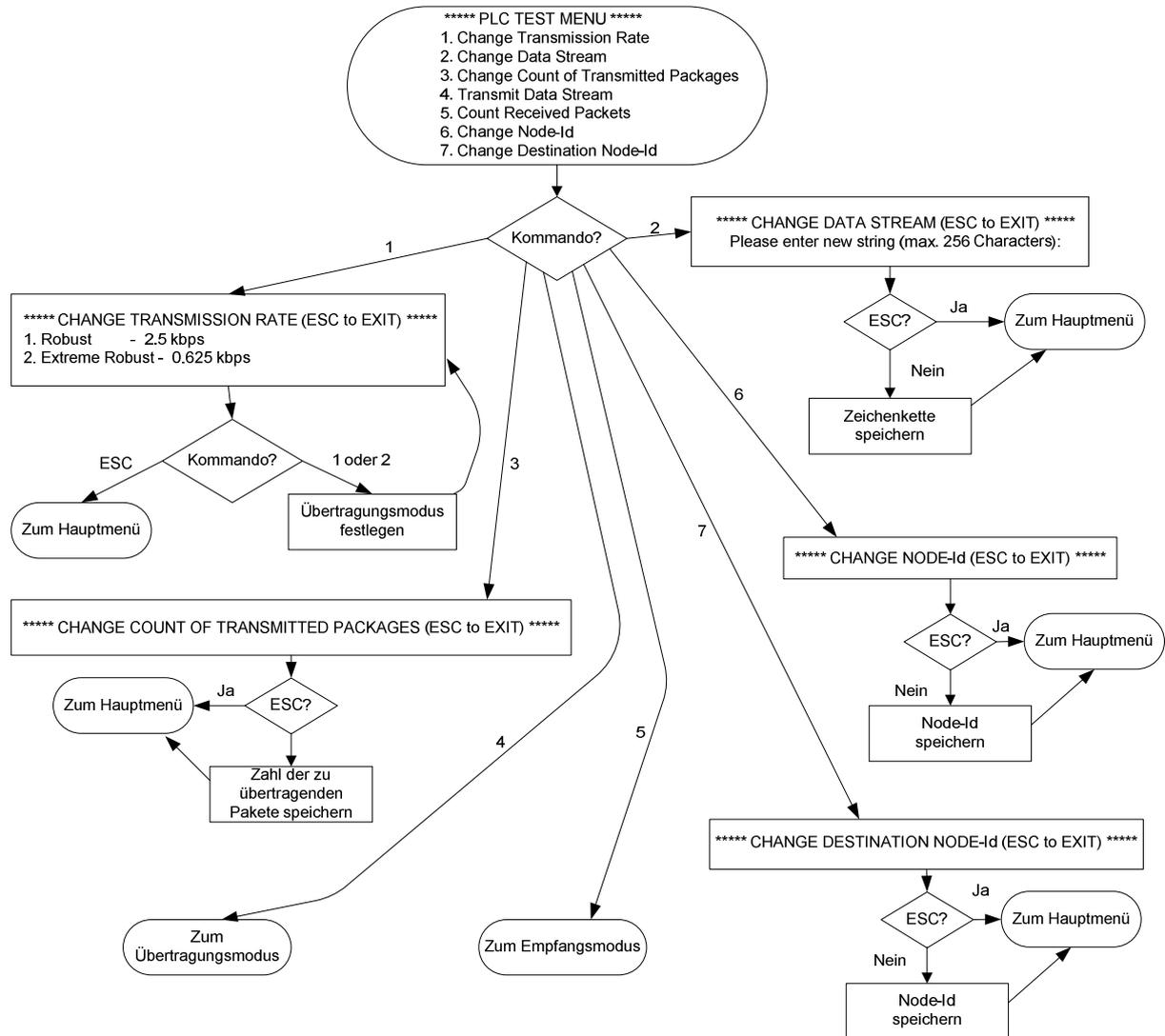


Abbildung 9-2 Menü des EVB08-Testprogramms

### 9.3 Flussdiagramm des Übertragungsmodus

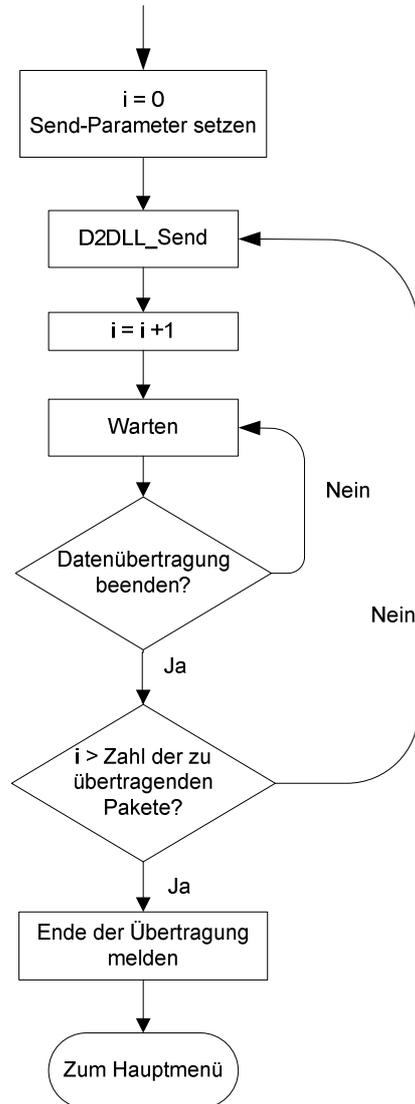


Abbildung 9-3 Flussdiagramm des Übertragungsmodus

## 9.4 Flussdiagramm des Empfangsmodus

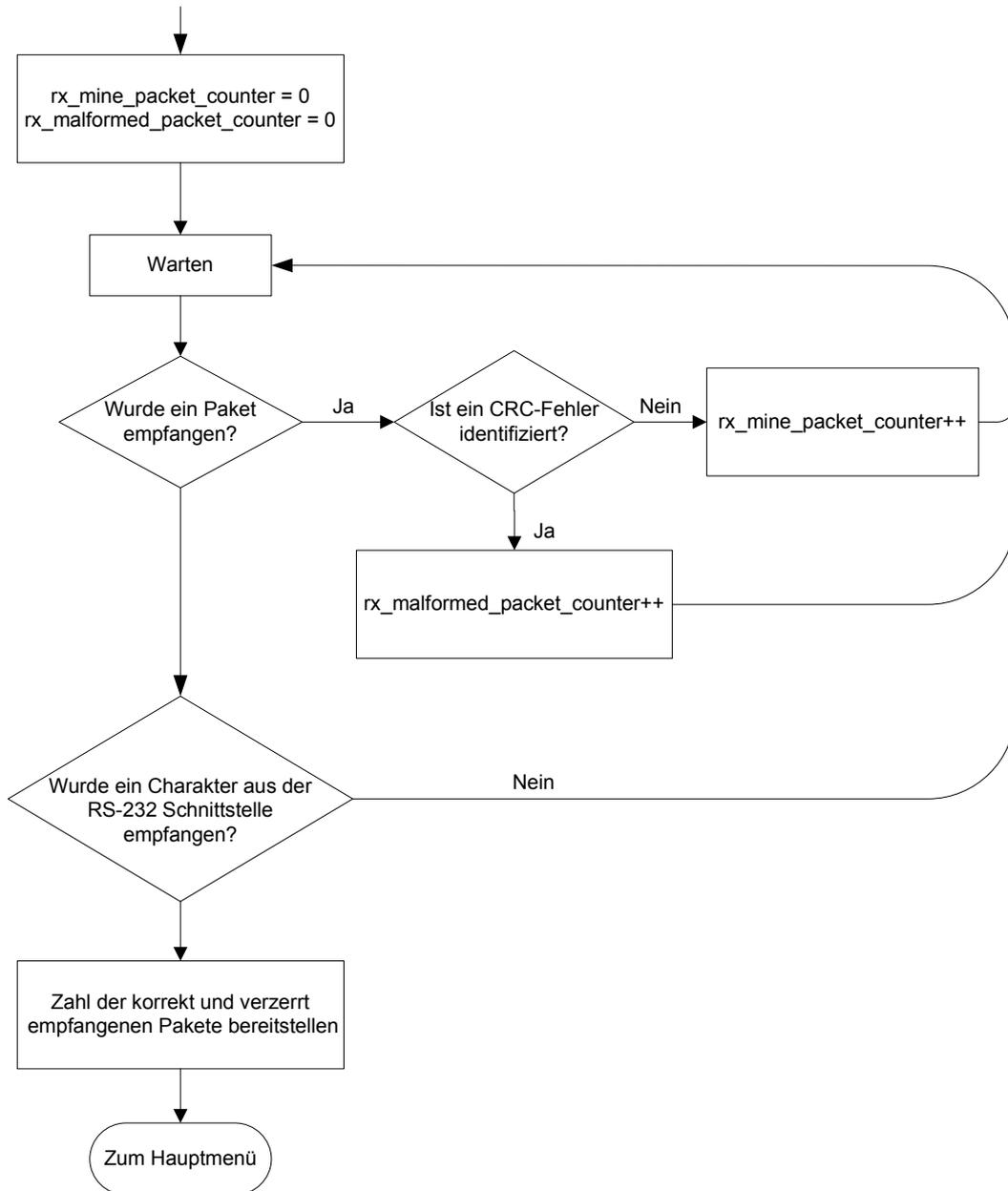


Abbildung 9-4 Flussdiagramm des Empfangsmodus

## 9.5 Zustandsautomat der Komponente Markov

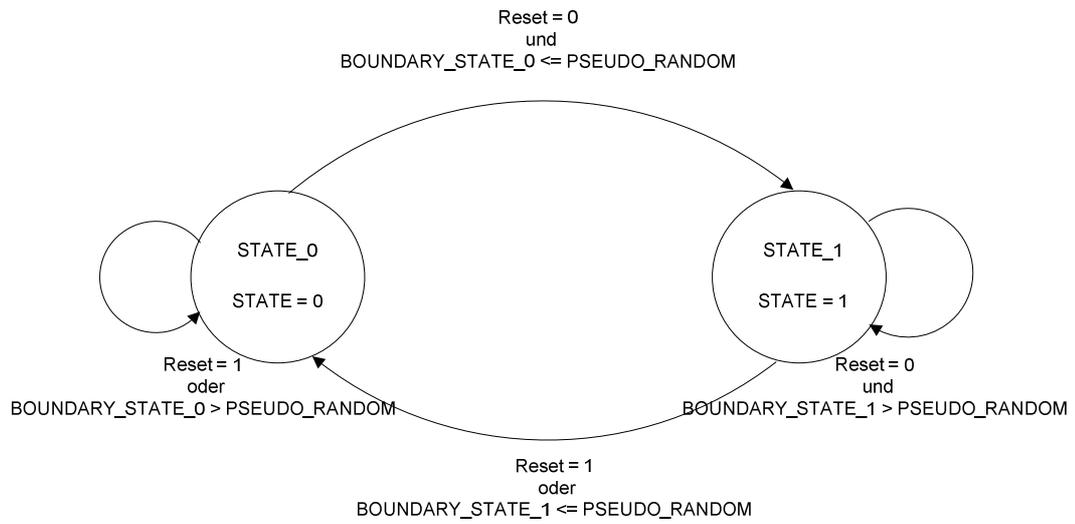


Abbildung 9-5 Zustandsautomat der Komponente Markov

## **Erklärung**

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 2. Oktober 2009. \_\_\_\_\_