

Technischer Bericht

FZ 442 TB 78 (Mai 1994)

Statistische Modellierung breitbandig
gemessener Impulsstörungen auf Ortskabeln


2

Herausgeber
Deutsche Bundespost Telekom
Forschungs- und Technologiezentrum
Postfach 10 00 03
64276 Darmstadt
Bearbeitet von der Forschungsgruppe FZ 214

Der Nachdruck ist auch auszugsweise nur
mit vollständiger Quellenangabe gestattet.

Bezugsanschrift
Deutsche Bundespost Telekom
Forschungs- und Technologiezentrum
Postfach 10 00 03
64276 Darmstadt

Telefax-Nr. (0 61 51) 83-30 35

 Tele·kom

Technischer Bericht

FZ 442 TB 78 (Mai 1994)

Statistische Modellierung breitbandig gemessener Impulsstörungen auf Ortskabeln

Thomas Keßler und Werner Henkel

Kurzfassung

Auf Ortsanschlußleitungen können instationäre Impulsstörungen, die überwiegend durch Schaltvorgänge der Signalisierung bei elektromechanischen Wählsystemen entstehen, die Übertragungsgüte von hochratigen digitalen Übertragungssystemen stark beeinträchtigen. In diesem Bericht wird die breitbandige Messung von Impulsstörungen in sieben verschiedenen Ortsnetzen sowie die statistische Untersuchung der Meßdaten im Hinblick auf eine Modellierung beschrieben.

Es werden einfache analytische Ausdrücke für die Verteilungsdichtefunktionen der Spannungswerte, der Abstände und der Längen der Impulse sowie für den Phasenverlauf der Impulse angegeben. Außerdem werden mittlere Leistungsdichtespektren und ein mittlerer (repräsentativer) Impuls gezeigt.

Ein auf den Verteilungsdichtefunktionen basierendes Modell zur Nachbildung der Impulsstörung auf einem Rechner wird vorgeschlagen. Mögliche Software- oder auch Hardware-Realisierungen für die Einzelkomponenten eines Störimpulsgenerators werden beschrieben. Mit der Nachbildung können Übertragungsverfahren auf Störfestigkeit gegenüber Impulsstörungen untersucht werden. Dieses Modell ist besser zur Simulation von Übertragungssystemen mit fehlerkorrigierender Codierung geeignet als irgendeine Form eines repräsentativen Impulses (z.B. auch der ETSI-Testimpuls).

Schlüsselwörter

Digitalsignalübertragung, symmetrische Kabel, Impulsstörung, Verteilungsdichtefunktion, Kanalmodellierung, Zufallszahlengenerator.

A Wideband Survey of Impulsive Noise on Local Telephone Lines and its Statistical Modelling

Thomas Keßler und Werner Henkel

Abstract

Impulsive noise mainly due to switching for the signaling at electro-mechanical local exchange offices can strongly impair the error performance of high bit rate digital transmission systems. This report describes wideband measurements of impulsive noise, conducted in seven local networks. A statistical analysis of the recorded data was carried out in order to derive a model of impulsive noise.

Simple analytical expressions for the probability density functions of the voltages, the inter-arrival times, the durations, and the phase of the impulses are presented. Additionally, some mean power density spectra and a representative impulse are shown.

The model of impulsive noise is based on the probability density functions. A possible software realisation for all the components of an impulsive noise generator is outlined. Using this model, the error performance of digital transmission methods in an impulsive noise environment can be analysed. The model is more suitable for the simulation of transmission systems with error-correcting coding than any form of a representative impulse, including also the one that has been proposed at the ETSI and ANSI standardisation groups.

Keywords

Digital signal transmission, twisted pairs, impulsive noise, probability density function, channel modelling, random number generator.

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

A/D	Analog-Digital
ADSL	Asymmetrical Digital Subscriber Line (unsymmetrische digitale Teilnehmer-Anschlußleitung)
AFN	American Forces Network (Sendergruppe der amerikanischen Streitkräfte)
ANSI	American National Standards Institute (nationales amerikanisches Normungsinstitut)
DA	Doppelader
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
DOS	Disk Operating System (Betriebssystem)
ETSI	European Telecommunication Standards Institute (europäisches Institut für Telekommunikationsstandards)
FTZ	Forschungs- und Technologiezentrum
G ₁ , G ₂	Generatoren 1 und 2
HDSL	High bit rate Digital Subscriber Line (hochratige digitale Teilnehmer-Anschlußleitung)
HDW	Heb-Dreh-Wähler
NAG	Numerical Algorithm Group (Gruppe für numerische Algorithmen)
OVk	Ortsverbindungskabel
OVSt	Ortsvermittlungsstelle
PC	Personal-Computer
PSO	Processing Storage Oscilloscope (Speicher-Oszilloskop mit Signalverarbeitung)
TK	Telekommunikation

Formelzeichen

A	Verhältnis der Spannungsdichten für Impuls- und impulsfreie Zeiten
a_1, \dots, a_4	Koeffizienten der Abstandsverteilungsdichte
B	Verhältnis der beiden Log-Normal-Verteilungsdichten für die Längen
c_1, c_2	Koeffizienten eines Poisson-Ansatzes für die Abstände
d, d_1, d_2, d_3	Abstand der Impulse
\bar{d}	Mittlerer Abstand der Impulse
$\bar{d}_{\max}, \bar{d}_{\min}$	Größter bzw. kleinster mittlerer Abstand der Impulse
e	Eulersche Zahl
$F_i(K_n f)$	Fourier-Transformierte der Verteilungsdichtefunktion $f_i(u/K_n)/K_n$
$F_o(u)$	Verteilungsfunktion der Spannungswerte (für den Generator)
f	Variable der Frequenz
$f(x), f(\xi)$	Verteilungsdichtefunktion (allgemein)
$f_d(x), f_d(\xi)$	Verteilungsdichtefunktion der Abstände d
$f_g(u)$	Verteilungsdichtefunktion der Spannungswerte des Gaußschen Rauschens
$f_i(u)$	Verteilungsdichtefunktion der Spannungswerte der Impulsstörung
$f_{i,\text{ein}}(u), f_{i,\text{aus}}(u)$	Verteilungsdichtefunktionen der Spannungswerte der Impulsstörung am Ein- und Ausgang des Filters
$f_l(t)$	Verteilungsdichtefunktion der Längen der Impulsereignisse
$f_l^{(\nu)}(t)$	ν -te Log-Normal-Verteilungsdichte für die Längen
$f_m(u)$	Gesamt-Verteilungsdichtefunktion der gemessenen Spannungswerte
$f_o(u)$	Funktion für den Spannungsgenerator
$f_p(t)$	Verteilungsdichtefunktion nach dem Poisson-Gesetz
$f_1(x)$	Verteilungsdichtefunktion eines Zufallsgenerators
$f_2^{(n)}(y)$	Verteilungsdichtefunktion des Zufallsgenerators für das n -te Dreieck (Abstandsgenerator)
$f_{\Delta}^{(n)}(x)$	Lineare Verteilungsdichte für das n -te Dreieck (Abstandsgenerator)
$H_d(t) = H_d(d \geq t)$	Relative komplementäre Summenhäufigkeit der Abstände d
$h(t)$	Relative Häufigkeit (allgemein)
$h_d(t)$	Relative Häufigkeit der Abstände d
$h(u)$	Gemessene Häufigkeitsverteilung der Spannungswerte
$h(\Delta\varphi(k\Delta f), k\Delta f)$	Häufigkeitsverteilung der Phasendifferenzen in Abhängigkeit der diskreten Frequenz
j	Imaginäre Einheit
K_n	n -ter Koeffizient des Transversalfilters
k	Diskrete Variable
k_1, k_2	Koeffizienten der Funktion $f_o(u)$
$L(f)$	Leistungsdichtespektrum
$\bar{L}(f)$	Mittleres Leistungsdichtespektrum
$L_1(f)$	Leistungsdichtespektrum der ersten Blockhälften (überwiegend Impulse)
$L_2(f)$	Leistungsdichtespektrum der zweiten Blockhälften (Gaußsches Rauschen)

l	Länge der Impulsereignisse
\bar{l}	Mittlere Länge der Impulsereignisse
M	Anzahl der Abtastwerte eines DFT-Blocks
N	Anzahl der Impuls-Blöcke pro Meßort
n	Diskrete Variable
p_v	Übergangswahrscheinlichkeit
q_1, q_2	Koeffizienten der Pareto-Verteilung
R	Schleifenwiderstand
r_1, r_2, r_3	Koeffizienten des approximierten Verlaufs der Phasendifferenzen
$S(f, T_B), S(f)$	Fourier-Transformierte
s_1, s_2, s_v	Standardabweichungen der Log-Normal-Verteilungen
T_A	Abtastintervall
T_B	Breite des DFT-Blocks
t	Variable Zeit
t_D	Intervall zwischen zwei Impulsereignissen
t_1, t_2, t_v	Normierungsgrößen ($\hat{=}$ Mittelwerten) der Log-Normal-Verteilungen
U_{Trig}	Triggerschwelle
$U_{\text{Gauß}}$	Spannungswert des Gaußschen Rauschens
$u, u(t)$	Variable Spannung
u_g	Ausgegebener Wert des Spannungsgenerators
u_0	Koeffizient der Spannungsverteilungsdichte
u_1, u_2	Aussteuerbereichsgrenzen des Spannungsgenerators
x	Variable, Zufallszahl
x_n, x_{n+1}	x -Koordinaten der Ränder des n -ten Rechtecks des Abstandsgenerators
y	Zufallszahl
α_n	Winkel des n -ten Dreiecks des Abstandsgenerators
Δf	Frequenzabstand der Abtastung des Spektrums
$\Delta\varphi(f) = \Delta\varphi(k\Delta f)$	Phasendifferenz zwischen diskreten Frequenzen
$\Delta\varphi_a(k\Delta f)$	Approximierter Verlauf der Phasendifferenz $\Delta\varphi(k\Delta f)$
$\Delta\varphi_m(k\Delta f)$	Häufigste Phasendifferenz $\Delta\varphi(k\Delta f)$
$\delta(u)$	Dirac-Stoß
ϵ	Verhältnis zwischen der Spannungsverteilungsdichte $f_i(u)$ und dem Dirac-Stoß $\delta(u)$
λ	Koeffizient der Poisson-Verteilung, mittlere Impulsrate
λ_0	Maximale mittlere Impulsrate bei der Integration über Poisson-Verteilungen nach Fano
μ	Mittelwert eines Gauß-Prozesses
ν	Diskrete Variable
ξ	Variable
π	Kreiszahl
σ	Standardabweichung eines Gauß-Prozesses
$\varphi(f) = \varphi(k\Delta f)$	Verlauf der Phase der Impulse

Inhalt

1 Ursachen der Impulsstörung und Problemstellung	7
2 Messung der Impulsstörung	9
2.1 Beschreibung der Meßorte und der Meßeinrichtung	9
2.2 Messung der Impulsereignisse	11
2.3 Histogramm der Spannungswerte	14
2.4 Abstandsmessung	14
2.5 Histogramme der Spitzen- und Längenwerte	15
3 Statistische Beschreibung der Impulsstörung	15
3.1 Weiterverarbeitung der aufgenommenen Impulse und Abstände	15
3.2 Verteilungsdichtefunktion der Spannungen der Impulsstörung	18
3.3 Verteilungsdichtefunktion der Impulsabstände	22
3.3.1 Definition und Darstellungsform	22
3.3.2 Transformation einer Dichtefunktion	23
3.3.3 Wahl einer geeigneten Verteilungsdichtefunktion	27
3.4 Verteilungsdichtefunktion der Impulslängen	31
3.5 Verteilungsdichtefunktion der Spitzenwerte	36
3.6 Mittleres Leistungsdichtespektrum der Impulse	37
3.7 Phasenverlauf und repräsentativer Impuls	46
4 Modellbildung	48
4.1 Auswahl eines Modells	48
4.1.1 Repräsentativer Impuls	48
4.1.2 Impuls-Datenbank	49
4.1.3 Markov-Modell	50
4.1.4 Verteilungsdichtefunktionen	51
4.2 Erzeugung der Impulsstörung	52
4.2.1 Gesamtschaltung der drei Generatoren	52
4.2.2 Generator für Spannungswerte der Impulse	53
4.2.3 Generator für Impulsabstände	54
4.2.4 Generator für die Längen der Impulsereignisse	55
4.2.5 Berücksichtigung der spektralen Eigenschaften oder der Korrelationen	56
5 Zusammenfassung	58
6 Literaturverzeichnis	60

1 Ursachen der Impulsstörung und Problemstellung

Unter Impulsstörung auf Kupfer-Ortskabeln versteht man kurzzeitige Störspannungsverläufe unterschiedlicher Gestalt, sog. Impulsereignisse, deren Auftrittszeitpunkte zufällig sind (Bild 1). Die Impulsstörung ist instationär und entsteht an verschiedenen Orten aus unterschiedlichen Gründen. Sie kann sowohl von außen in das Kabel eindringen als auch auf dem Kabel selbst entstehen.

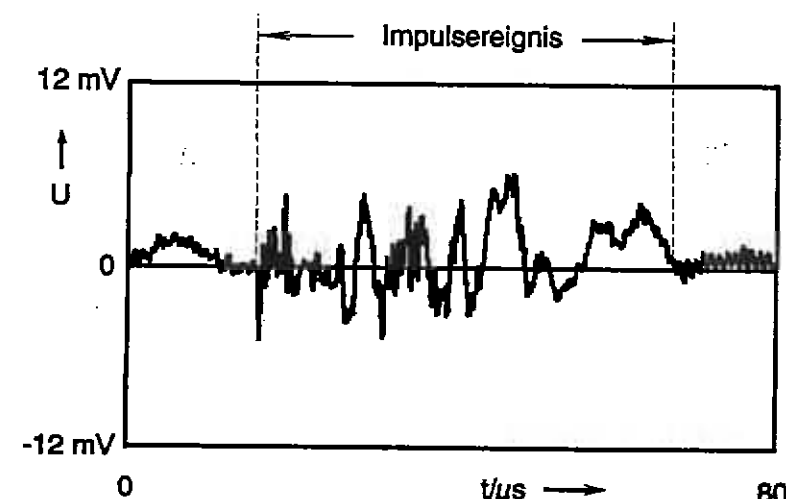


Bild 1: Beispiel eines Impulsereignisses

Äußere Störungen werden durch Schaltvorgänge elektrischer Anlagen (Hochspannungsanlagen, Bahnfahrzeuge usw.) und durch elektrostatische Entladungen (z.B. Gewitter) verursacht. Die sich daraus ergebenden magnetischen und elektrischen impulsartigen Störfelder induzieren auf dem Kabelmantel Ströme, die wiederum eine Störspannung erzeugen. Durch die unsymmetrische kapazitive Kopplung zwischen Kabelmantel und den beiden Leitern einer Doppelader entsteht in diesen eine Impulsstörung.

Die dominierenden Störungen werden durch die Kennzeichengabe elektromechanischer Wählsysteme im Innern des Kabels hervorgerufen. Die rechteckförmigen Impulskennzeichen zum Auf- und Abbau einer Wählverbindung (z.B. Wähl-, Belegungs-, Auslöse-, Beginn-, Schluß-, Besetzzeichen) werden unsymmetrisch (gegen Erde) über eine Ader oder symmetrisch über ein Adernpaar eines Ortskabels übertragen. Beim Öffnen und Schließen von Kontakten, die Gleichstrom über einen Leiter mit Relaispule hoher Induktivität an 60 V schalten, wird wegen der schnellen Stromänderung eine hohe Spannungsspitze induziert. Das Prellen der Schalter trägt dazu bei, daß aus diesen Spitzen Impulsstörungen entstehen, die aus mehreren steilflankigen Einzelimpulsen bestehen können, die kürzer als die Impulskennzeichen sind (z.B. Wählimpulse mit einer Breite von 40 ms).

Die Impulsstörung kann in Nachbaradern eines Kabels gemäß der jeweiligen (Nah-) Nebensprechübertragungsfunktion eingekoppelt werden. Die an den Relaispulen induzierten Spannungen wirken nur durch Übersprechen auf den Teilnehmer-Anschlußleitungen störend, da nach dem Aufbau einer Verbindung auf der eigenen Anschlußleitung keine Kennzeichen mehr gesendet werden. Dabei stört die symmetrische Übertragung weniger als die unsymmetrische, weil die Nahnebensprechkopplung von einem Adernpaar zum anderen geringer ist als diejenige von einer einzelnen Ader zu einem Adernpaar.

Obwohl seit der Einführung der Datenübertragung in den 60er Jahren viele Messungen und Untersuchungen der Impulsstörung auf Ortskabeln in mehreren Ländern durchgeführt wurden, lassen sich die Vorgänge beim Entstehen und Ausbreiten dieser Störung nicht eindeutig analytisch beschreiben. In der Literatur [1 - 9] sind stichprobenartige Messungen in verschiedenen Netzen, statistische Beschreibungen und Modellierungen der Impulsstörung erläutert. Die Störungen können durch den unterschiedlichen Aufbau der Telefonnetze in den einzelnen Ländern andere statistische Eigenschaften haben. Von den bisherigen Messungen in den Ortsnetzen der alten Bundesrepublik ist besonders die Meßaktion des Referats N 27 des FTZ aus den Jahren 1986 und 1987 [6] zu erwähnen, die Frequenzen bis 200 kHz berücksichtigte.

Während bei analoger Sprachübertragung im Frequenzband bis 3,4 kHz die Impulse nicht als sehr störend empfunden werden, beeinträchtigen sie die digitale Übertragung erheblich, insbesondere diejenige bei hohen Bitraten (2 Mbit/s und mehr). Ein Beispiel soll diese Beeinträchtigung verdeutlichen: Ein Quaternärsignal mit einer Schrittgeschwindigkeit von 1,024 Mband/s werde mit einer sendeseitigen Spitze-Spitze-Spannung von ca. 4 V übertragen. Das empfangene Signal hat dann durch die Dämpfung des Kabels (0,4 mm Durchmesser, ca. 3 km lang, 40 dB bei 512 kHz) nur noch eine Amplitude von 40 mV. Jede Stufe des Quaternärsignals ist dann 10 mV hoch, so daß schon eine Störung, die größer als 10 mV ist, die Symbolentscheidung im Empfänger verfälscht. Da die Impulsstörung erfahrungsgemäß eine Spitzenspannung bis zu 150 mV haben kann (s. auch Kap. 3.5), ist die Fehlerwahrscheinlichkeit des Übertragungssystems kurzzeitig sehr groß.

Die Fehlerwahrscheinlichkeit und/oder die Reichweite digitaler Übertragungssysteme wird maßgeblich auch durch die Impulsstörung bestimmt, weil die digitalen Empfänger gegenüber dem durch Nebensprechen paralleler Systeme verursachten stationären Gaußschen Rauschen weitgehend störfest sind. Um über diese Qualitätsparameter Aussagen treffen zu können, ist es notwendig, die Impulsstörungen genauer zu untersuchen, zu beschreiben und durch ein Modell nachzubilden. Ein Modell kann einmal dazu benutzt werden, um ein bestehendes Übertragungssystem in relativ kurzer Zeit auf seine Störfestigkeit gegenüber Impulsstörungen zu testen. Zum anderen kann ein beliebiges Übertragungsverfahren zusammen mit der Impulsstörung auf einem Rechner simuliert werden.

Da die Impulsstörung hauptsächlich durch die Kennzeichengabe der elektromechanischen Vermittlungssysteme bestimmt wird, ist ein Modell der Störung bei diesen Systemen erforderlich, obwohl die elektromechanischen Vermittlungsstellen voraussichtlich bis zum Jahr 2000 nach und nach durch digitale ersetzt wer-

den. Mit der kurz bevorstehenden Einführung von digitalen Übertragungssystemen hoher Bitraten auf Ortsanschlußleitungen, wie HDSL (High bit rate Digital Subscriber Line, hochratige digitale Teilnehmer-Anschlußleitung) und auch ADSL (Asymmetrical Digital Subscriber Line, bzgl. der Bitraten unsymmetrische digitale Teilnehmer-Anschlußleitung) im noch nicht vollständig digitalisierten Netz der Telekom ist jetzt ein einfaches Modell der Impulsstörung im Frequenzbereich bis etwa 6 MHz von fundamentaler Bedeutung. Da ein solches Modell weder aus den bisherigen Messungen [6] noch aus theoretischen Untersuchungen abgeleitet werden konnte, war es notwendig, durch eine erneute Meßkampagne in verschiedenen elektromechanischen Vermittlungsstellen (System 55v und HDW-Systeme) Impulsstörungen aufzunehmen und zu analysieren.

Dieser Bericht beschreibt die durchgeführte Meßkampagne (Kapitel 2) und zeigt ihre Ergebnisse, die zur statistischen Beschreibung der Impulsstörung (Kapitel 3) führten. Im Kapitel 4 wird ein einfaches Modell der Störung vorgeschlagen.

2 Messung der Impulsstörung

2.1 Beschreibung der Meßorte und der Meßeinrichtung

Die Impulsstörung ist in der Nähe von Ortsvermittlungsstellen (OVStn) und von Telekommunikations(TK)-Anlagen mit unsymmetrischer Zeichengabe am stärksten. Da die TK-Anlagen bei Teilnehmern schon weitgehend durch elektronische oder digitale ersetzt wurden und die Telekom keinen Zugriff auf Teilnehmer-Eindeinrichtungen hat, bezog sich die Meßkampagne schwerpunktmäßig auf Vermittlungsstellen.

Die Impulsstörungen wurden in den meisten Fällen am Ende einer ungeschalteten Ortsverbindungsleitung am Hauptverteiler gemessen. Auf Ortsverbindungsleitungen sind die Impulsstörungen wegen der parallel verlaufenden c-Adern, auf denen die Impulskennzeichen übertragen werden, besonders häufig und intensiv vorzufinden. Dadurch konnten in annehmbarer Zeit ausreichend viele Störungen aufgenommen werden, um eine aussagekräftige Statistik zu erhalten.

Die Statistiken der Impulsstörung auf Ortsverbindungsleitungen unterscheiden sich kaum von denjenigen auf Ortsanschlußleitungen. Dies zeigt ein Vergleich zu einer Messung an einer festgeschalteten Sonderleitung über die Hauptverteiler der TK-Anlage des FTZ und der daran angeschlossenen OVSt.

Die Messung sollte in verschiedenen OVStn in Deutschland erfolgen, um sicherzustellen, daß die Modellierung der Impulsstörung repräsentativ für alle Anschlußleitungen im Netz der Telekom ist. Die Leitungen im Netz der ehemaligen Deutschen Post im Beitrittsgebiet sollten in die Untersuchungen einbezogen werden. Sie sind wegen alter Kabel und Vermittlungssysteme (HDW-Systeme) für eine besonders intensive Impulsstörung bekannt. Die für die Messung ausgewählten OVStn unterschiedlicher Gebiete sind in Tabelle 1 aufgeführt. Die gesamte Meßaktion dauerte vom November 1992 bis zum Februar 1994.

Ortsnetz	Meßort OVSt	Abschluß OVSt	OVk-Nr.	DA- Nr.	Länge in km	R $\bar{\Omega}$	Gebiet
Darmstadt	-	-	980/3605)	1/3	$\approx 3,41$	554	FTZ
Ober-Ramstadt (bei Darmstadt)	2	9	2-9/1	70	3,6	418	Gewerbe, Wohnungen
Frankfurt/M.	72	28	2-7/3	190	1,3	148	Banken
Frankfurt/M.	23	55	3-5/2	700	3,5	418	Bahnhof
Biebergemünd (bei Hanau)	7	1	7-1/1	115	7,7		Wohnungen
Kassel	83	87	83-87/1	364	1,516	196	Gewerbe, Wohnungen
Berlin	281	241	03-12/1	226	1,491	516	Beitrittsgebiet
Berlin	281	241	03-12/1	229	1,491	178	Beitrittsgebiet
Mains	51	58	51-58/1	437	2,93	355	Industrie, Gewerbe, Wohnungen

OVk = Ortsverbindungskabel

R = Schleifenwiderstand

) Nr. der Sonderleitung, kein OVk

Tabelle 1: Übersicht der Meßorte mit den gemessenen Doppeladern (DA)

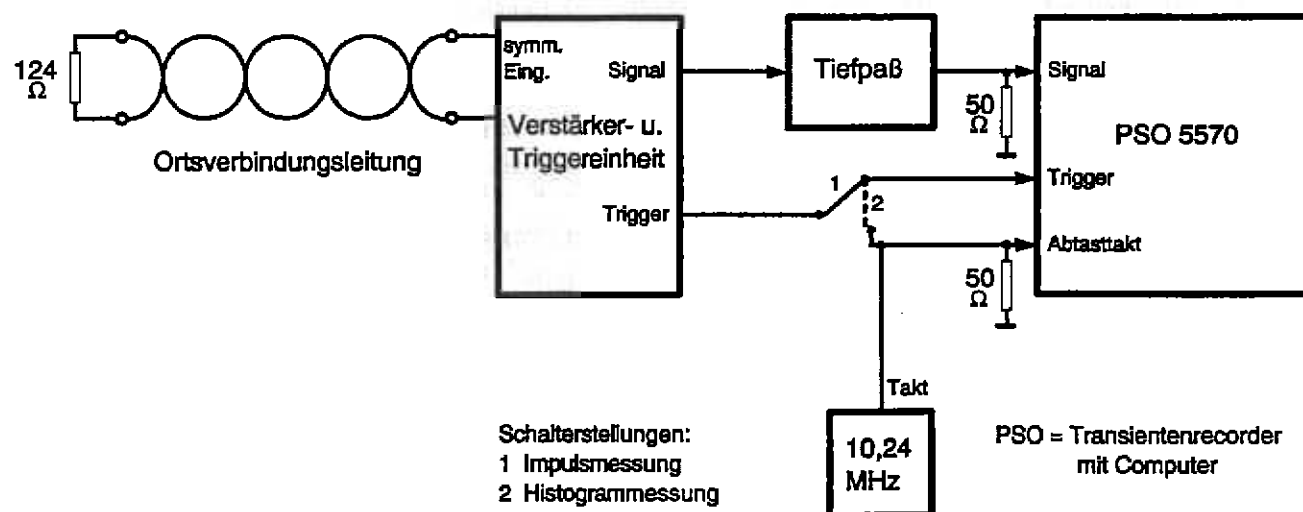


Bild 2: Versuchsaufbau für die Impuls- und Histogrammmessung

An jedem Meßort (außer im Ortsnetz Darmstadt) wurde eine freie und relativ stark gestörte Doppelader eines Ortsverbindungskabels ausgesucht. Am Hauptverteiler wurde die Meßeinrichtung angeschlossen, die aus einer von FZ 214-1 entwickelten Verstärker-/Triggereinheit, aus einem Tiefpaß und aus einem Transientenrecorder mit Computer besteht. Am anderen Ende der Doppelader wurde ein 124- Ω -Widerstand als Leitungsabschluß am Hauptverteiler der entsprechenden OVSt angebracht (Bild 2).

Die Verstärker- und Triggereinheit (Bild 3) verstärkt die zwischen der a- und b-Ader anliegende Differenzspannung symmetrisch (Verstärkungsfaktor ca. 22). Außerdem erzeugt sie einen Triggerimpuls mit einer Breite von 4,7 μ s, sobald die verstärkte Spannung eine einstellbare positive oder negative Triggerschwelle überschritten hat. Die verstärkte Spannung wird mit einem analogen Tiefpaß der Grenzfrequenz 4,25 MHz gefiltert (Anti-Aliasing). Der Frequenzgang der gesamten Übertragungsfunktion aus Verstärkerschaltung und Tiefpaß ist im Bild 4 aufgetragen.

Das gefilterte Signal wird in einem Transientenrecorder PSO 5570 (Processing Storage Oscilloscope) der Firma Krenz weiterverarbeitet. Das Signal wird mit einem externen Takt von 10,24 MHz abgetastet und analog/digital-gewandelt. Die vom Hersteller angegebene maximale Abtastrate des A/D-Wandlers liegt bei 10 MHz, die Auflösung beträgt 12 bit. Im PSO 5570 ist ein DOS-kompatibler PC mit einer 540-MB-Festplatte integriert.

Für die Modellbildung werden genügend viele abgespeicherte Impulsereignisse und Impulsabstände gebraucht. Mit diesen Daten sind alle angestrebten statistischen Untersuchungen möglich. Da einige Analysen sehr viel mehr Impulse erfordern als auf die Festplatte des PSO passen, wurden zusätzlich Histogramme der Spannungswerte, Spitzenspannungen und Längen der Impulsereignisse gemessen. Die Beschreibung der fünf verschiedenen Messungen, die durch selbstentwickelte Steuerprogramme automatisch ablaufen können, schließt sich in den Kapiteln 2.2 bis 2.5 an.

2.2 Messung der Impulsereignisse

Der Versuchsaufbau zum Aufnehmen von Impulsereignissen ist im Bild 2 (Schalterstellung 1) skizziert. Zunächst wird der Spannungs-Offset (Nullpunkt) am symmetrischen Verstärker so justiert, daß die verstärkte Spannung gleichstromfrei ist. Dann ist eine geeignete Triggerschwelle einzustellen, die von den Störverhältnissen an den gemessenen Doppeladern abhängt. Die Triggerschwelle U_{Trig} soll dem 2- bis 4fachen Spannungswert U_{Gaus} des Gaußschen Rauschens entsprechen, damit der Anteil von gespeicherten hohen Impulsen gegenüber kleinen Impulsen überwiegt und nicht nur Rauschen aufgenommen wird. Als Wert U_{Gaus} wird das Maximum des oszilloskopierten (näherungsweise) Gaußschen Rauschens gewählt (s. Bild 10, Kapitel 3.4).

Sobald ein Triggerimpuls am Triggereingang des PSO 5570 anliegt, werden 4096 aufeinanderfolgende Abtastwerte gespeichert, von denen 200 Werte vor und 1896 nach dem Triggerzeitpunkt liegen. Diese Werte bilden einen sog. Block, dem eine

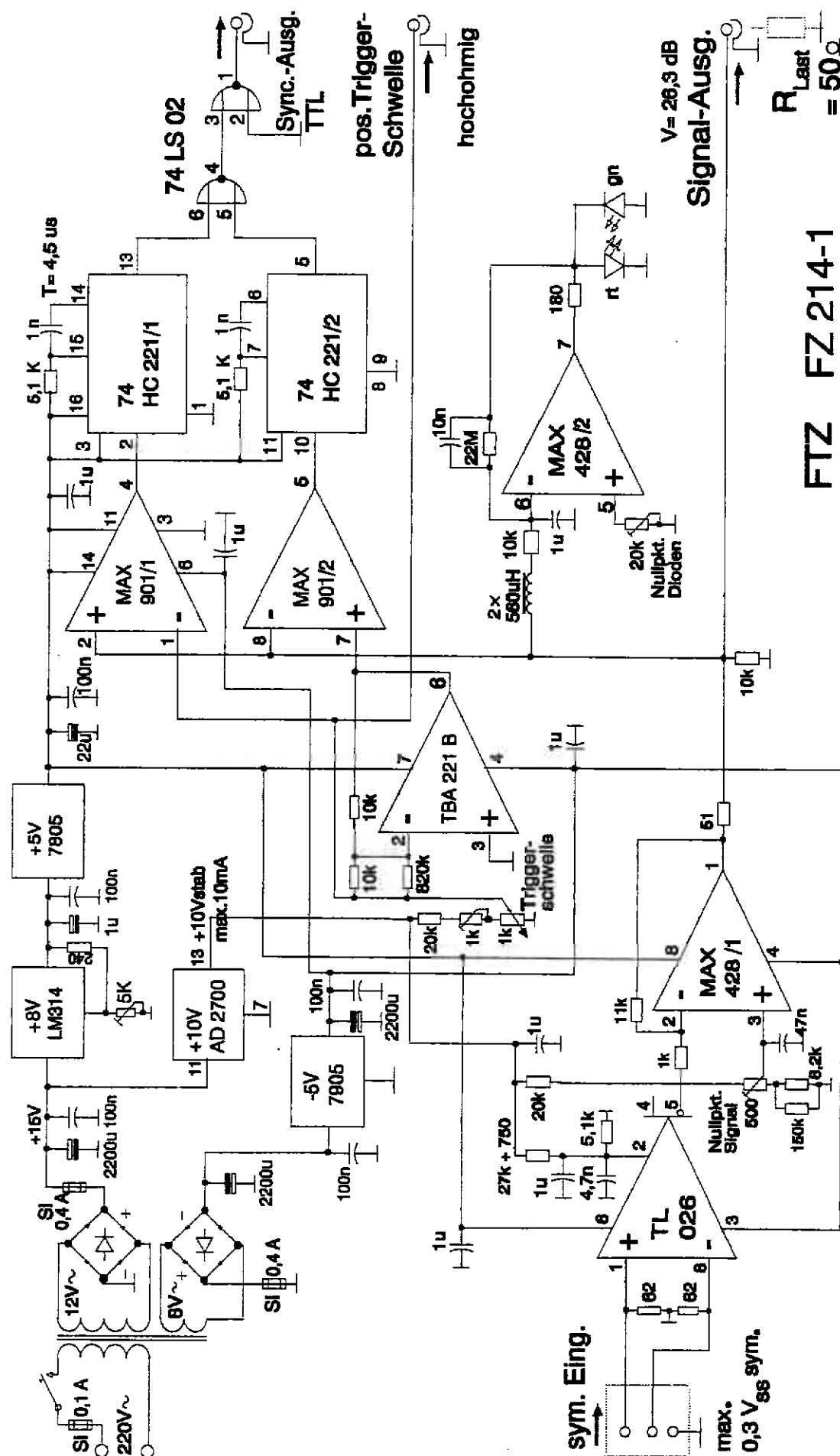


Bild 3: Verstärker- und Triggereinheit

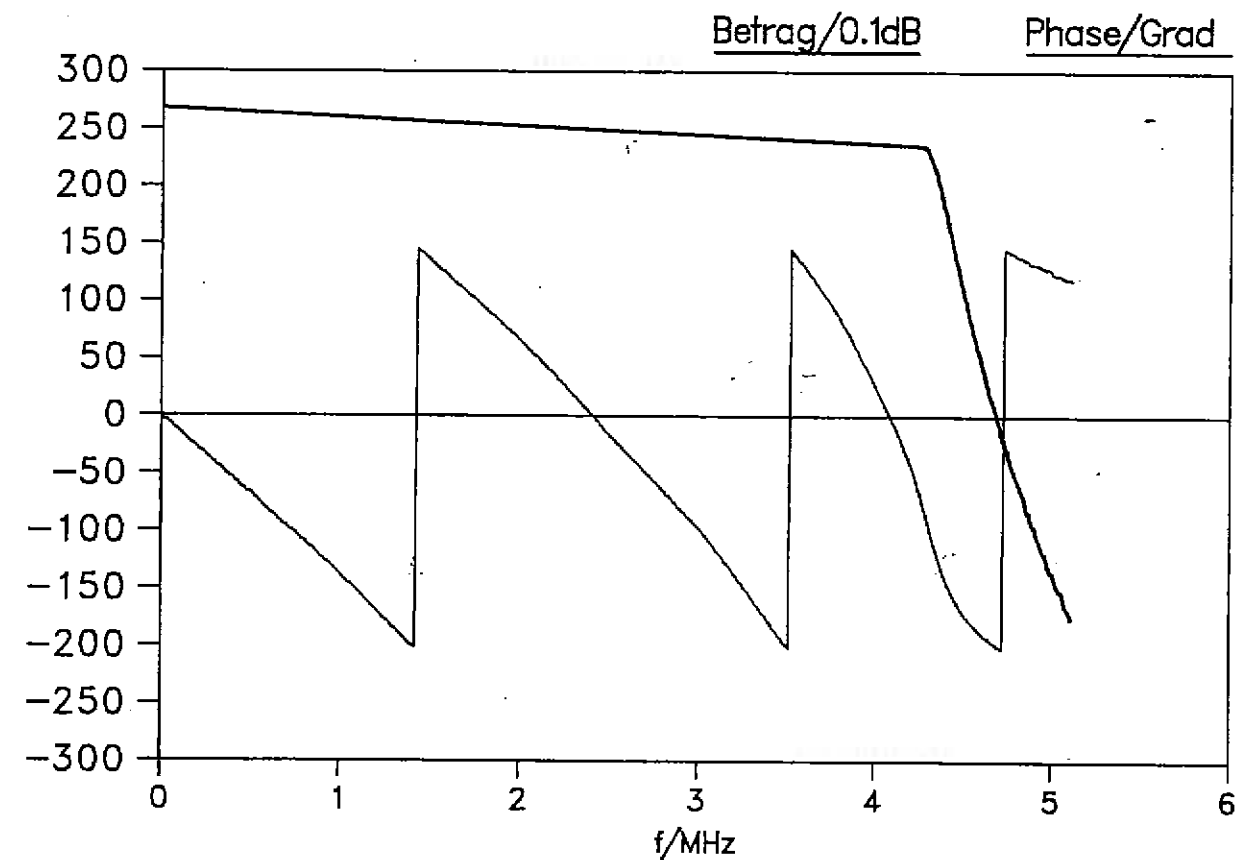


Bild 4: Übertragungsfunktion des symmetrischen Verstärkers und des Tiefpasses

Zeitdauer von 400 μ s entspricht und in dem mindestens ein Impulsereignis vorhanden ist. Nach diesem Block werden bis zum nächsten Triggerereignis keine Werte mehr abgespeichert, so daß Zeiten zwischen den Impulsen nicht aufgezeichnet werden, wenn sie nicht zu einem Block gehören.

Erstreckt sich ein Impulsereignis über mehr als einen Block, kann eine Lücke in der Aufzeichnung des Impulses an der Stelle des Übergangs zwischen zwei Blöcken entstehen. Eigene Untersuchungen ergaben, daß nur 9 Abtastwerte (bei 10,24 MHz) zwischen zwei aufeinanderfolgenden Blöcken verloren gehen. Mögliche Fehler durch diese Lücke sind deshalb vernachlässigbar. Außerdem tritt der Fall, daß ein Impulsereignis länger als 1 Block (400 μ s) ist, selten auf, denn die mittlere Länge \bar{l} beträgt ungefähr 90 μ s.

Nach der Aufzeichnung von 256 Blöcken werden sie in einer Datei auf der Festplatte abgespeichert. Während dieser Zeit können keine neuen Impulse aufgenommen werden. Pro Meßort wurden 200 Dateien zu je 256 Blöcken erzeugt, die insgesamt ca. 50.000 Impulsereignisse enthalten.

2.3 Histogramm der Spannungswerte

Die Histogrammmessung nach der Schaltung im Bild 2 (Schalterstellung 2) ergibt die Häufigkeitsverteilung der $2^{12} = 4096$ A/D-Wandler-Werte oder der zugehörigen Spannungswerte innerhalb des Eingangsspannungsbereichs von $-44,65$ mV bis $+44,65$ mV. Dabei wird der PSO 5570 nicht durch die Impulse getriggert, sondern „freilaufend“ durch einen 10,24-MHz-Takt, der auch gleichzeitig der Abtasttakt ist. Durch eine interne Teilung des Abtasttakts wird erreicht, daß nur jeder 100. Spannungswert im Abstand von $9,8 \mu\text{s}$ aufgezeichnet wird. Damit sollen Korrelationen zwischen den aufgezeichneten Werten, die besonders innerhalb der Impulse vorhanden sind, vermindert werden.

Wenn insgesamt 2 Mio. (genau: 2^{21} , festgelegte Anzahl) Abtastwerte in zwei Dateien gespeichert sind, wird im PSO die Häufigkeitsverteilung dieser Werte berechnet und die Verteilung vorhergehender Meßwerte aktualisiert. Während der Berechnung zeichnet der PSO keine Spannungswerte auf. Danach werden die beiden Dateien gelöscht, bevor das Steuerprogramm wieder zum Abspeichern neuer Abtastwerte umschaltet.

Mit diesem Ablauf wurden an jedem Meßort bis zu 10^{10} Abtastwerte über einen Zeitraum von 3 bis 7 Tagen gesammelt und ihre Häufigkeitsverteilung berechnet.

2.4 Abstandsmessung

Für die Messung der Impulsabstände wird der Trigger-Ausgang der Verstärker- und Triggereinheit mit dem Trigger- und dem Takteingang des PSO verbunden sowie die Triggerschwelle auf den Wert eingestellt, der bei der Impulsmessung (Kapitel 2.2) festgelegt wurde.

Bei der Abstandsmessung werden keine Abtastwerte des Signals aufgezeichnet, sondern Zählerstände zum Triggerzeitpunkt. Im PSO läuft intern ein 32-bit-Zähler mit einer Frequenz von 10,0 MHz. Immer dann, wenn das Signal die Triggerschwelle überschreitet, bewirkt der Triggerimpuls die Aufzeichnung des aktuellen Zählerstands. Wahlweise 8192 oder 16384 Zählerstände werden in einer Datei auf der Festplatte gespeichert. Während des Abspeicherns auf die Festplatte können keine aktuellen Zählerstände aufgezeichnet werden. Auf die statistische Untersuchung der Abstände hat das keinen Einfluß.

Abstände, die größer als 7,2 min sind, werden durch die begrenzte Breite des Zählers von 32 bit falsch erfaßt. Da an allen Meßorten die relative Häufigkeit der Abstände, die zwischen 6,6 und 7,2 min liegen, höchstens 10^{-6} betrug, ist davon auszugehen, daß der so entstehende Fehler vernachlässigbar ist.

An jedem Meßort erstreckte sich die Abstandsmessung über 1 bis 2 Wochen und erfaßte bis zu 16 Mio. Werte. Dabei ist zu beachten, daß die Abstände zeitlich nicht zu den aufgezeichneten Impulsen gehören, sondern später aufgenommen wurden, weil die gleichzeitige Messung von Impulsereignissen und Abständen nicht möglich war.

2.5 Histogramme der Spitzen- und Längenwerte

An Hand aufgezeichneter Impulsereignisse wurden mit dem PSO die Häufigkeitsverteilungen ihrer Spitzen- und Längenwerte ermittelt. Die Ablaufsteuerung wechselt wie bei der Histogrammmessung der Spannungswerte (Kapitel 2.3) ständig zwischen der Aufnahme von Impulsereignissen mit Abspeichern in Dateien und der Berechnung der Häufigkeitsverteilungen. Bei jedem Durchlauf werden zunächst 4×256 Blöcke mit Impulsereignissen in 4 Dateien gespeichert, dann zur Berechnung und Aktualisierung der Häufigkeitsverteilungen aufgerufen und schließlich wieder gelöscht.

Als Spitzenwerte gelten der jeweils kleinste und jeweils größte Abtastwert innerhalb eines Blockes ($400 \mu\text{s}$ lang). Jeder Block enthält mindestens ein Impulsereignis und ergibt so eine negative und eine positive Spannung als Spitzenwert - falls die verstärkte Spannung gleichstromfrei eingestellt wurde. Alle registrierten Spitzenwerte müssen unter idealen Meßbedingungen größer als die Triggerschwelle sein.

Die Länge der Impulsereignisse wird gemäß der Definition in Kapitel 3.4 für jeweils 4×256 Blöcke pro Durchlauf bestimmt. An zwei Meßorten wurden durch diese Messung ca. 10^6 Längenwerte berechnet. An allen Orten wurden die Verteilungen aber auch aus gespeicherten Impulsen (vgl. Kapitel 2.2) ermittelt.

3 Statistische Beschreibung der Impulsstörung

3.1 Weiterverarbeitung der aufgenommenen Impulse und Abstände

Für das vorzuschlagende Modell der Impulsstörung sind die Leistungsdichtespektren, der Phasenverlauf der Impulse sowie die Verteilungsdichtefunktionen der Zufallsgrößen der Spannung, der Länge und des Abstands der Impulsereignisse erforderlich. Sie alle wurden aus den gespeicherten Impuls- und Abstandsdateien (vgl. Kapitel 2.2 und 2.4) auf einer Workstation berechnet, zum Teil entstanden sie auch direkt bei der Messung.

Bei der Weiterverarbeitung der Impulse wurde auch die durch den Frequenzgang der Verstärker/Tiefpaß-Übertragungsfunktion entstandene Verfälschung korrigiert, indem die Fourier-Transformierte der Impulse (s. Kapitel 3.6) durch die Übertragungsfunktion von Bild 4 geteilt wurde. Außerdem konnten mit Hilfe eines Rechnerprogramms alle gespeicherten Impulsereignisse nacheinander auf einem Grafikbildschirm dargestellt und auf einem Drucker als Bildschirmkopie ausgegeben werden, um die Vielfalt der vorkommenden Impulsformen zu untersuchen.

Im Bild 5 sind Beispiele von aufgezeichneten halben Blöcken von Impulsen dargestellt. Die Vielfalt der Impulsformen reicht von langen, fast unipolaren bis sehr kurzen, oszillierenden Impulsen. Gaußsches Rauschen ist je nach Meßort mehr oder weniger überlagert.

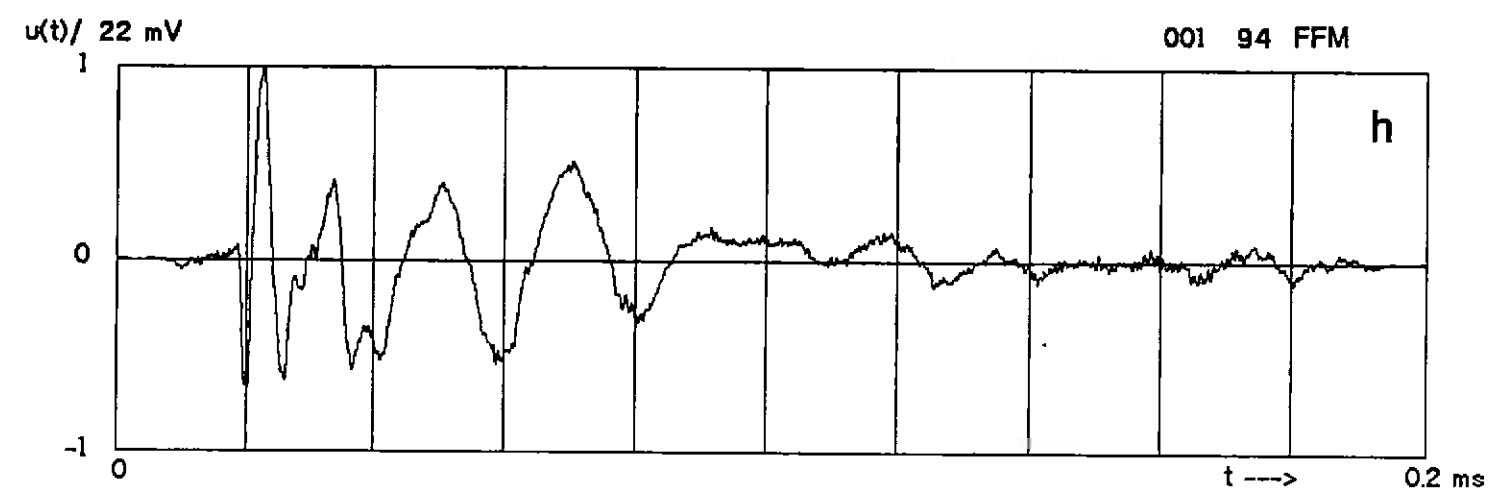
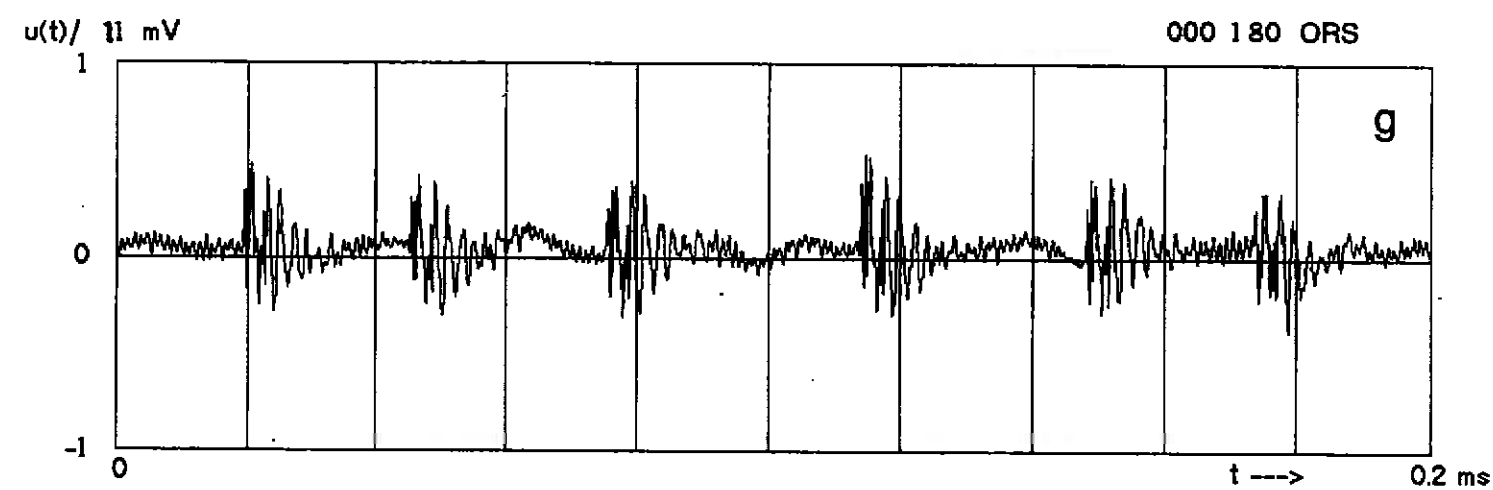
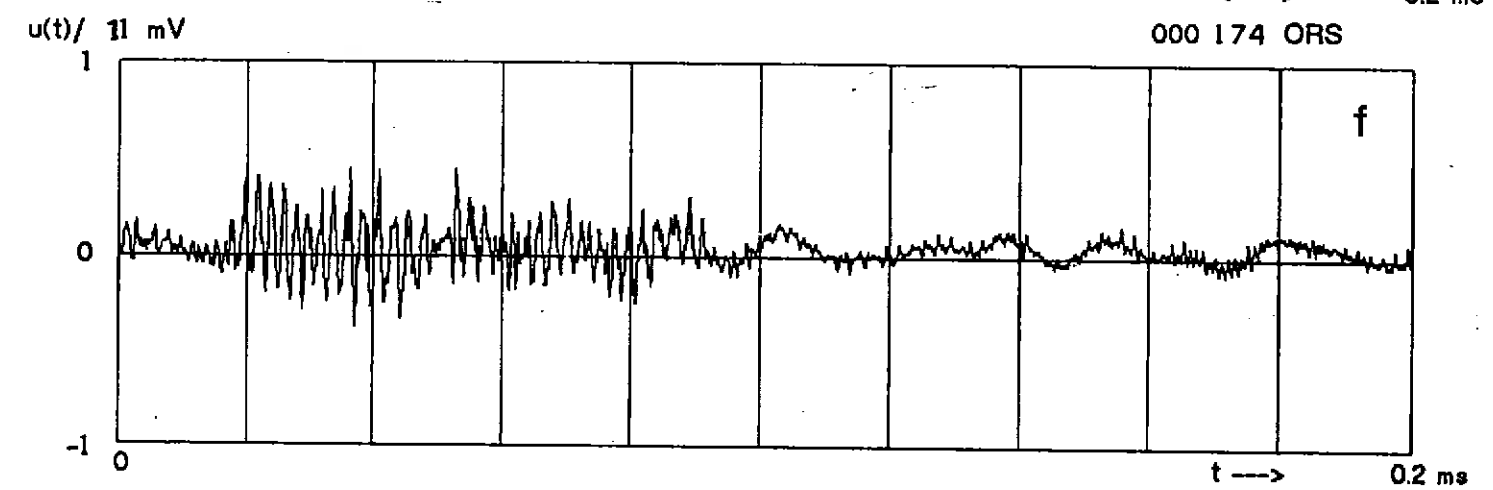
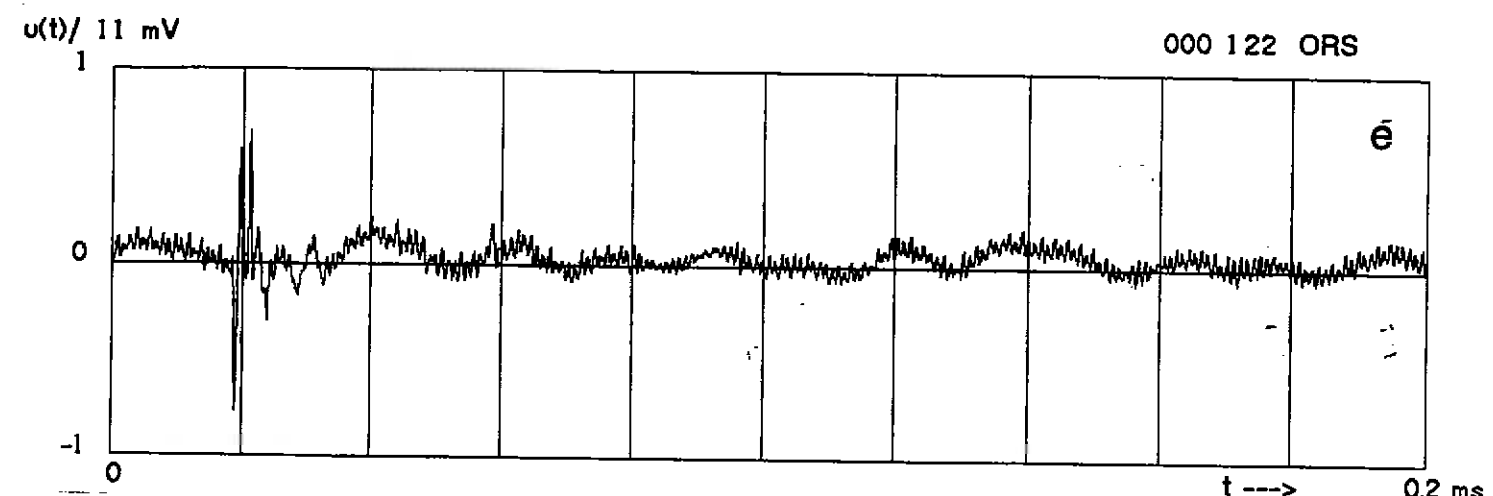
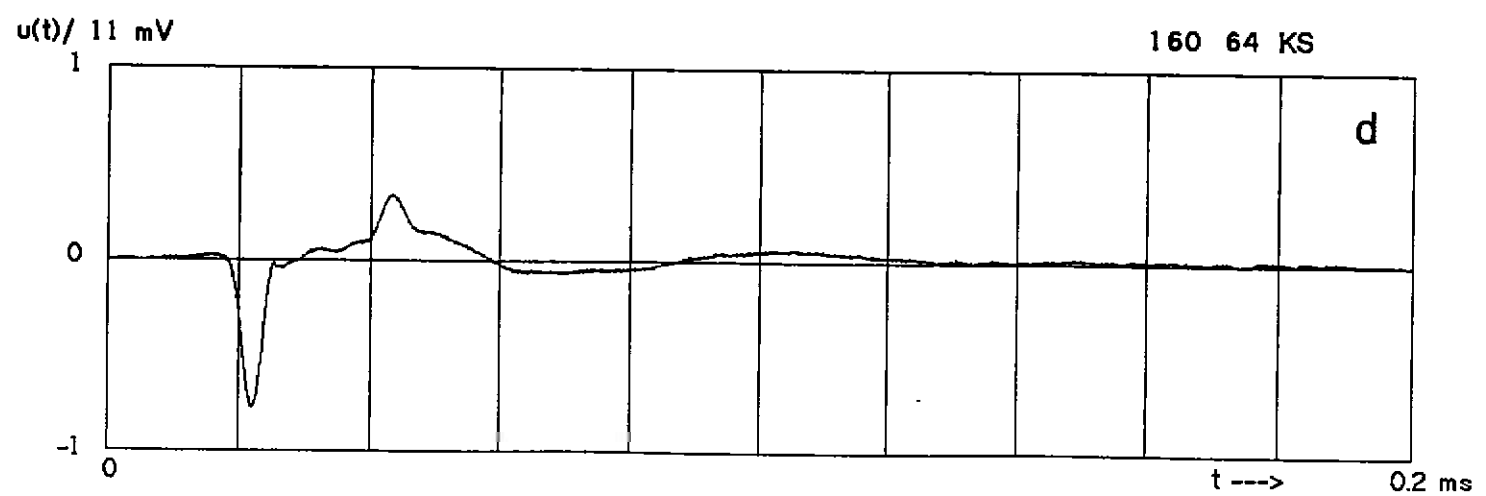
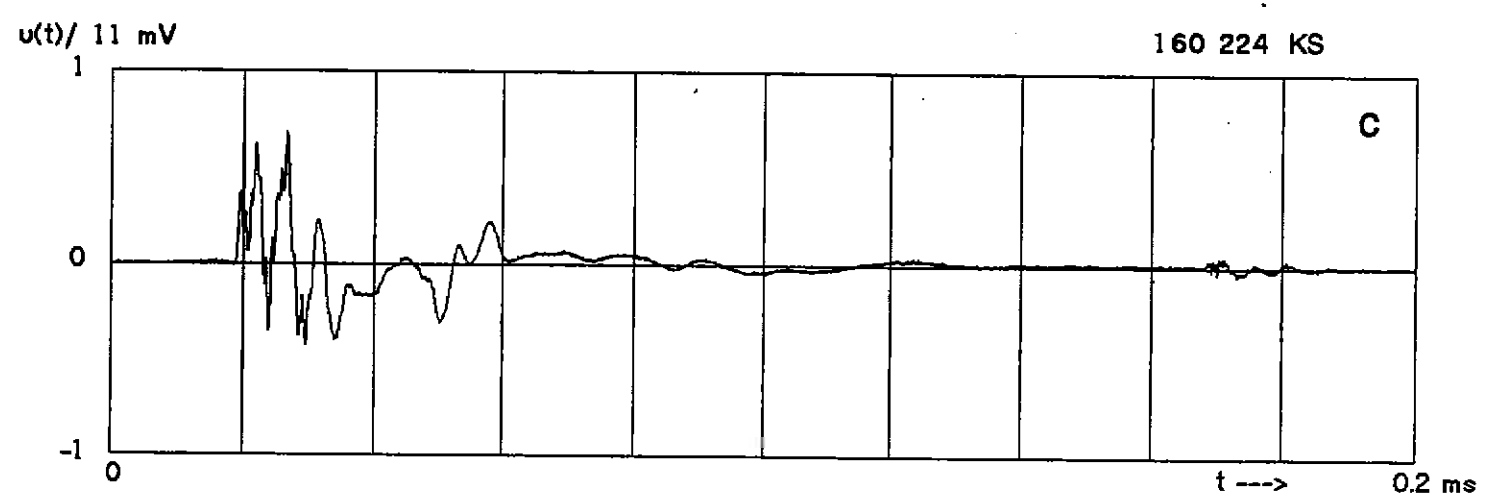
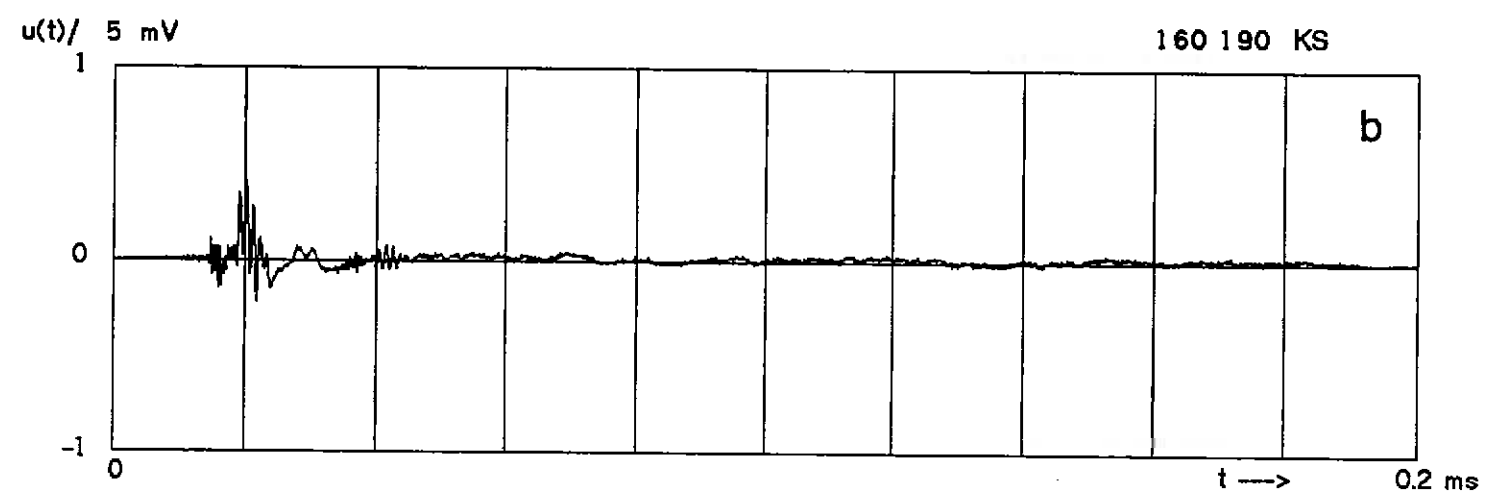
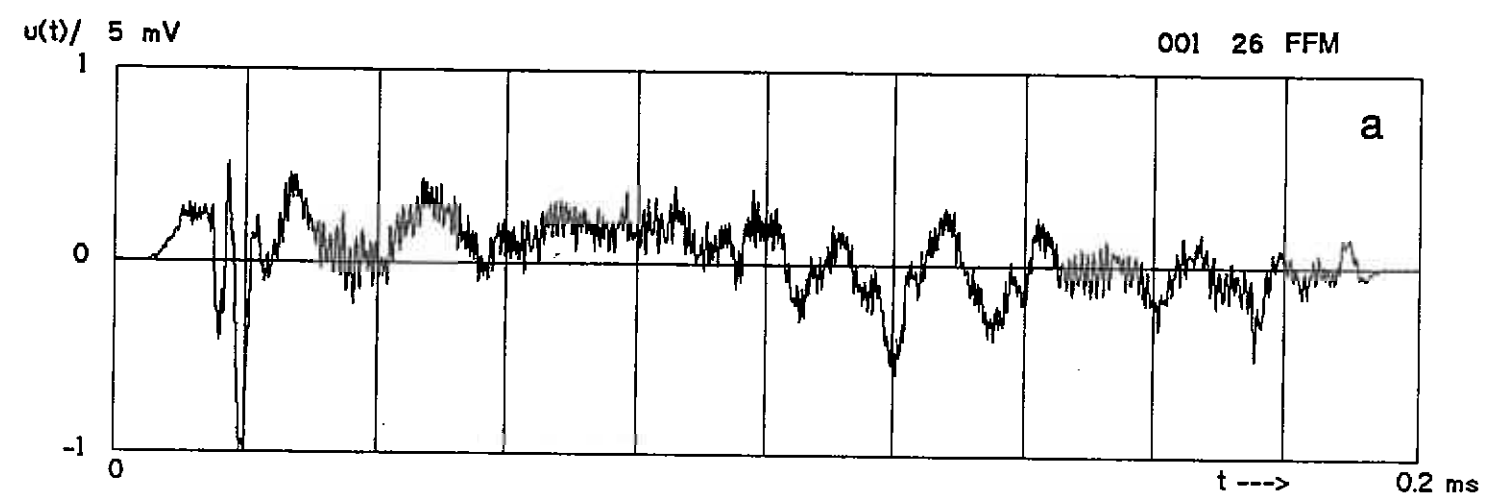


Bild 5: Beispiele von aufgenommenen Impulsen (Blockhälften)

Die gemessenen und berechneten Häufigkeitsverteilungen wurden mit Hilfe eines interaktiven Grafikprogramms und den Verfahren der nichtlinearen Approximation durch geeignete Verteilungsdichtefunktionen mit möglichst wenigen freien Parametern angenähert. Dabei sollte eine Verteilungsdichtefunktion einer Zufallsgröße jeweils für alle Meßorte gelten und sich gegebenenfalls nur in ihren freien Parametern unterscheiden. Die gemessenen Häufigkeitsverteilungen und ihre Approximation werden im folgenden beschrieben.

3.2 Verteilungsdichtefunktion der Spannungen der Impulsstörung

Bild 6a zeigt eine typische Häufigkeitsverteilung der nach Kapitel 2.3 zu Impulszeiten und impulsfreien Zeiten gemessenen Spannungen, wobei die Spannung u linear und die relative Häufigkeit $h(u)$ logarithmisch aufgetragen sind. In der Häufigkeitsverteilung sind zwei verschiedene Kurvenformen zu erkennen:

1. eine Parabel für kleine Spannungsbeträge (entspricht einer Gauß-Verteilung) und
2. eine Potenzfunktion für große Spannungsbeträge.

Die Störspannung zu den Impulszeiten ist eine additive Überlagerung aus Anteilen von Gaußschem Rauschen und von Impulsgeräusch, während zu den impulsfreien Zeiten nur Gaußsches Rauschen vorkommt. Das Gaußsche Rauschen wird durch Nebensprechen von Nachbaradern und stationäre externe Störer erzeugt. Einige Störer können im Leistungsdichtespektrum identifiziert werden (s. Kap. 3.6).

Die Verteilungsdichtefunktion des Gaußschen Rauschens ist durch die Gleichungen (1) oder (2) gegeben, wobei ein mittelwertfreier Spannungsverlauf vorausgesetzt wird ($\mu = 0$) und die Standardabweichung σ noch unbekannt ist.

$$f_g(u) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} \quad (1)$$

$$\log_{10}(f_g(u)) = -\frac{u^2}{2\sigma^2 \ln(10)} - \log_{10}(\sigma\sqrt{2\pi}) \quad (2)$$

Die Verteilungsdichtefunktion der Summe der beiden Spannungsanteile (Gauß- und Impulsgeräusch) zu den Impulszeiten ergibt sich aus der Faltung der Dichten, die zu den einzelnen Anteilen gehören. Die Gesamtverteilungsdichte $f_m(u)$ für Impuls- und impulsfreie Zeiten läßt sich durch die Addition der einzelnen Dichtefunktionen für beide Zeiten bestimmen:

$$f_m(u) = A \cdot f_g(u) + (1 - A) \cdot f_i(u) \star f_g(u). \quad (3)$$

Dabei stellt $A \in [0,1]$ das Verhältnis der einzelnen Anteile für die beiden Zeiten und $f_i(u)$ die Verteilungsdichtefunktion der Spannungswerte der Impulse dar.

Mit der Gleichung (3) wurde die Verteilungsdichte $f_i(u)$ für das Impulsgeräusch durch nichtlineare Approximation näherungsweise berechnet. Da die Gleichung nicht nach $f_i(u)$ aufgelöst werden kann, war die Vorgehensweise wie folgt: Zuerst

wurden die beiden Kurventeile der Parabel und der Potenzfunktion voneinander getrennt und innerhalb des jeweiligen Spannungsbereichs einzeln im logarithmischen Maßstab approximiert (Bild 6b). Der Teil der Kurve, der parabelförmig ist und symmetrisch zur Nulllinie liegt, wird mit Gleichung (2) approximiert. Der übrige Teil, der aus einem Ast in der negativen und einem in der positiven Halbebene besteht, wird dann mit einem Funktionsansatz aus einer Potenzfunktion approximiert. Die Schwankungen bei sehr kleinen Häufigkeiten sollten nicht mit-erfaßt werden.

Die Auswertung aller Messungen ergab, daß dieser Kurventeil durch $-\left|\frac{u}{u_0}\right|^{1/5}$ nachgebildet werden kann. Der Exponent $1/5$ gilt für alle Meßorte, während der freie Parameter u_0 unterschiedlich ist. Die Funktion hat eine Spitze bei $u = 0$. Die somit gefundene Funktion begründet die Annahme, daß die Kurventeile getrennt betrachtet werden dürfen, weil die Faltung einer spitzen Funktion mit einer steil abfallenden Funktion ungefähr den gemessenen Verlauf ergibt. Tatsächlich hat die Faltung nur im Übergangsbereich zwischen den beiden Kurventeilen einen sichtbaren Einfluß.

Dann wurde $e^{-\left|\frac{u}{u_0}\right|^{1/5}}$ mit dem gewonnenen u_0 für $f_i(u)$ in Gleichung (3) eingesetzt und die gemessene Häufigkeitsverteilung mit dieser Gleichung im linearen Maßstab approximiert, um nur noch das Verhältnis A der beiden Komponenten zu bestimmen. Die aus dieser Approximation erhaltene Verteilungsdichte nähert die gemessene Verteilung relativ gut an (Bild 6a), so daß der gewählte Potenzansatz bestehen bleiben kann. In Tabelle 2 sind die durch Approximation der Histogramme von acht Meßorten nach Gleichung (3) ermittelten Parameter eingetragen.

Meßort	A	σ/mV	u_0/nV
Darmstadt	0,991	0,19	0,7
Ober-Ramstadt	0,999	0,54	20,9
Frankfurt, OVSt 72	0,947	0,55	46,6
Frankfurt, OVSt 23	0,972	0,48	5,9
Biebergemünd	0,803	1,17	63,9
Kassel	0,946	-	1,4
Berlin, DA 226	0,706	0,60	123,1
Mainz	0,996	-	18,2

Tabelle 2: Parameter für die Approximation der Spannungsverteilungsdichten

Für die Verteilungsdichtefunktion der Impulsspannungen im linearen Maßstab gilt demnach:

$$f_i(u) = \frac{1}{240u_0} e^{-|u/u_0|^{1/5}}, \quad u_0 > 0. \quad (4)$$

Dies ist ein doppeltexponentieller Verlauf mit einer Potenzfunktion als Exponenten. Der Vorfaktor läßt sich aus der Forderung herleiten, daß das Integral über die Dichtefunktion Eins ergeben muß.

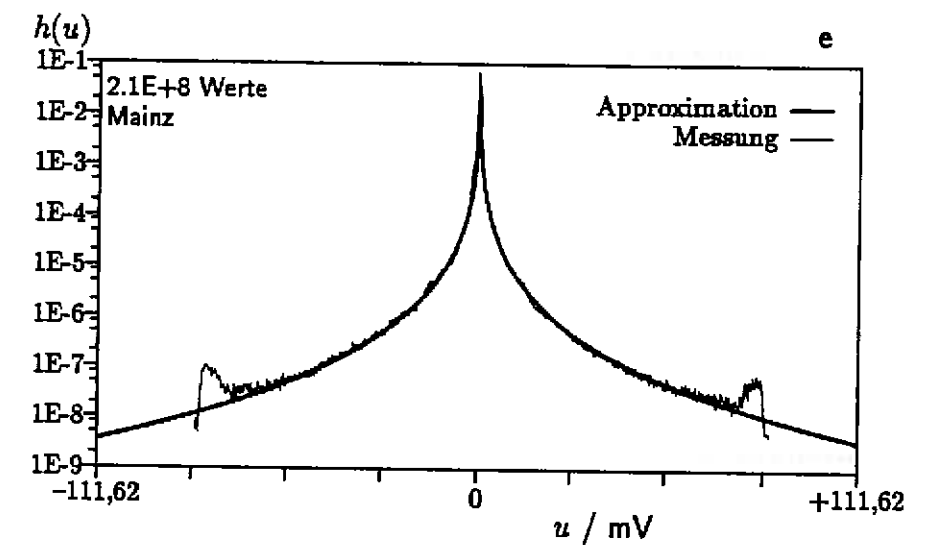
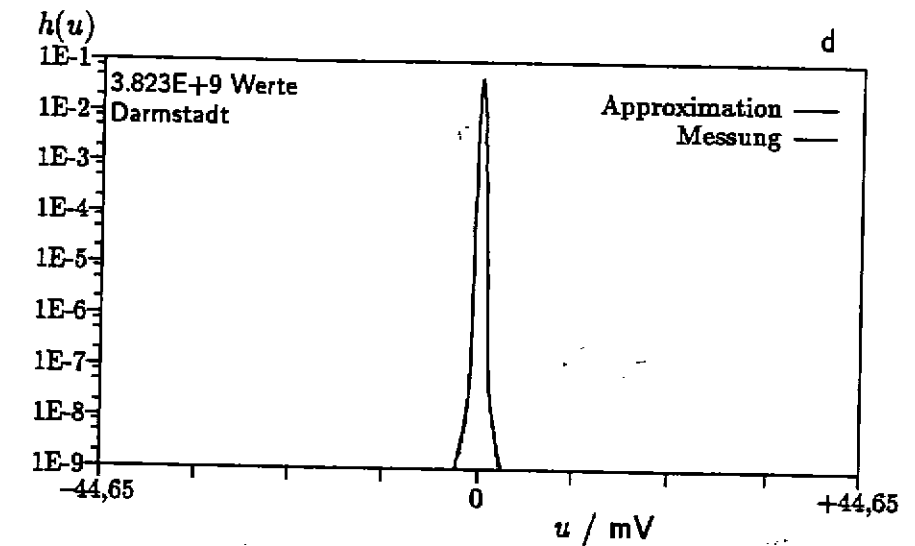
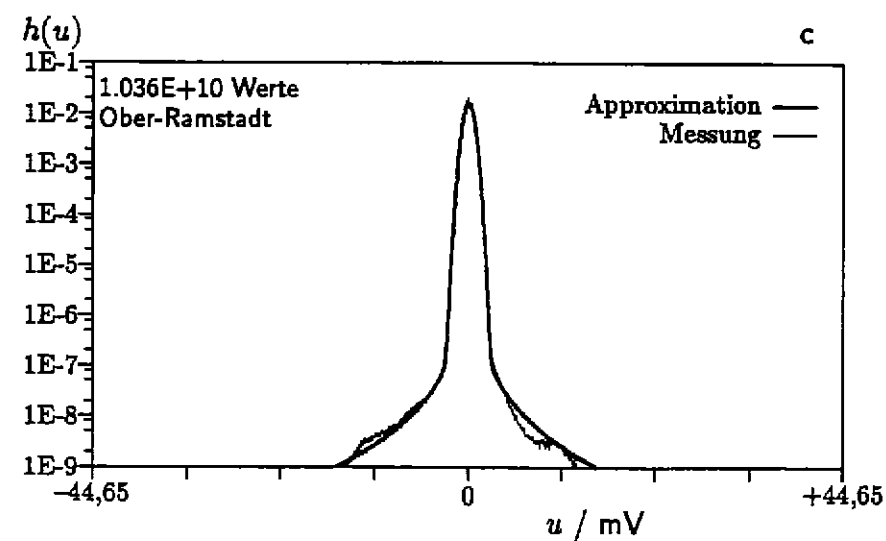
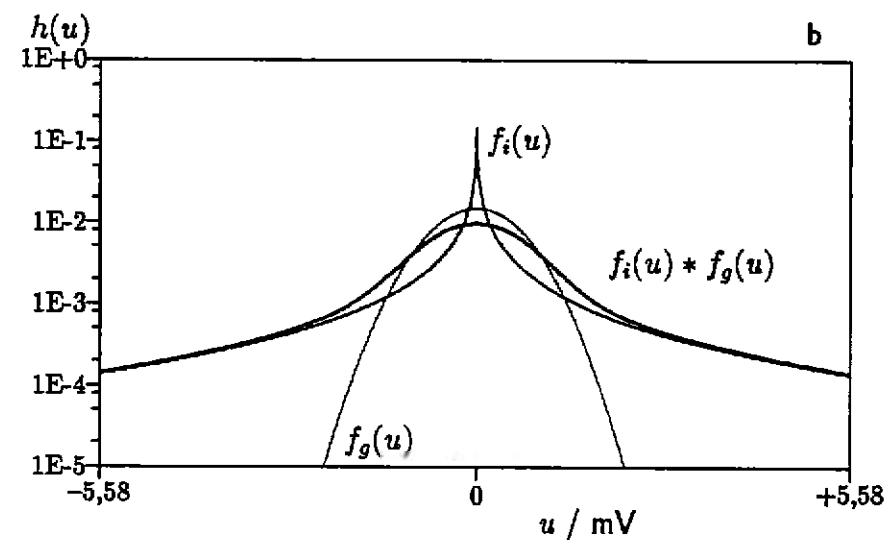
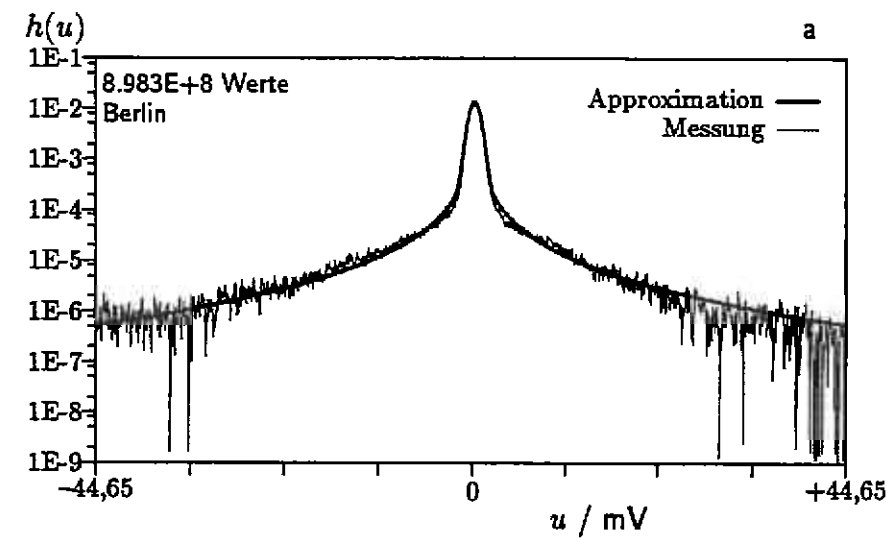


Bild 6: Approximation der Spannungsverteilungsdichten

Im Bild 6b ist ersichtlich, daß im Vergleich zum Gaußschen Rauschen größere Spannungen häufiger auftreten. Dies gilt nach [8] auch für die maximalen Amplituden (Spitzenwerte) der Impulse.

An einem Meßort (Ober-Ramstadt) war die gemessene Häufigkeitsverteilung der Spannungen der Impulse etwas unsymmetrisch zur Nulllinie, weil eine Impulsform einer bestimmten Polarität bevorzugt auftrat (Bild 6c). Am Meßort Darmstadt war der Anteil des Gaußschen Rauschens deutlich größer als bei den anderen Messungen (Bild 6d). Dadurch entstand eine längere Parabel.

Im Gegensatz zu den meisten Messungen, deren Häufigkeitsverteilung sich wie in den Bildern 6a - 6d verhält, gab es zwei Messungen (Kassel und Mainz), bei

denen der Anteil des Gaußschen Rauschens vernachlässigbar gering war und die gemessene Verteilungsdichte nur den Impulsanteil aufwies. Das war der Fall, wenn die zu messende Doppelader zusammen mit einer c-Ader im Sternvierer eines Kabelbündels lag. Das Gaußsche Rauschen war hier wegen der Nebensprechübertragungsfunktion zum Nachbarvierer sehr gering, so daß überwiegend nur Impulsstörungen großer Amplitude von der nahen c-Ader im Vierer übersprachen. Dieses Verhalten ist auch im Oszillogramm der Impulse des Meßorts Kassel (Bild 5b) zu sehen. Die Spannung zu impulsfreien Zeiten hat dort nur eine maximale Amplitude von $U_{\text{Gauß}} = 0,4 \text{ mV}$, im Gegensatz zum Bild 5a (Frankfurt), bei dem diese Spannung $2,7 \text{ mV}$ beträgt.

Außer den direkt gemessenen Histogrammen der Spannungswerte wurden zusätzlich Häufigkeitsverteilungen in die Untersuchungen einbezogen, die aus gespeicherten Impuls-Blöcken berechnet wurden (Bild 6e). Hierbei wurde jeder Spannungswert statt jedem 100. gezählt. Die auf diese Weise ermittelten Verteilungen haben keine ausgeprägte Parabel, weil die impulsfreien Zeiten weitgehend nicht mitaufgezeichnet wurden. Dagegen stimmt die berechnete Verteilung mit der Dichtefunktion des Impulsgeräuschs nach Gleichung (4) überein. Dabei ist von den relativen Maxima an den Rändern der Kurve abzusehen, die von einzelnen Impulsen stammen, die einen großen Einfluß auf Spannungswerte mit einer sehr geringen Häufigkeit von 10^{-8} haben.

3.3 Verteilungsdichtefunktion der Impulsabstände

3.3.1 Definition und Darstellungsform

Der Abstand d zweier Impulse ist als Differenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden Triggerzeitpunkten definiert (Bild 7). Die Triggerschwelle wurde auf denselben Wert wie bei der Impulsmessung desselben Meßorts eingestellt (Kapitel 2.2).

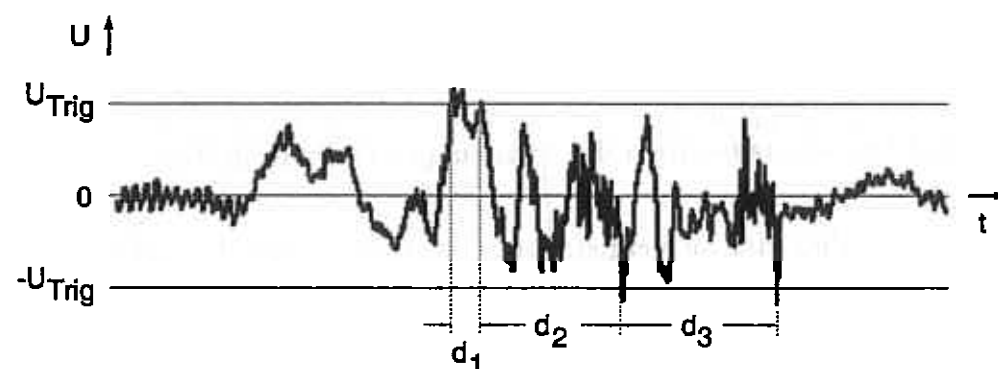


Bild 7: Definition des Abstands der Impulse

Für die Berechnung der Abstandsverteilung mußten die $4 \cdot 10^9$ aufgenommenen Abstandswerte in Klassen eingeteilt werden. Zur Vereinfachung wurde eine logarithmische Klasseneinteilung gewählt, so daß sich auch eine Abstandsverteilung

in logarithmischem Maßstab ergab. Als Darstellung der Abstandsverteilung ist die relative Häufigkeit $h_d(t)$ oder die komplementäre relative Summenhäufigkeit $H_d(t) = H_d(d \geq t)$ üblich, wobei

$$h_d(t) = -\frac{dH_d(t)}{dt} \quad (5)$$

gilt.

Bild 8 zeigt die aus den Abstandsmessungen bestimmten Verteilungen für sechs verschiedene Meßorte. Es sind jeweils beide Darstellungen eingezeichnet. Die Abstände beginnen erst bei $t = 4,7 \mu\text{s}$, entsprechend der Breite des Triggerimpulses. Die Kurven der relativen Häufigkeit haben ein relatives Maximum bei $t \approx 100 \text{ ms}$ in der logarithmischen Darstellung, welches durch die Transformation eines linearen Koordinatensystems in ein logarithmisches hervorgerufen wird (s. Kapitel 3.3.2). Im linearen Maßstab ist dieses Maximum nicht vorhanden. Zur Approximation der Abstandsverteilung wurde die relative Häufigkeit $h_d(t)$ gewählt, weil mit den für die Summenhäufigkeit anzusetzenden Funktionen (Potenzfunktionen) der benutzte Approximationsalgorithmus nicht konvergierte. Dagegen ließen sich Exponentialfunktionen, die für den vorliegenden Verlauf von $h_d(t)$ geeignet erscheinen, besser verwenden.

3.3.2 Transformation einer Dichtefunktion

Abstände von zufälligen Ereignissen lassen sich durch einen Poisson-Prozeß mit der Verteilungsdichtefunktion

$$f_p(t) = \lambda e^{-\lambda t} \quad (6)$$

beschreiben.

Dabei ist $\lambda > 0$ die mittlere Auftretswahrscheinlichkeit der Ereignisse, in unserem Fall die mittlere Impulsrate. Sie ist direkt proportional zum Telefonverkehr, der in dem Kabel geführt wird.

Bei der Transformation der x -Koordinate einer Dichtefunktion $f(x)$ ist zu beachten, daß nach dem Ersetzen der Variable x durch eine andere Variable ξ die resultierende Funktion mit dem Betrag der Ableitung $dx(\xi)/d\xi$ multipliziert werden muß (Substitutionsregel):

$$f(\xi) = f(x(\xi)) \cdot \left| \frac{dx(\xi)}{d\xi} \right| \quad (7)$$

Mit dieser Multiplikation wird gleichzeitig sichergestellt, daß die transformierte Funktion wieder eine Dichtefunktion ergibt, d.h., daß ihr Integral im transformierten Koordinatensystem Eins bleibt.

Für die Transformation eines linearen Maßstabs in einen logarithmischen gilt

$$\begin{aligned} \xi &= \log_{10}(x) , \\ \frac{dx(\xi)}{d\xi} &= \ln(10) \cdot 10^\xi . \end{aligned} \quad (8)$$

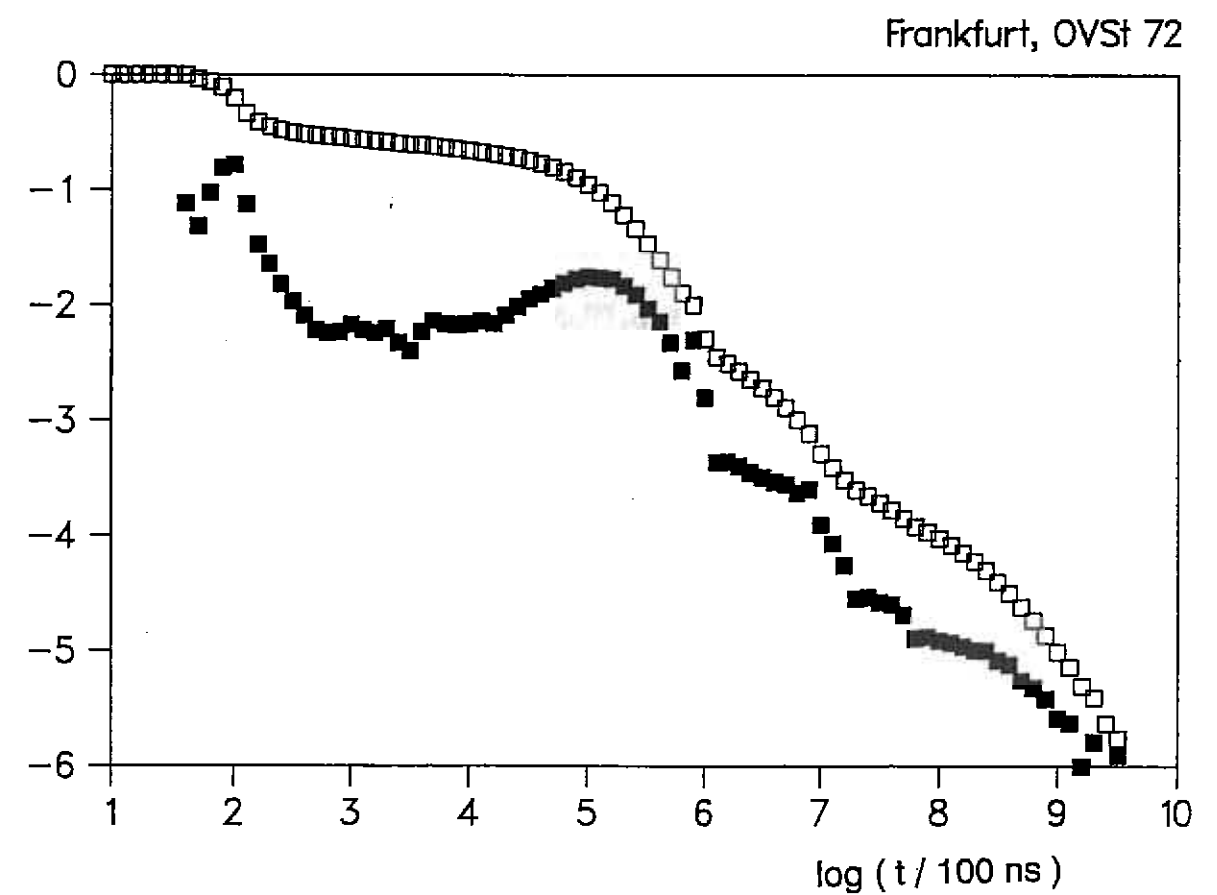
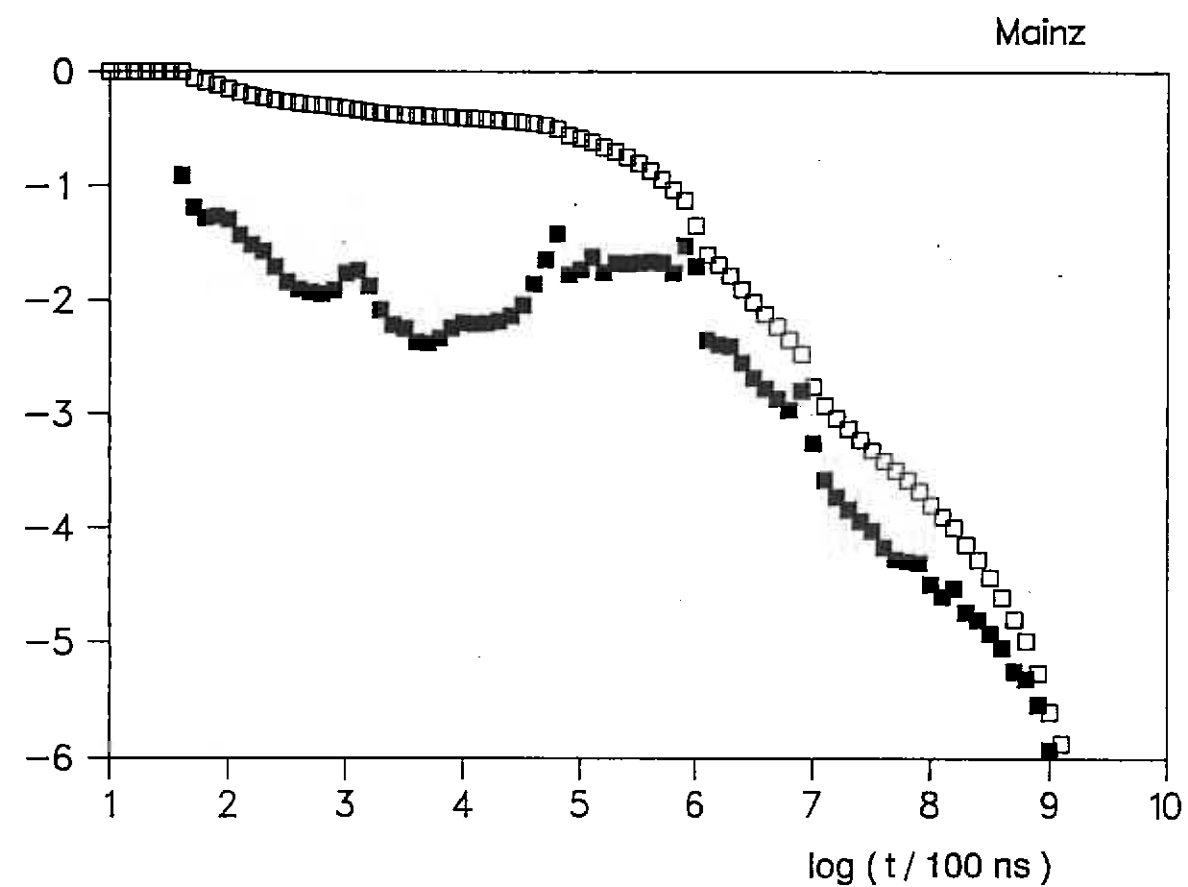
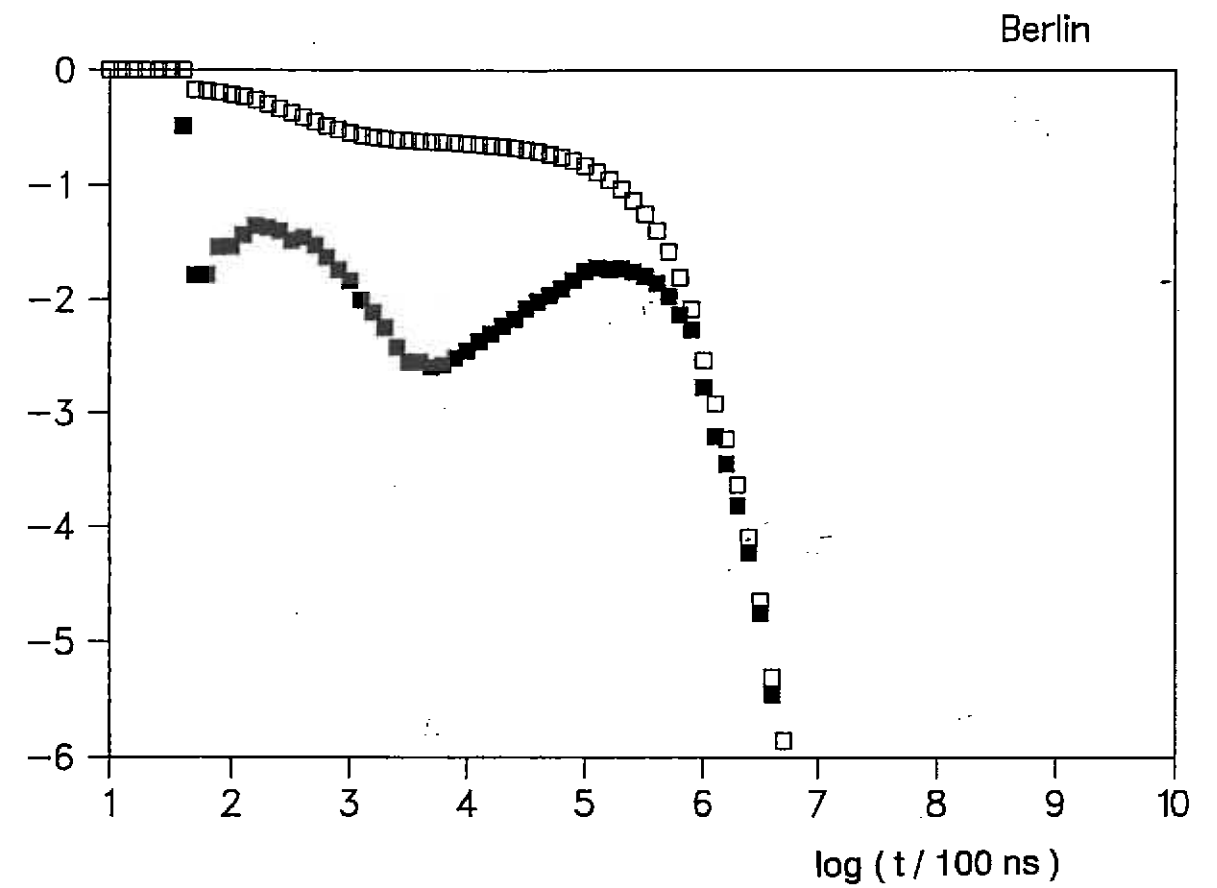
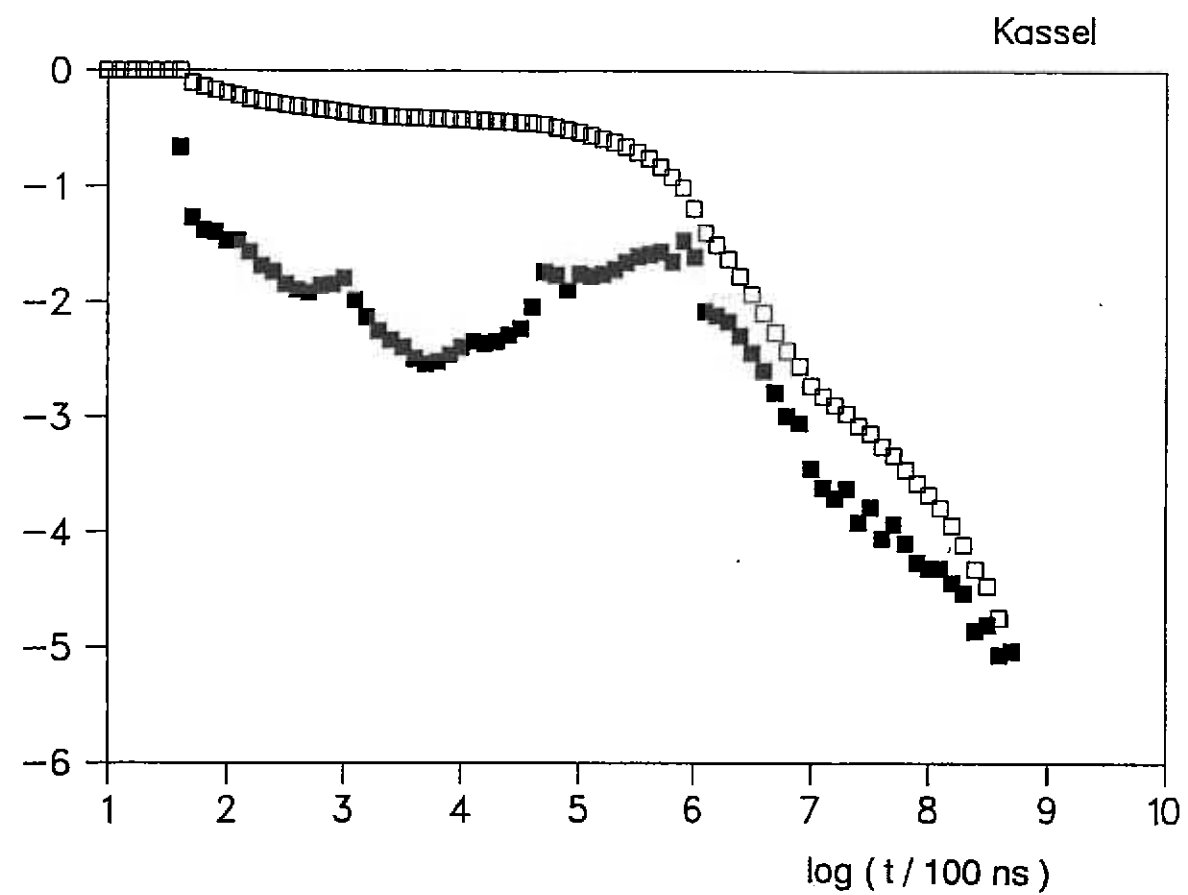


Bild 8a,b: Häufigkeitsverteilungen der Impulsabstände
 $\square \log_{10}(H_d(t))$, $\blacksquare \log_{10}(h_d(t))$

Bild 8c,d: Häufigkeitsverteilungen der Impulsabstände
 $\square \log_{10}(H_d(t))$, $\blacksquare \log_{10}(h_d(t))$

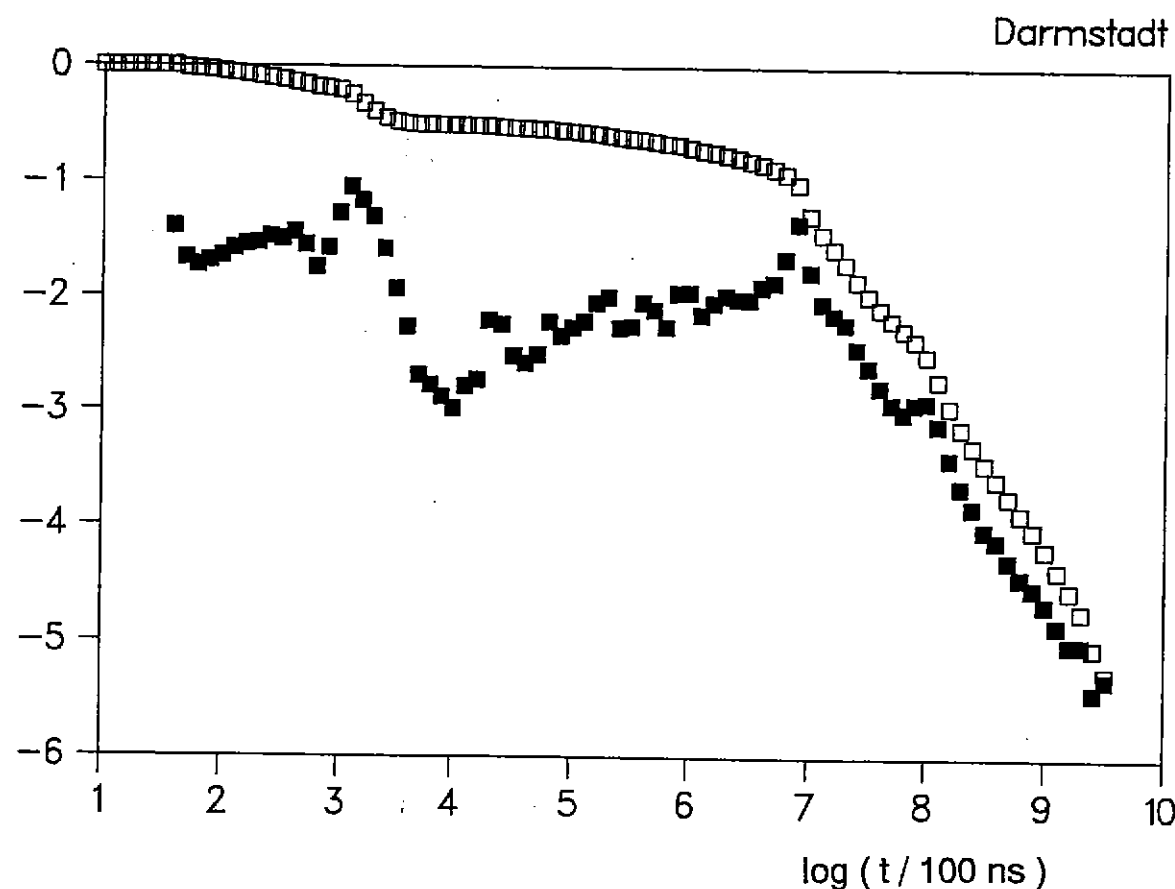
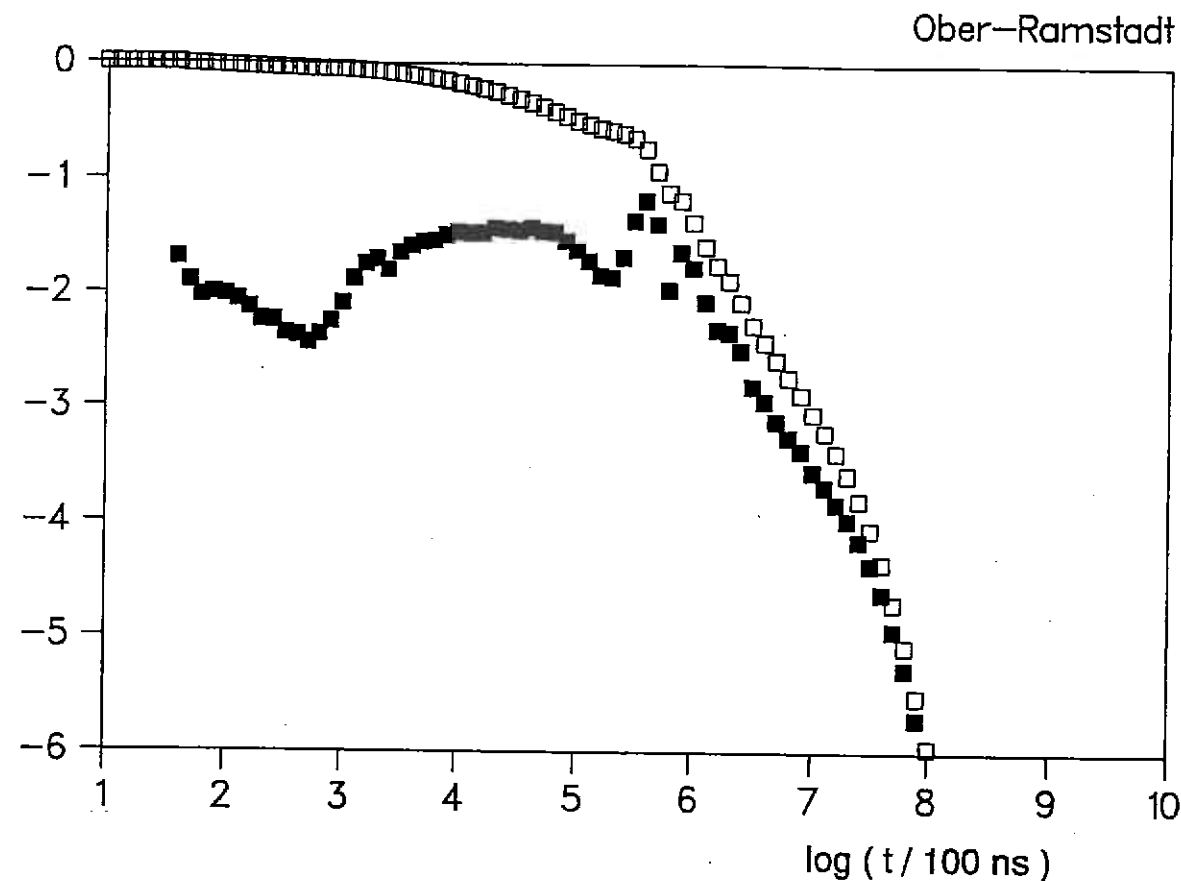


Bild 8e,f: Häufigkeitsverteilungen der Impulsabstände
 $\square \log_{10}(H_d(t))$, $\blacksquare \log_{10}(h_d(t))$

Die Poisson-Verteilung von Gleichung (6) soll nun mit zwei freien Parametern c_1, c_2 angesetzt werden:

$$f(x) = c_1 e^{-c_2 x} \quad (9)$$

Mit den Gleichungen (7) bis (9) erhält man

$$f(\xi) = c_1 e^{-c_2 10^\xi} \cdot \ln(10) \cdot 10^\xi \quad (10)$$

und im doppeltlogarithmischen Maßstab

$$\log_{10}(f(\xi)) = \log_{10}(c_1 \ln(10)) + \xi - \frac{c_2}{\ln(10)} 10^\xi \quad (11)$$

Die Poisson-Verteilung im doppeltlogarithmischen Maßstab besteht demnach aus einer Überlagerung einer Geraden mit der Steigung 1 und einer negativen, abfallenden Exponentialfunktion. Die so entstehende Verteilungsdichtefunktion steigt zunächst linear mit der Steigung 1 an, geht in ein Maximum bei $\xi = -\log_{10}(c_2)$ über und fällt schließlich steil ab.

3.3.3 Wahl einer geeigneten Verteilungsdichtefunktion

Im Bild 9a wurde die gemessene Häufigkeitsverteilung der Abstände eines Meßorts durch eine Poisson-Verteilung nach Gleichung (11) angenähert. Während die Meßwerte im Intervall von $t = 3$ ms bis $t = 200$ ms gut approximiert werden, treten die kurzen Abstände öfter auf, als es bei einem Poisson-Prozess zu erwarten wäre. Das bedeutet, daß die kurzen Abstände statistisch nicht unabhängig voneinander sind. Diese Abstände werden als Zwischenräume innerhalb eines Impulsereignisses betrachtet und brauchen nicht nachgebildet zu werden.

Der größte Abstand, der gerade noch zu dem Innern eines Impulsereignisses gehört, kann näherungsweise als die Stelle t angenommen werden, an der sich die beiden Verteilungsdichten des Poisson-Prozesses und des Prozesses für die Zwischenräume schneiden. Diese Stelle liegt im relativen Minimum der Kurve, im Beispiel von Bild 9a bei $500 \mu s$.

Die meisten Abstandsmessungen lassen sich nicht durch eine Poisson-Verteilung beschreiben. Bei vielen Messungen war der Abfall der Häufigkeitsverteilung für große Abstände flacher als bei einer Poisson-Verteilungsdichte. Diese Abstände wurden überwiegend zu Zeiten schwachen Telefonverkehrs, besonders nachts, gemessen.

Wenn die Abstandsverteilung über einen Zeitraum mit sich stark ändernden mittleren Impulsraten gemessen wird, kann sie durch das Integral der Poisson-Verteilung über eine gleichverteilte mittlere Impulsrate λ im Bereich von 0 bis λ_0 angenähert werden, wie in [4] vorgeschlagen:

$$H_d(t) = \frac{1}{\lambda_0} \int_0^{\lambda_0} e^{-\lambda t} d\lambda = \frac{1 - e^{-\lambda_0 t}}{\lambda_0 t} \quad (12)$$

$$h_d(t) = \frac{1}{\lambda_0 t^2} (1 - (1 + \lambda_0 t) e^{-\lambda_0 t})$$

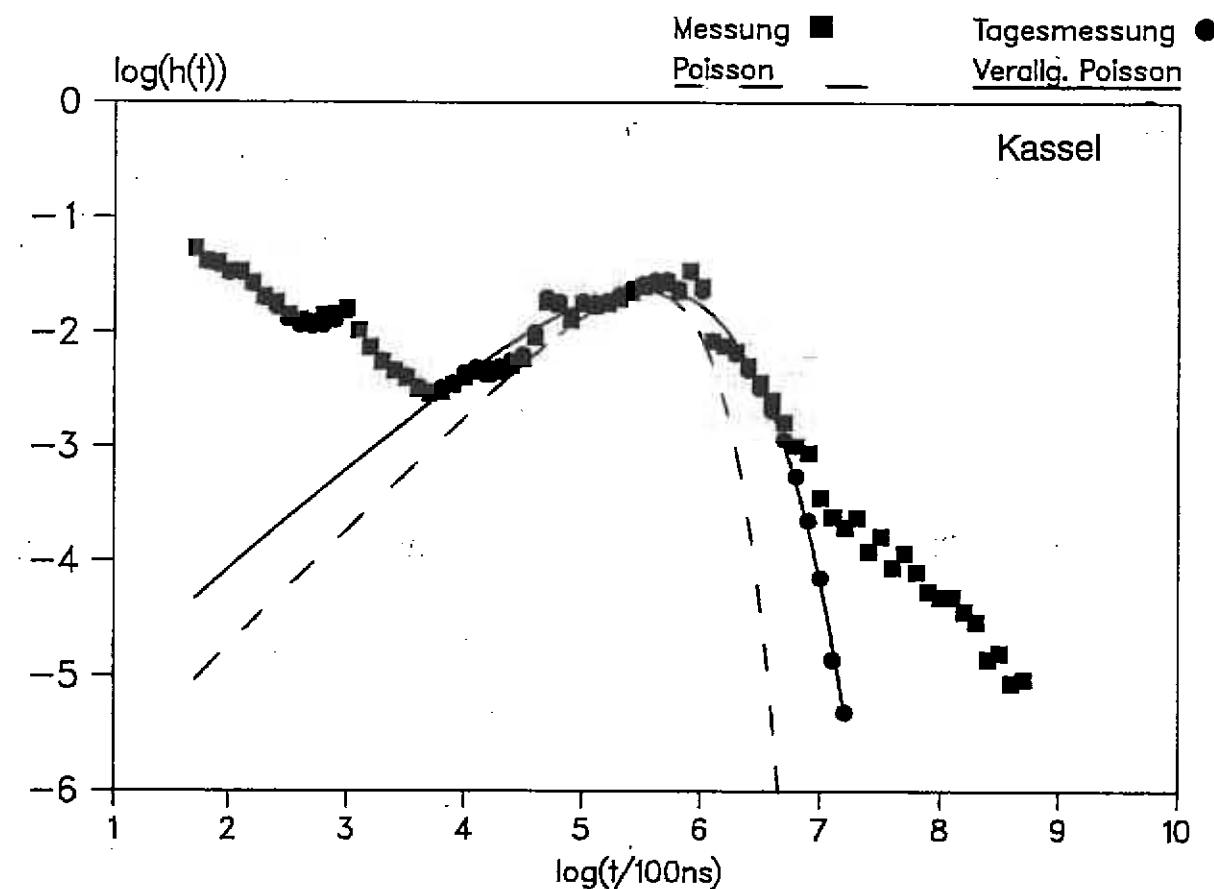
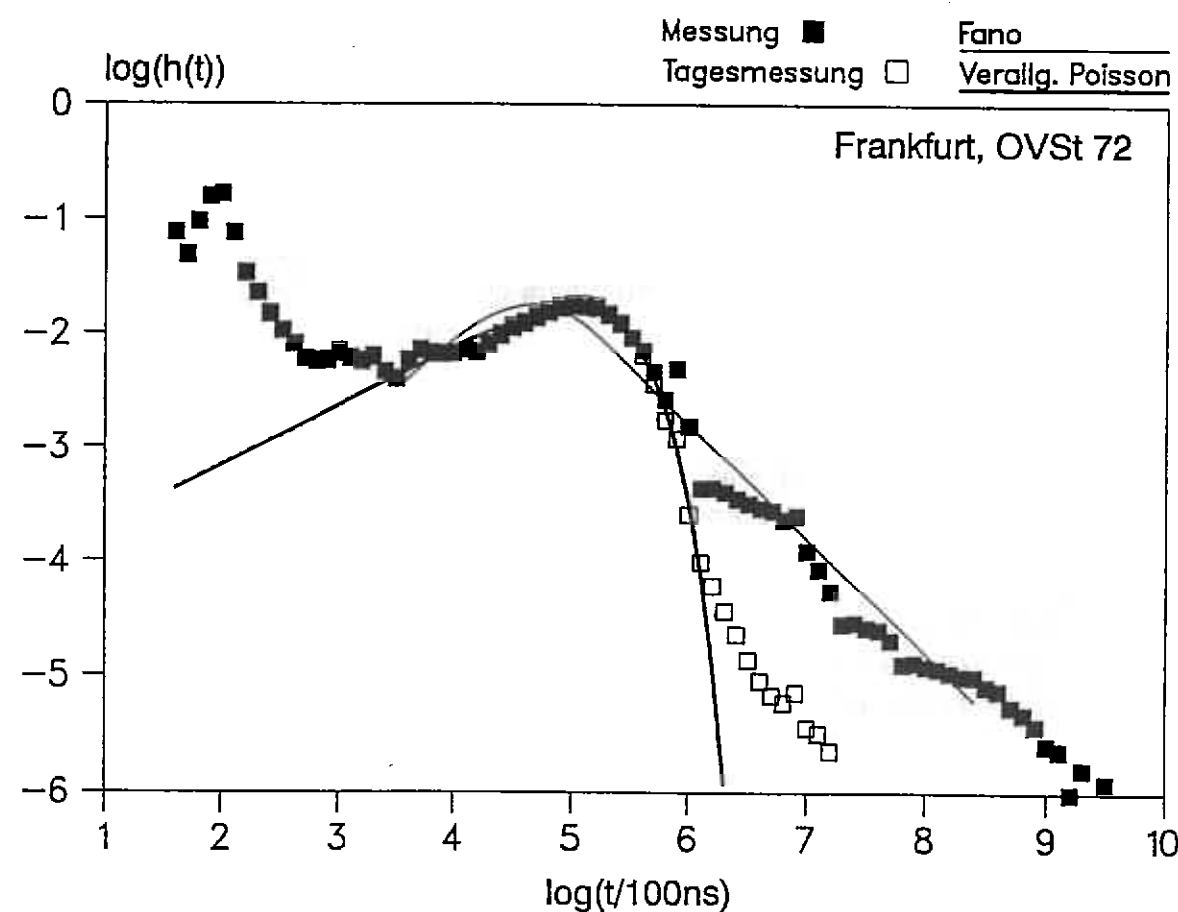
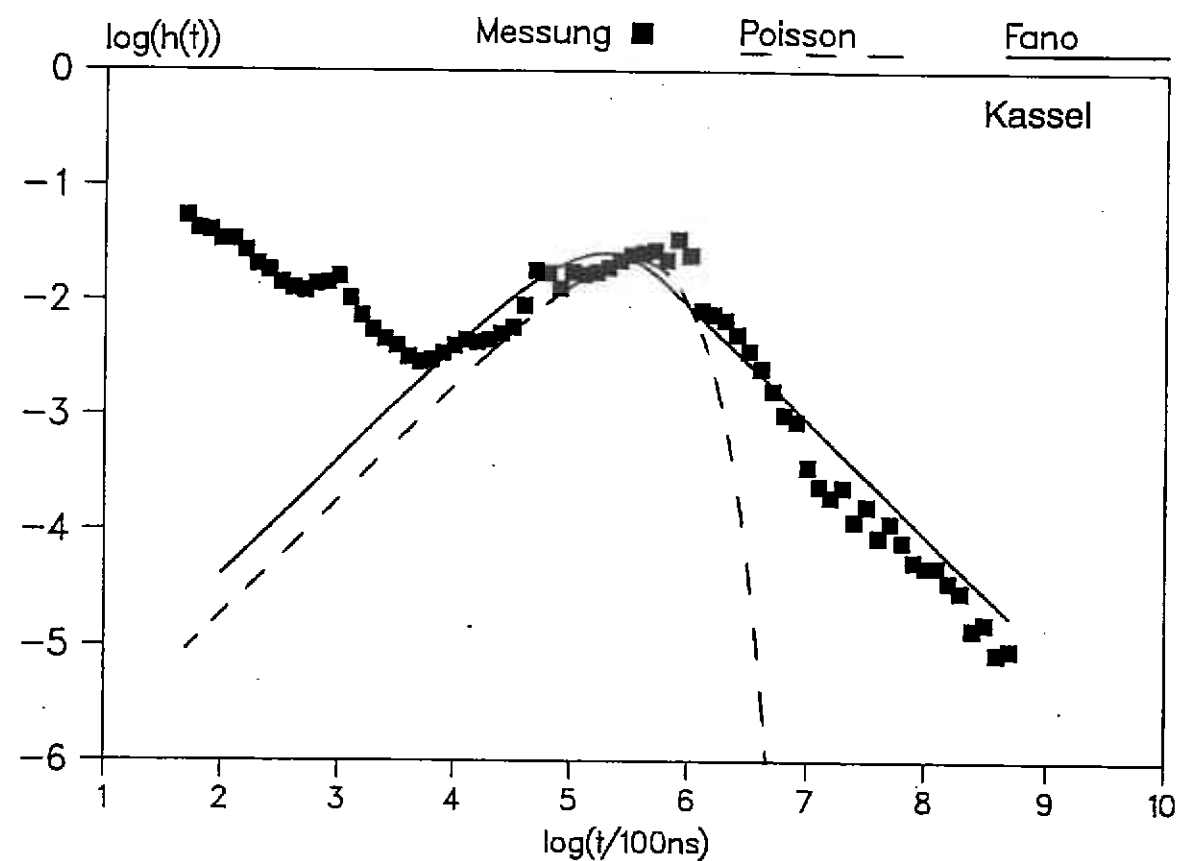


Bild 9: Approximation der Abstandsverteilungsdichten
a) links oben, b) links unten, c) rechts oben

Fanos Häufigkeitsverteilung nach Gleichung (12) erwies sich nur für die Messungen als passend, bei denen starke Schwankungen im Telefonverkehr auftraten (Bilder 9a und b). Beispielsweise war dies im Bankenviertel von Frankfurt der Fall, wo das Verhältnis der kleinsten (nachts) zu der größten (tagsüber) mittleren Impulshäufigkeit $\bar{d}_{\max}/\bar{d}_{\min}$ mit 2760 extrem hoch war (Tabelle 3). Oft konnte die Approximation nach Gleichung (12) den Abfall der Kurven für große Abstände gut annähern. Dagegen liegen die Kurven im wichtigen Bereich des „Maximums“ (mittlere Abstände) kaum übereinander. Einige Abstandsverteilungen ließen eine Approximation nach Fano überhaupt nicht zu.

Für eine genauere Approximation muß über $e^{-\lambda t}$ mit der exakten Verteilung der λ statt der angenommenen Gleichverteilung integriert werden. Da die exakte Verteilung der λ schwierig zu bestimmen und zu beschreiben sein wird, soll diese Methode nicht weiter verfolgt werden.

Meßort	$\bar{d}/\mu s$	$\bar{d}_{max}/\bar{d}_{min}$	λ_o^{-1}/ms
Darmstadt	575	1440	—
Ober-Ramstadt	2269	7	—
Frankfurt, OVSt 72	51	2760	2,63
Kassel	216	630	10,44
Berlin, DA 226	64	120	2,05
Mainz	239	95	10,44

\bar{d} = Mittlerer Abstand der Impulse

Tabelle 3: Parameter für die Messung und Approximation der Abstandsverteilungsdichten (tagsüber und nachts)

Auch mit einer Pareto-Verteilung

$$H_d(t) = q_1 + q_2 t^{-1/2} \quad (13)$$

läßt sich die gemessene Häufigkeitsverteilung nicht gut approximieren, denn diese beeinflusst hauptsächlich den Kurventeil für kurze Abstände, d.h. die statistisch abhängigen, die hier unberücksichtigt bleiben sollen.

Für das später zu bildende Modell wurden deshalb nur die tagsüber bei starkem Telefonverkehr gemessenen Abstände verwendet. Damit sind die nachgebildeten Abstände im Mittel kürzer als die gemessenen, die Impulse treten öfter auf (Worst-Case-Abschätzung).

Die Poisson-Verteilung nach Gleichung (11) mußte trotz dieser Einschränkung modifiziert werden, indem die Anfangssteigung a_4 der Geraden, die Krümmung der Kurve beim Maximum (Basis a_2 der Potenzfunktion) und die Lage a_3 des Maximums als freie Parameter angesetzt werden:

$$\log_{10}(f_d(\xi)) = a_1 + a_4 \xi - \frac{a_4}{\ln(a_2)} a_2^{(\xi - a_3)} \quad (14)$$

Gleichung (14) kann als verallgemeinerte Poisson-Verteilung bezeichnet werden. Sie nähert fast alle Tagesmessungen der Abstände gut an (Bild 9c). Nur bei der Abstandsmessung im Frankfurter Bankenviertel kann der rechte Teil der Kurve für $t > 126$ ms nicht exakt approximiert werden (Bild 9b). Die gewählte Näherung bevorzugt hier die kurzen Abstände in noch größerem Umfang als bei den anderen Meßorten. Eine Worst-Case-Abschätzung ist aber auch hier gegeben.

Durch Rücktransformation von Gleichung (14) in ein lineares Koordinatensystem ergibt sich

$$f_d(x) = \frac{10^{a_1}}{\ln(10)} x^{a_4 - 1} 10^{-\frac{a_4}{\ln(a_2)} \log_{10}(x) - a_3} \quad (15)$$

mit $x = t/100$ ns. Die approximierten Parameter a_2, a_3, a_4 sind für sechs Meßorte in Tabelle 6 (s. Kapitel 4.1.4) aufgeführt. Der Parameter a_1 folgt aus der Integration über $f_d(x)$, die Eins ergeben muß.

Bisher wurden die Spitzen bei bestimmten Abständen in den gemessenen Häufigkeitsverteilungen nicht berücksichtigt. Sie werden durch die festgelegten Breiten der Impulse und Pausen der Schaltkennzeichen hervorgerufen.

Die Wählimpulse auf der a-Adre sind 60 ms breit und haben eine Pause von 40 ms (mit gewisser zulässiger Toleranz). Da jeder Schaltvorgang der Signalisierung einen Störimpuls induzieren kann, sind alle Abstände zwischen den Impulsflanken mögliche Abstandswerte der Messung. Dies bedeutet, daß mit relativ großer Häufigkeit der Wert 60 ms sowie mit geringerer Häufigkeit die Werte 40 ms, 100 ms und Vielfache davon auftreten können. Für eine genauere Approximation der Abstandsverteilung können die gemessenen Spitzen zu der Verteilungsdichtefunktion nach Gleichung (14) addiert werden.

3.4 Verteilungsdichtefunktion der Impulslängen

Zur Definition der Länge l eines Impulsereignisses an Hand von Bild 10 wird ein Intervall t_D eingeführt, damit Spannungswerte, die durch zwei verschiedene Quellen verursacht werden, zwei getrennten Impulsen zugeordnet werden können. Diese Zuordnung auf Grund der gemessenen Häufigkeitsverteilung kann nur annähernd genau sein, da die wirklichen Quellen nicht bekannt sind. Für die Statistik der Impulslängen ist die Genauigkeit ausreichend. Die Dauer t_D ist geeignet zu wählen. An Hand der Abstandsverteilung wurde ein und dieselbe Intervalldauer von $t_D = 100 \mu s$ für alle Meßorte festgelegt, da sich bei der Wahl von t_D im Bereich zwischen $10 \mu s$ und 1 ms die berechnete Längenverteilung kaum ändert (vgl. relatives Minimum der Abstandsverteilungsdichte).

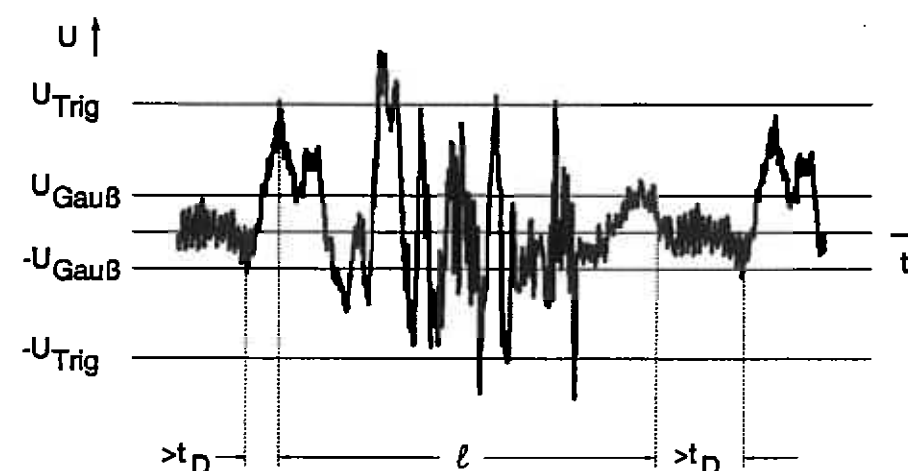


Bild 10: Definition der Länge der Impulsereignisse

Ein Impulsereignis beginnt, wenn die Triggerschwelle überschritten wird und zuvor die Spannung eine Intervalldauer t_D lang unter der Schwelle $U_{Gauß}$ gelegen hat. Das Impulsereignis endet zu dem Zeitpunkt, ab dem die Schwelle $U_{Gauß}$ für die Zeit t_D erneut unterschritten bleibt. Die Länge l ist die Differenz zwischen dem definierten Anfangs- und Endzeitpunkt (vgl. auch [3]).

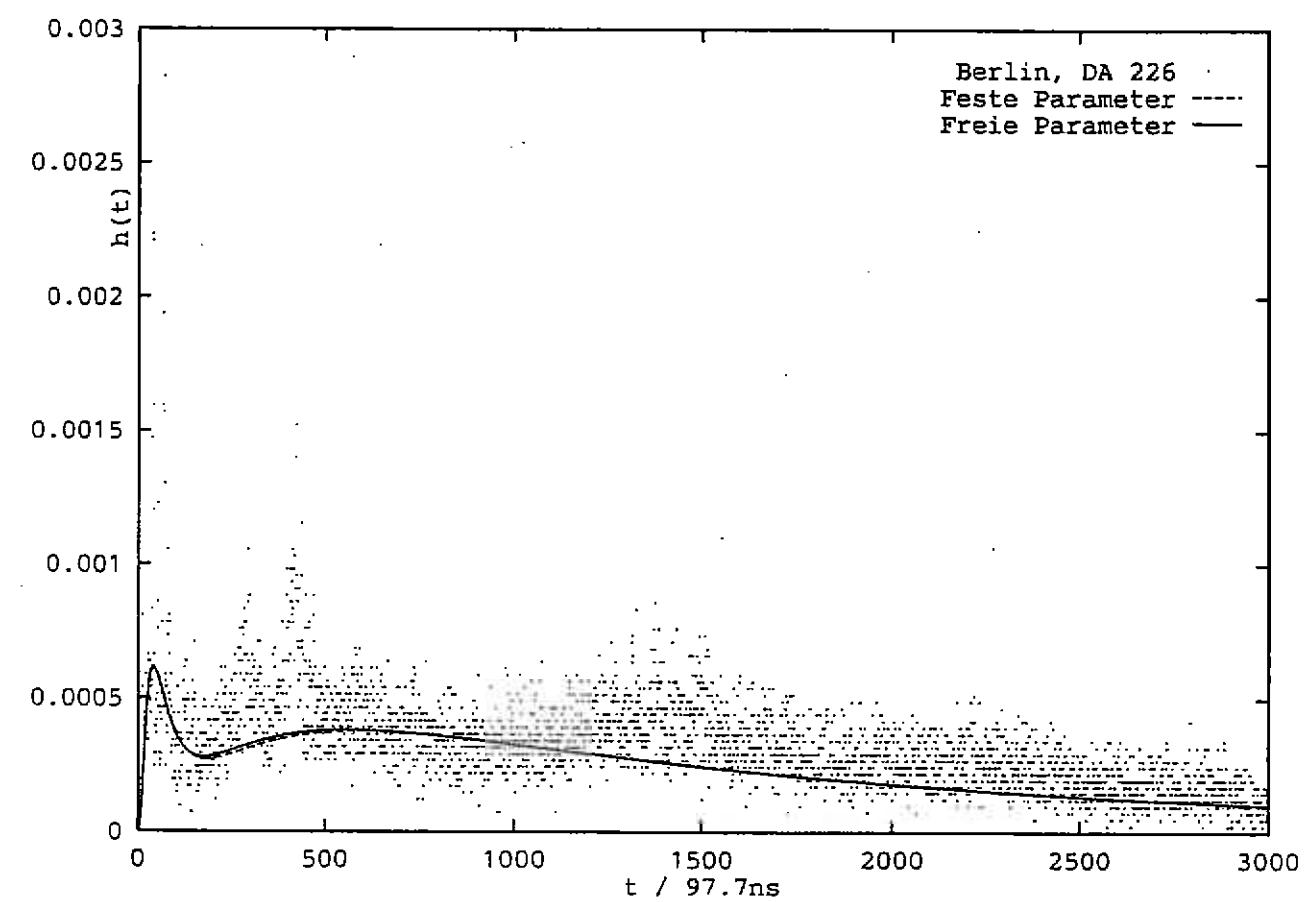
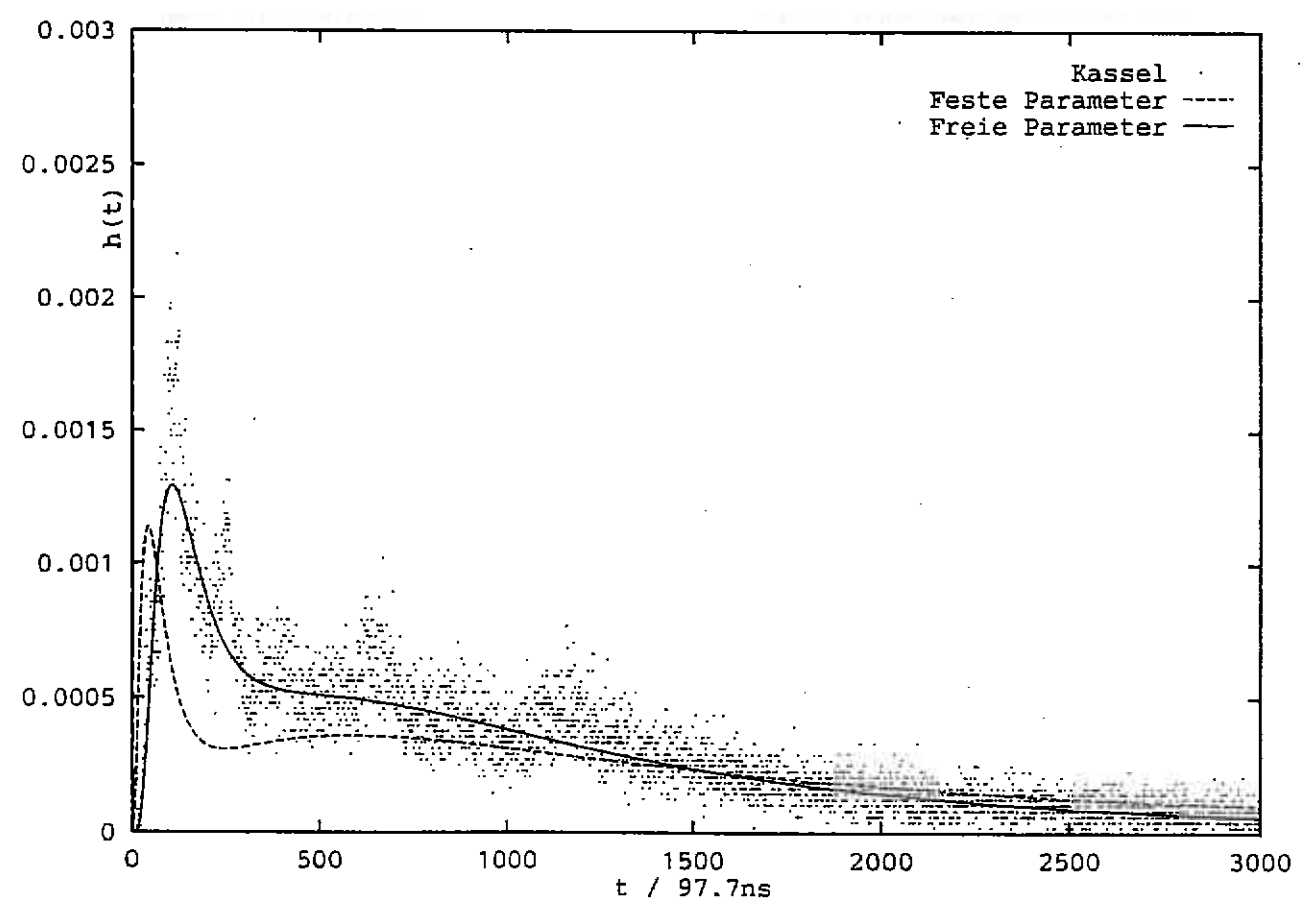
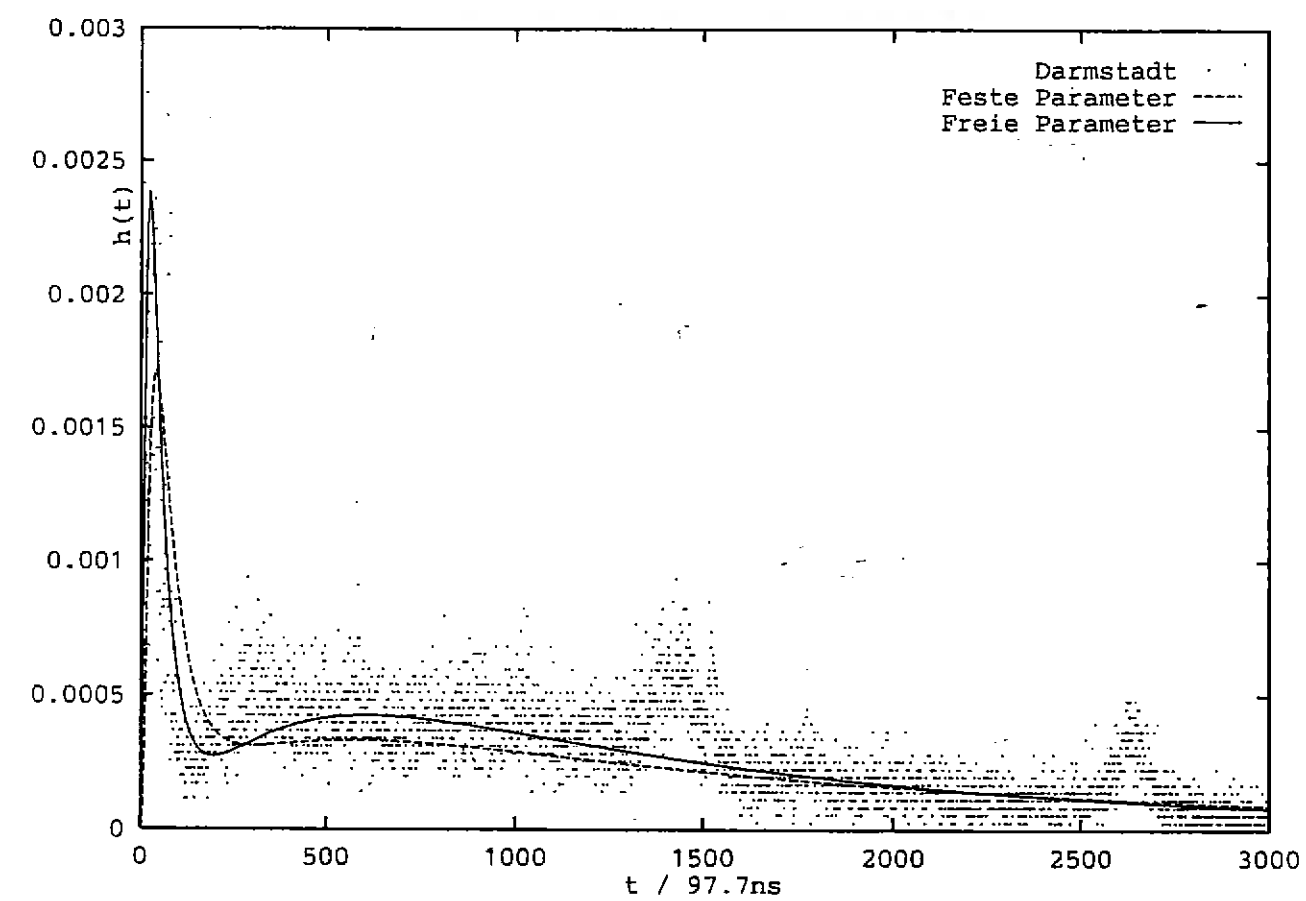
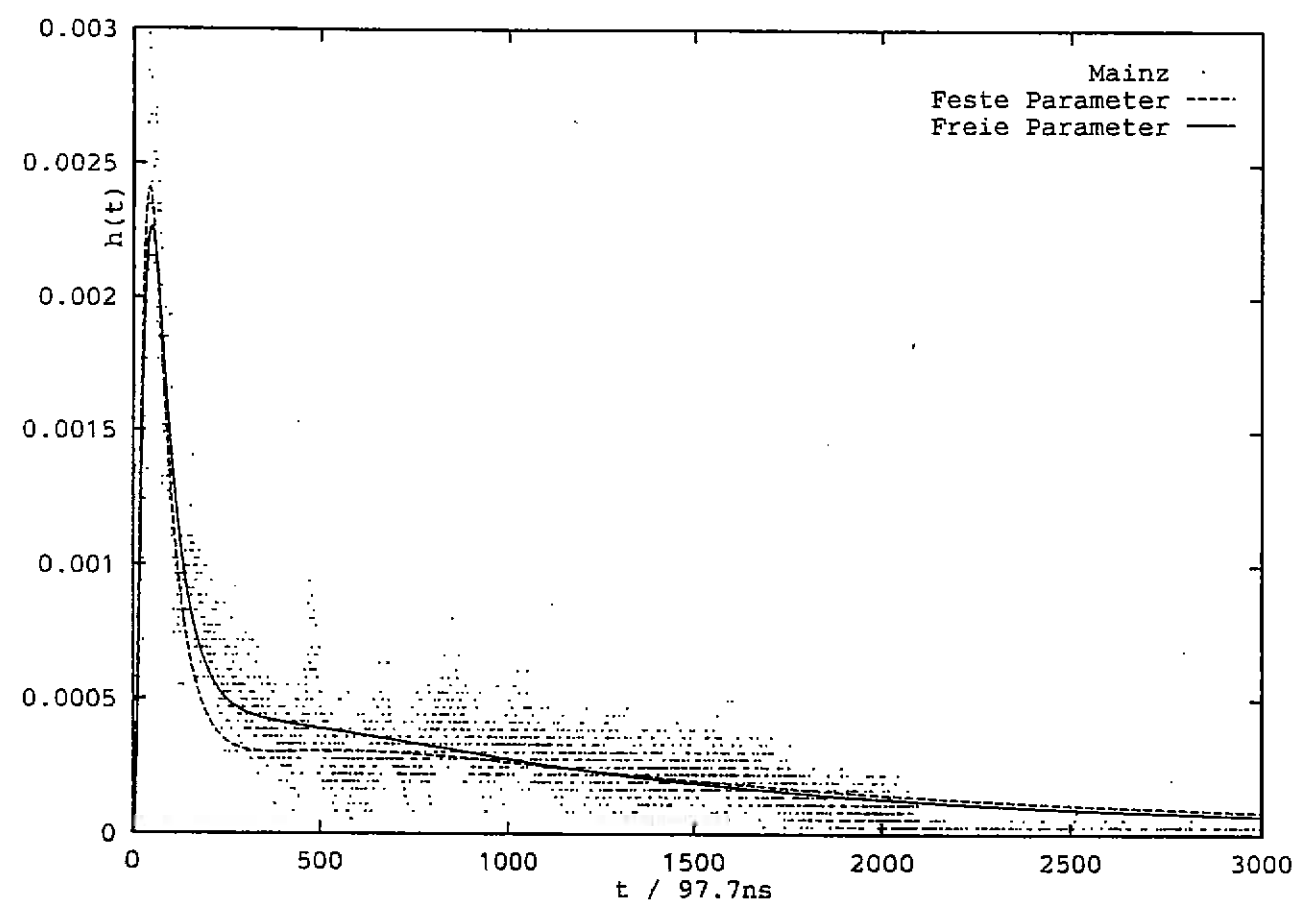


Bild 11a,b: Gemessene und approximierte Längenverteilungsdichten

Bild 11c,d: Gemessene und approximierte Längenverteilungsdichten

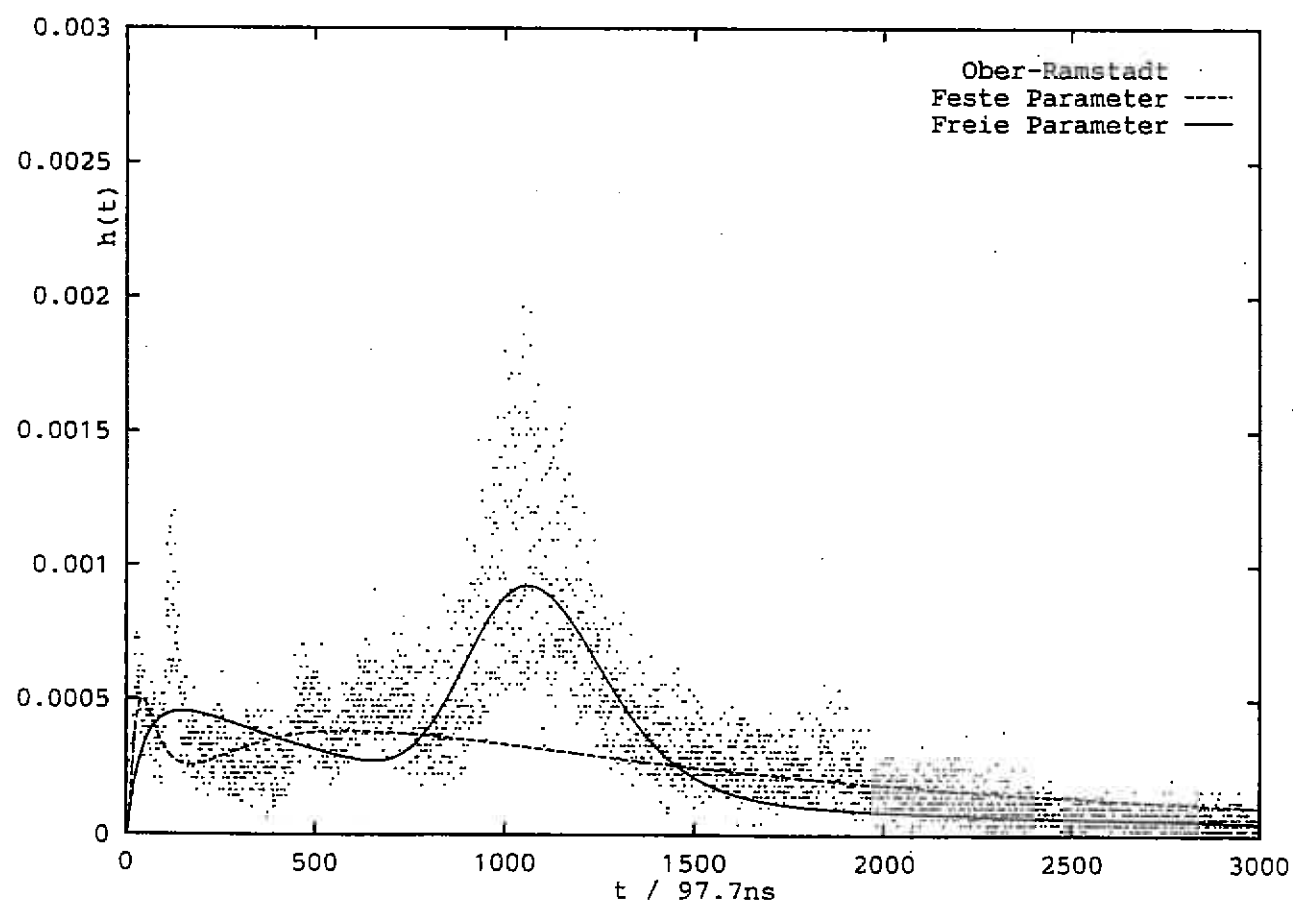
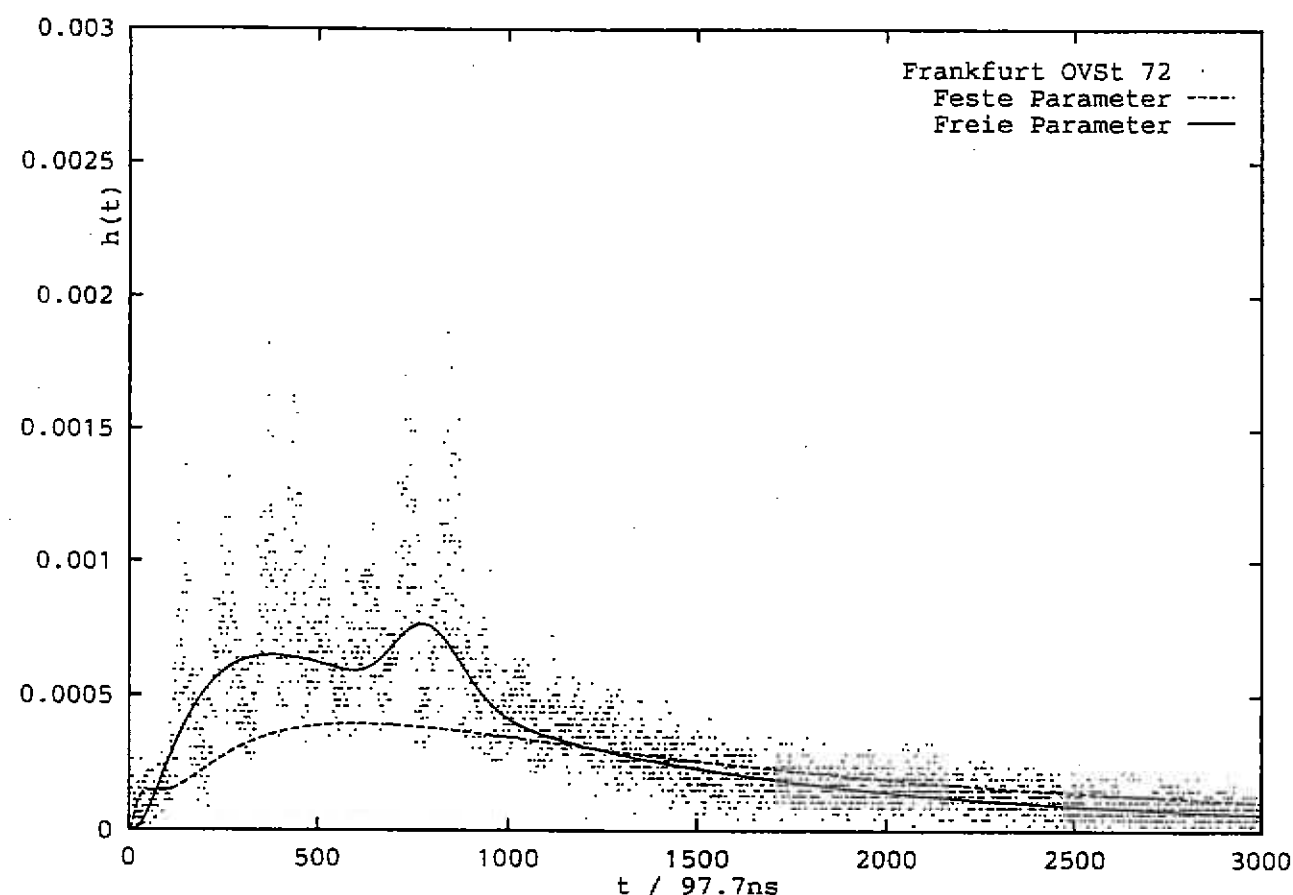


Bild 11e,f: Gemessene und approximierte Längenverteilungsdichten

Mit dieser Definition wurden die Häufigkeitsverteilungen der Impulslänge von sechs Meßorten berechnet. Bild 11 zeigt im linearen Maßstab sechs aus gespeicherten Impulsen berechnete Verteilungen. Von allen untersuchten Statistiken wiesen die Längenverteilungen die größten Unterschiede zwischen den einzelnen Meßorten auf.

Die relative Häufigkeitsverteilung von Mainz, wo die c-Ader zusammen mit der Meßader in einem Vierer lag, kann als typisch betrachtet werden, weil der Anteil des Gaußschen Rauschens gering war. In [3] wurde eine ähnliche Längenverteilung für das amerikanische Netz angegeben, wobei dort die Längeneinheit ungefähr um das 100fache größer war.

Die typische Kurve steigt bis zu einem Maximum bei $t = 4\mu\text{s}$ an und fällt dann wieder ab. Die mittlere Länge \bar{l} beträgt $94\mu\text{s}$. Dieser Verlauf läßt sich mit der Summe zweier Log-Normal-Verteilungsdichten

$$f_1(t) = B \frac{1}{\sqrt{2\pi}s_1 t} e^{-\frac{1}{2s_1^2} \ln^2(t/t_1)} + (1-B) \frac{1}{\sqrt{2\pi}s_2 t} e^{-\frac{1}{2s_2^2} \ln^2(t/t_2)} \quad (16)$$

für $t > 0$ annähern.

Wenn alle gemessenen Verteilungen mit demselben Ansatz von Gleichung (16) und den freien Parametern B, s_1, s_2, t_1, t_2 approximiert werden, ergeben sich zumindest geglättete Näherungskurven. Dabei unterscheiden sich die ermittelten Parameter s_1, s_2, t_1, t_2 der einzelnen Meßorte kaum (s. Tabelle 4). Sie können deshalb auf bestimmte Werte festgelegt werden.

Mit den festen Parametern

$$\begin{aligned} s_1 &= 7,68 \cdot 10^6 \\ s_2 &= 10,24 \cdot 10^6 \\ t_1 &= 7,2\mu\text{s} \\ t_2 &= 160\mu\text{s} \end{aligned} \quad (17)$$

wurden die Häufigkeitsverteilungen erneut approximiert, um den Koeffizienten B für jeden Meßort zu ermitteln (s. Tabelle 6).

Aus Bild 11 ist ersichtlich, daß die Approximation mit 5 freien Parametern genauer ist. Da jedoch das Modell aus möglichst wenigen freien Parametern bestehen soll, wird die Nachbildung von Gleichung (16) mit den festen Parametern (17) gewählt.

Meßort	$\frac{U_{Trig}}{mV}$	$\frac{U_{Gauß}}{mV}$	$\bar{l}/\mu s$	B	$s_1/10^6$	$s_2/10^6$	$t_1/\mu s$	$t_2/\mu s$
Darmstadt	1,34	0,67	87,0	0,166	8,26	8,96	4,68	128,2
Ober-Ramstadt	6,70	2,37	101,8	0,66	14,54	1,71	109,26	107,1
Frankfurt, OVSt 72	6,25	2,72	85,5	0,94	9,83	1,12	93,10	77,8
Kassel	1,34	0,36	81,8	0,236	6,28	8,14	14,50	108,2
Berlin, DA 226	3,57	1,38	95,9	0,06	7,68	10,44	6,85	158,2
Mainz	1,79	0,58	93,6	0,256	7,68	10,63	7,95	125,7

Tabelle 4: Parameter für die Messung und Approximation der Längenverteilungsdichte

3.5 Verteilungsdichtefunktion der Spitzenwerte

Für ein Modell, das auf den Verteilungsdichtefunktionen der Spannungen, Abstände und Längen beruht, ist die Verteilung der Spitzenwerte (oder der maximalen Amplituden) der Impulse nicht notwendig. Die Spitzenwertverteilung ist dann erforderlich, wenn ein repräsentativer Impuls oder mehrere gespeicherte Impulse zur Erzeugung einer modellierten Störung benutzt werden sollen. Für diesen möglichen Anwendungsfall und auch zum Vergleich mit früheren Messungen [8] wurde die Häufigkeitsverteilung der Spitzenwerte bestimmt. Alle zuvor gemessenen Spannungsverteilungen bezogen sich - soweit bekannt - nur auf maximale Amplituden der Impulse.

Eine typische Häufigkeitsverteilung der Spitzenwerte zeigt Bild 12. Sie gilt nur für Spannungen, die größer als die Triggerschwelle sind. Anteile unterhalb der Triggerschwelle wurden registriert, weil bei der Impulsmessung auch Blöcke aufgezeichnet wurden, deren Spannungswerte die Triggerschwelle nicht erreichten. Dies war dadurch bedingt, daß auf das nichtgefilterte Signal getriggert wurde.

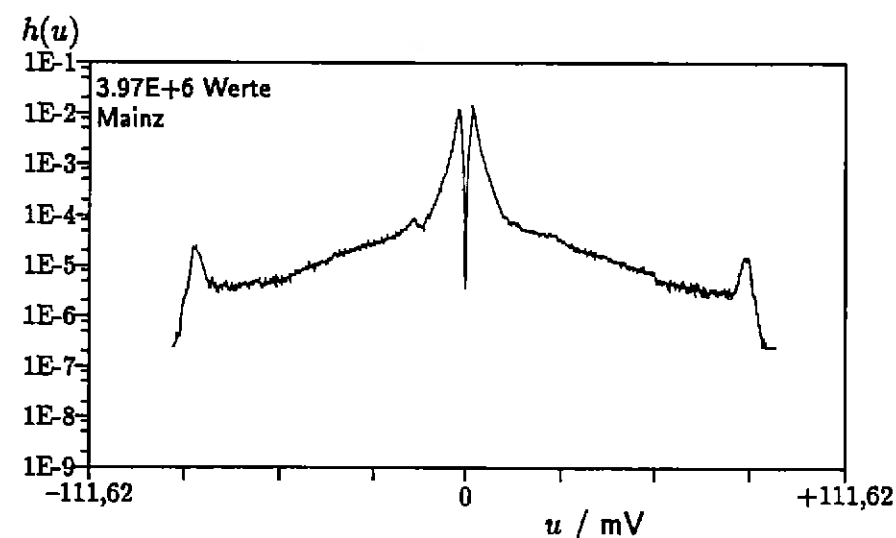


Bild 12: Histogramm der Spitzenwerte der Impulsereignisse

Die relativen Maxima bei $u = \pm 75$ mV der Verteilung sind wie bei der Histogramm-messung der Spannung (Bild 6e) durch die Berechnung aus gespeicherten Impulsen erklärbar. Die wirkliche Kurve (ohne Maxima) besteht aus zwei Teilen, die jeweils symmetrisch zur Spannung Null verlaufen und bei $u = 12$ mV ineinander übergehen. Eine abschnittsweise Nachbildung der Spitzenwert-Verteilungsdichtefunktion wurde schon in [8] beschrieben.

3.6 Mittleres Leistungsdichtespektrum der Impulse

In vielen Fällen reichen die Verteilungsdichtefunktionen zur Beschreibung der Impulsstörung nicht aus. Dann ist auch das Leistungsdichtespektrum wichtig. Unter der Annahme eines ergodischen Prozesses soll hier das mittlere Leistungsdichtespektrum näherungsweise durch Mittelung über die Betragsquadrate der Spektren von Impulsen berechnet werden:

$$\overline{L(f)} \approx \frac{1}{N \cdot T_B} \sum_{v=0}^{N-1} |S_v(f, T_B)|^2 \quad (18)$$

Dabei bezeichnet $S_v(f, T_B)$ die Fourier-Transformierte des gemessenen Signals innerhalb eines T_B breiten Blocks und N die Anzahl der Blöcke. Für diskrete Signale ist die Diskrete Fourier-Transformation (DFT)

$$S(k\Delta f) = \sum_{n=0}^{M-1} u(nT_A) e^{-j2\pi nk/M} \quad (19)$$

mit $T_A = 97,7$ ns (Abtastintervall), $\Delta f = 5$ kHz und $M = T_B/T_A$, in Gleichung (18) einzusetzen. Daraus erhält man

$$\overline{L(k\Delta f)} \approx \frac{T_A^2}{NT_B} \sum_{v=0}^{N-1} |S_v(k\Delta f)|^2 \quad (20)$$

Durch die Messung nach Kapitel 2.2 liegen die gespeicherten Impulse bereits als Blöcke von 400 μs oder 2048 Abtastwerten vor. Da in den Blöcken der Impulsstörungen auch Gaußsches Rauschen überlagert ist, ergibt die Berechnung nach Gleichung (20) das Leistungsdichtespektrum beider Störanteile. Um das mittlere Leistungsdichtespektrum der reinen Impulsstörung zu erhalten, wird das mittlere Leistungsdichtespektrum des reinen Gaußschen Rauschens bestimmt und von demjenigen beider Störanteile abgezogen.

Dazu werden die aufgenommenen Impulsblöcke bei $t = 200 \mu s =: T_B$ in zwei Blockhälften geteilt. In den jeweils ersten Blockhälften ($0 \leq t < 200 \mu s$) sind überwiegend Impulse enthalten. In den jeweiligen zweiten Hälften ($200 \mu s \leq t < 400 \mu s$) kommen Impulse selten vor, weil die Impulsereignisse in den meisten Fällen dann schon abgeklungen sind.

Jede Blockhälfte wird mit einer Fensterfunktion multipliziert, um Fehler durch Ausschneiden des Zeitsignals bei der Diskreten Fourier-Transformation zu reduzieren. Die Fensterfunktion hat einen allmählichen Übergang von 0 auf 1 im Bereich $0 \leq t \leq 20 \mu s$ ($0 \dots 200$ Abtastwerte), einen dazu symmetrischen Übergang von 1 auf 0 im Bereich $180 \mu s \leq t \leq 200 \mu s$ und ist im übrigen Bereich konstant Eins (Bild

13). Die Funktion ergibt sich aus der Faltung eines $20\mu\text{s}$ breiten sog. Blackman-Harris-Fensters mit einem $160\mu\text{s}$ breiten Rechteckfenster. Die aufgenommenen Impulse werden durch die Multiplikation mit der Fensterfunktion kaum verändert, weil sie erst beim Triggerzeitpunkt $t = 20\mu\text{s}$ beginnen und meistens bei $t = 180\mu\text{s}$ abgeklungen sind.

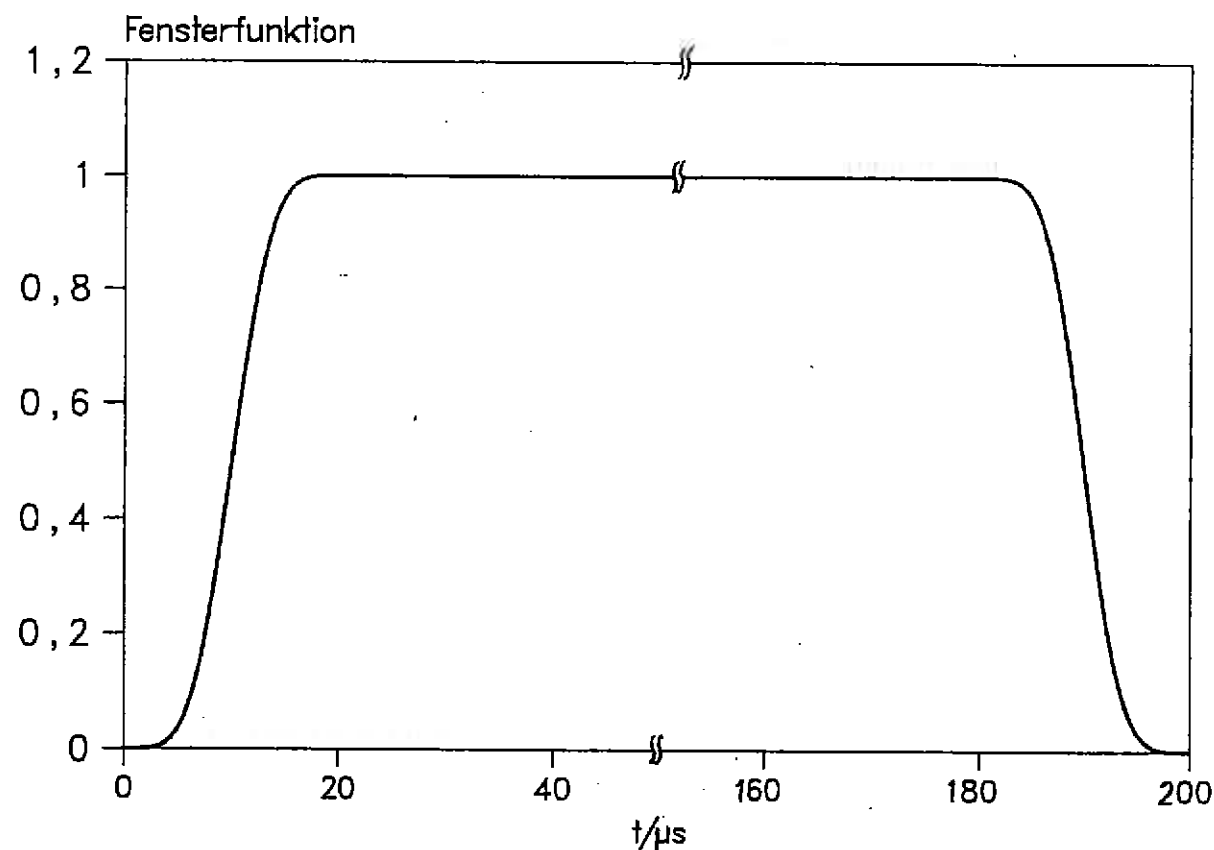


Bild 13: Fensterfunktion für die Diskrete Fourier-Transformation

Von den mit der Fensterfunktion multiplizierten Blockhälften wird jeweils der quadratische Betrag der Diskreten Fourier-Transformation berechnet. Durch Mittelung über alle 51200 ersten Blockhälften eines Meßorts ergibt sich das Leistungsdichtespektrum $L_1(k\Delta f)$ beider Störanteile (mit vorherrschender Impulsstörung). Auf die gleiche Weise läßt sich das dem Gaußschen Rauschen entsprechende Leistungsdichtespektrum $L_2(k\Delta f)$ aller zweiten Blockhälften ohne Impulsstörung ermitteln. Die Differenz $L_1(k\Delta f) - L_2(k\Delta f)$ liefert dann das mittlere Leistungsdichtespektrum der reinen Impulsstörung.

Bild 14 zeigt für sechs Meßorte solche mittleren Leistungsdichtespektren, die jeweils sowohl über einer linearen als auch über einer logarithmischen Frequenzachse aufgetragen sind. Die Kurvenverläufe und die Pegel der einzelnen Meßorte sind unterschiedlich.

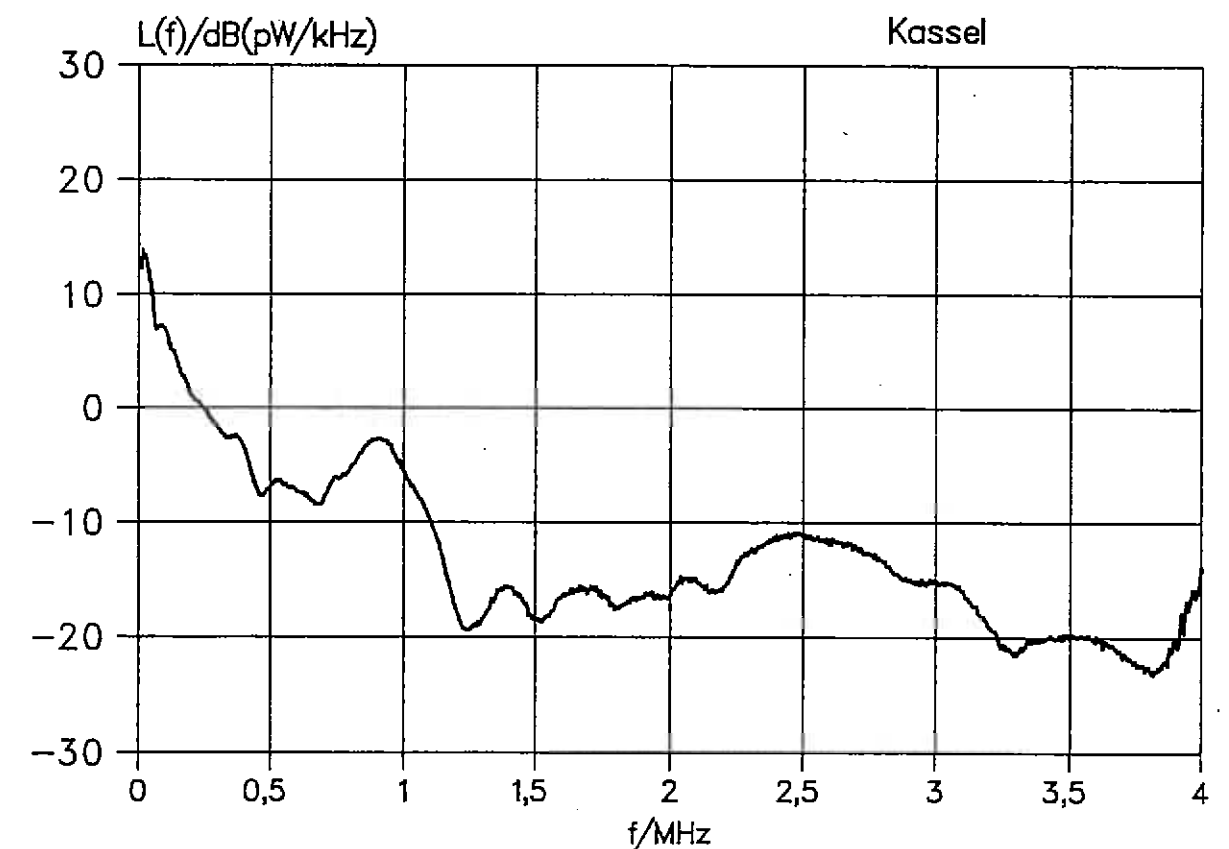
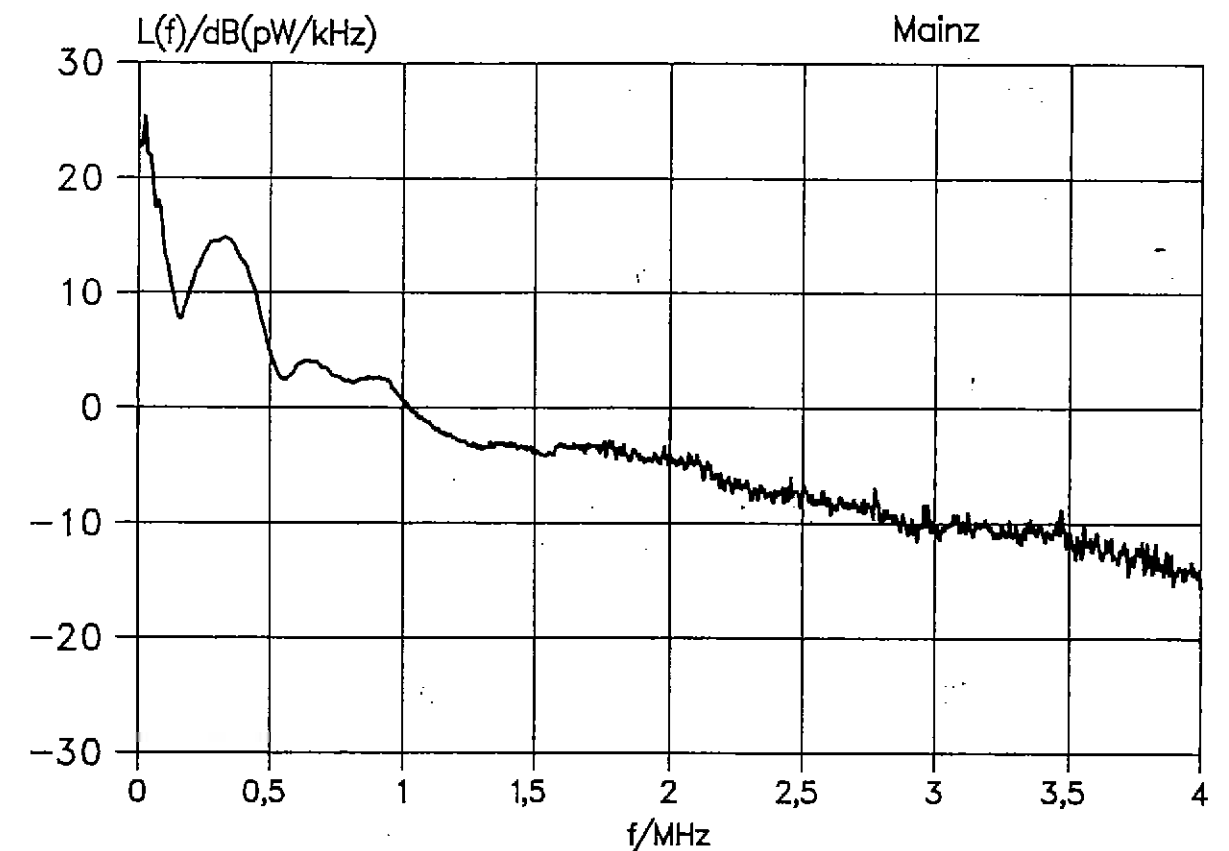


Bild 14a,b: Mittlere Leistungsdichtespektren der Impulse (f linear)

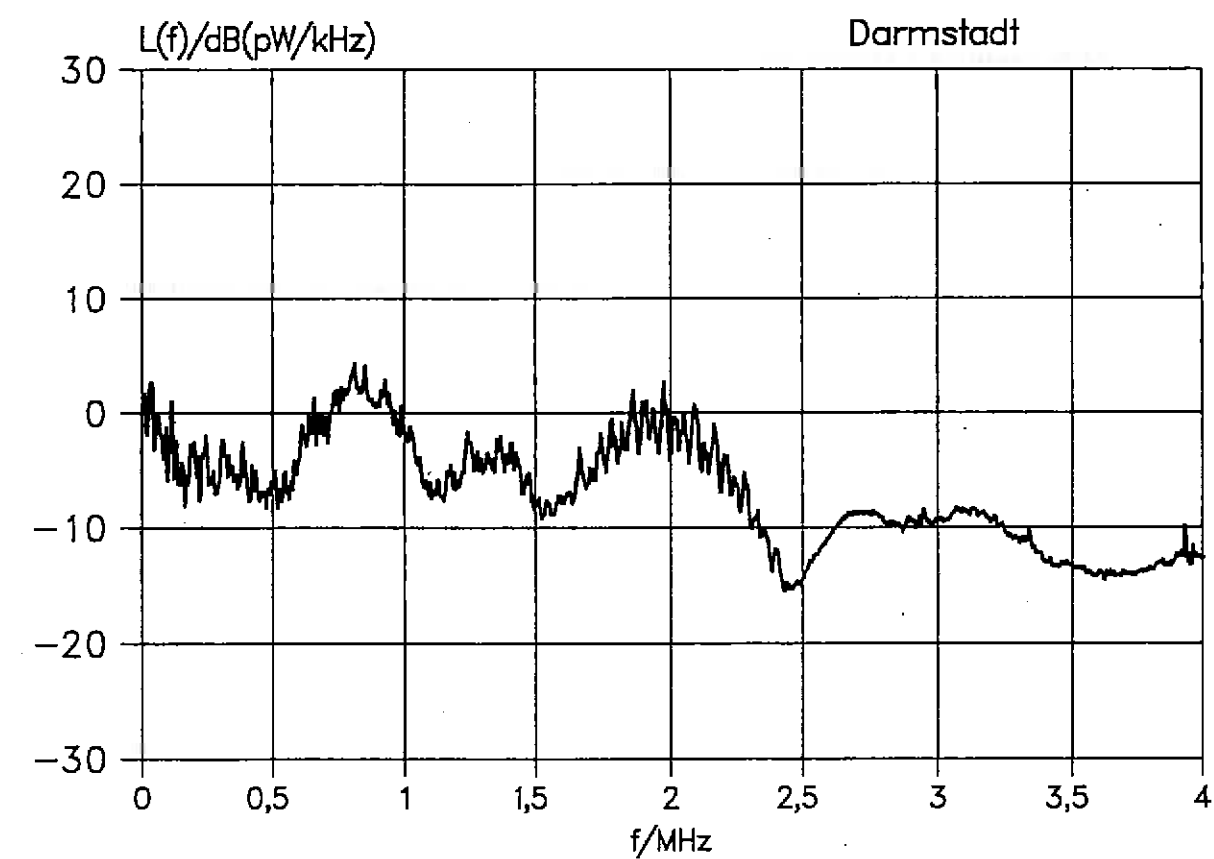
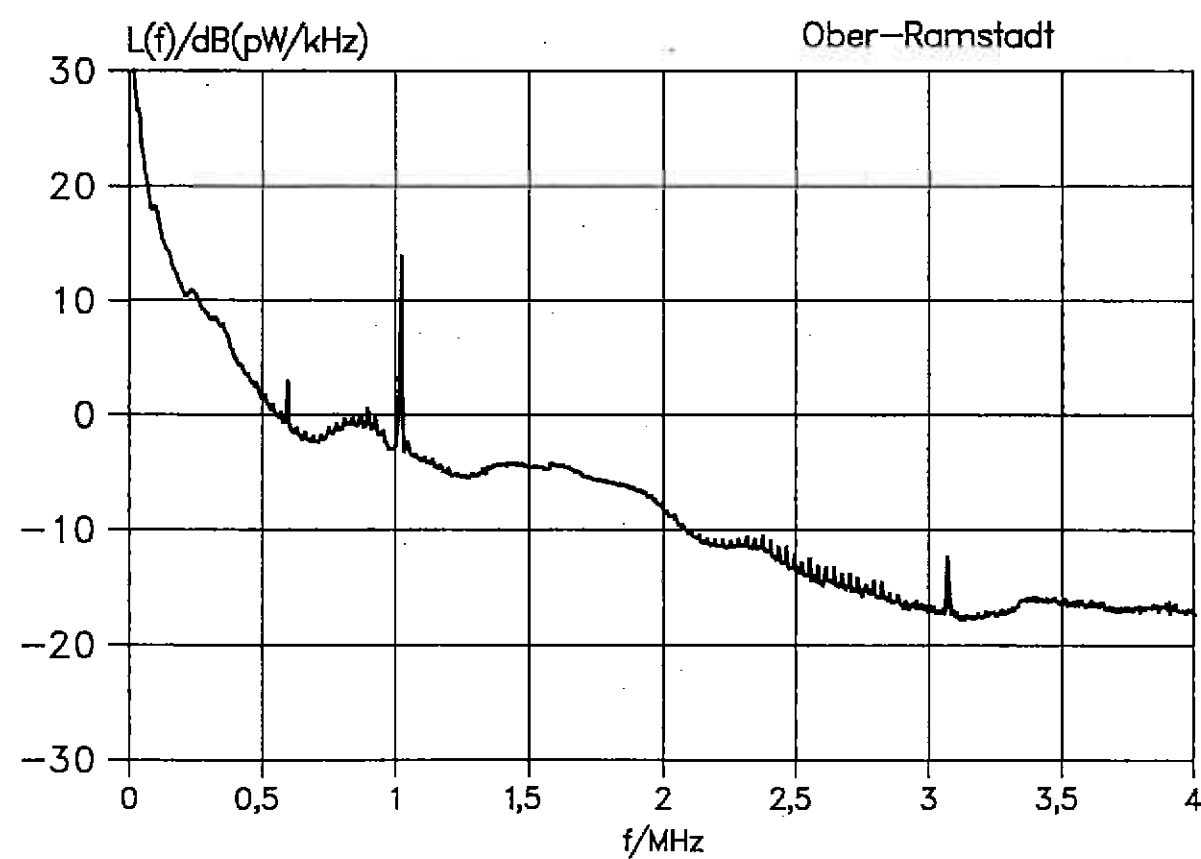
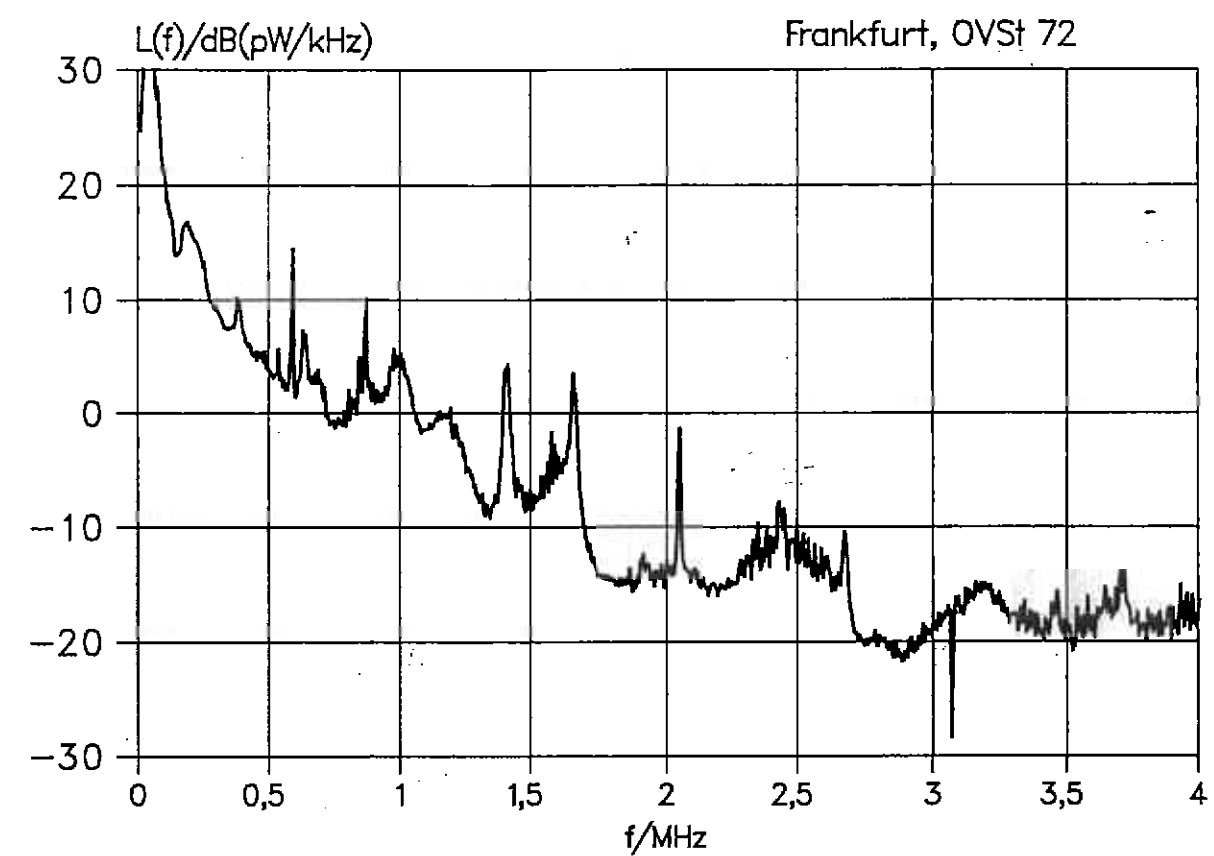
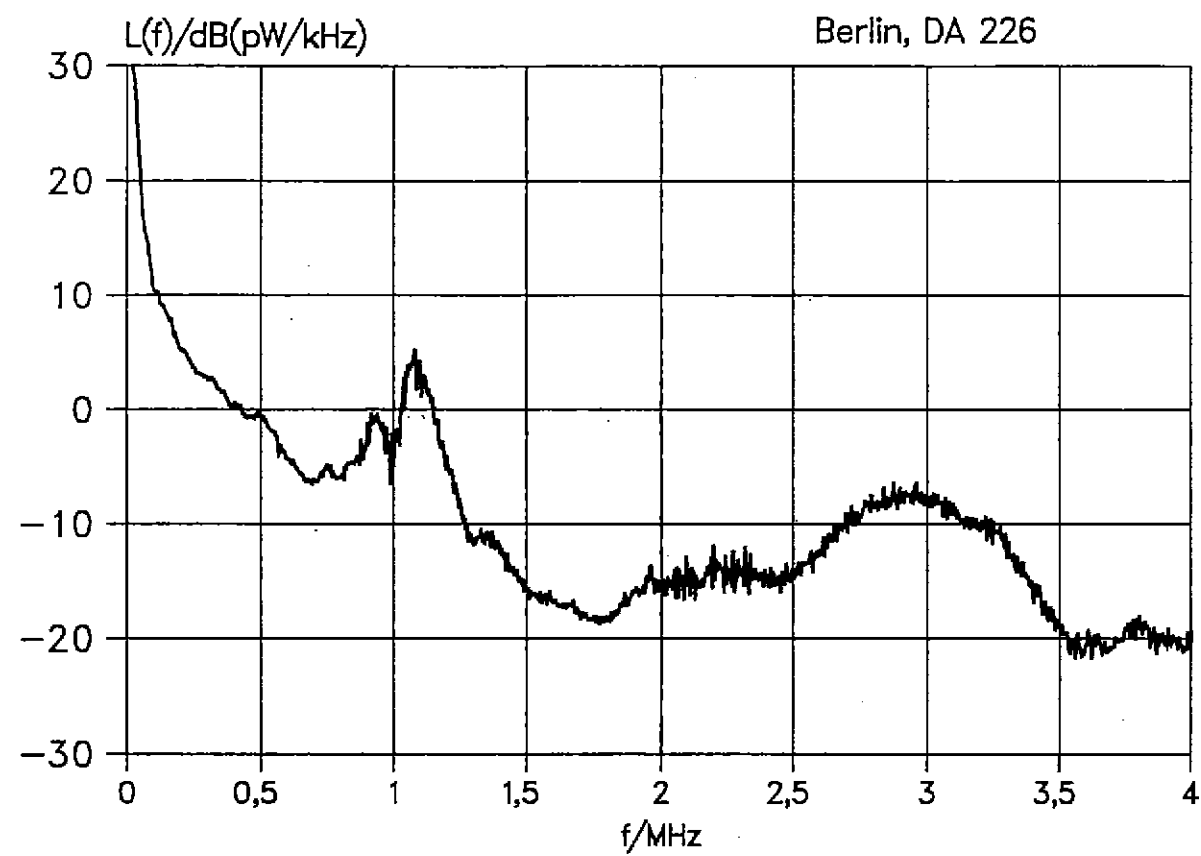


Bild 14c,d: Mittlere Leistungsdichtespektren der Impulse (f linear)

Bild 14e,f: Mittlere Leistungsdichtespektren der Impulse (f linear)

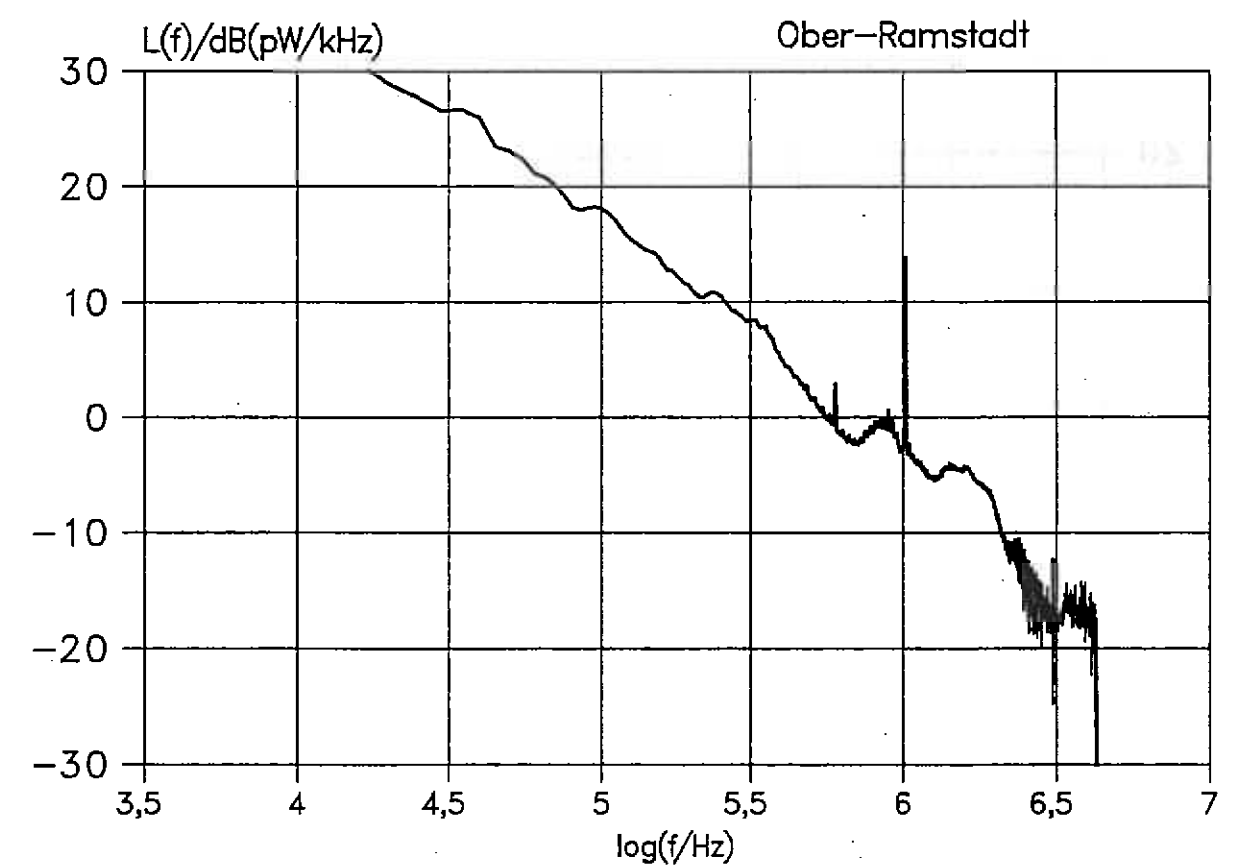
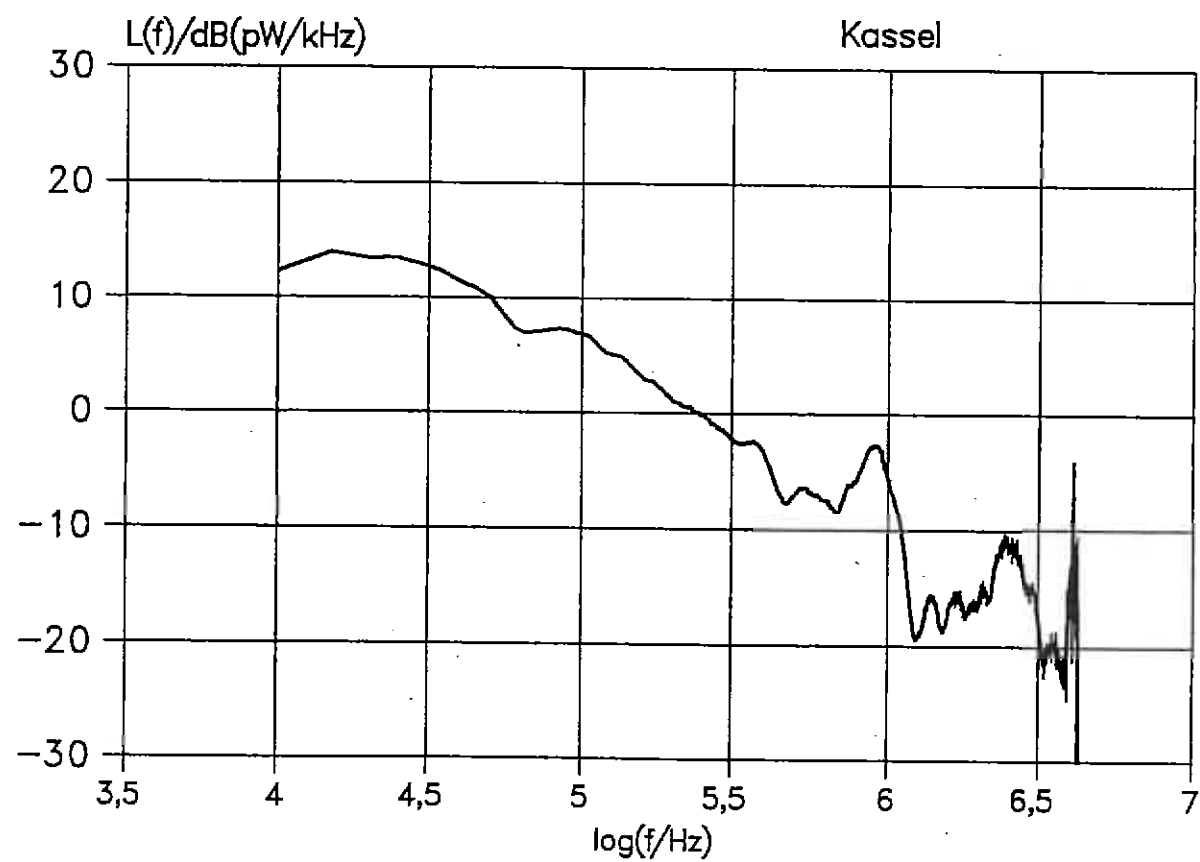
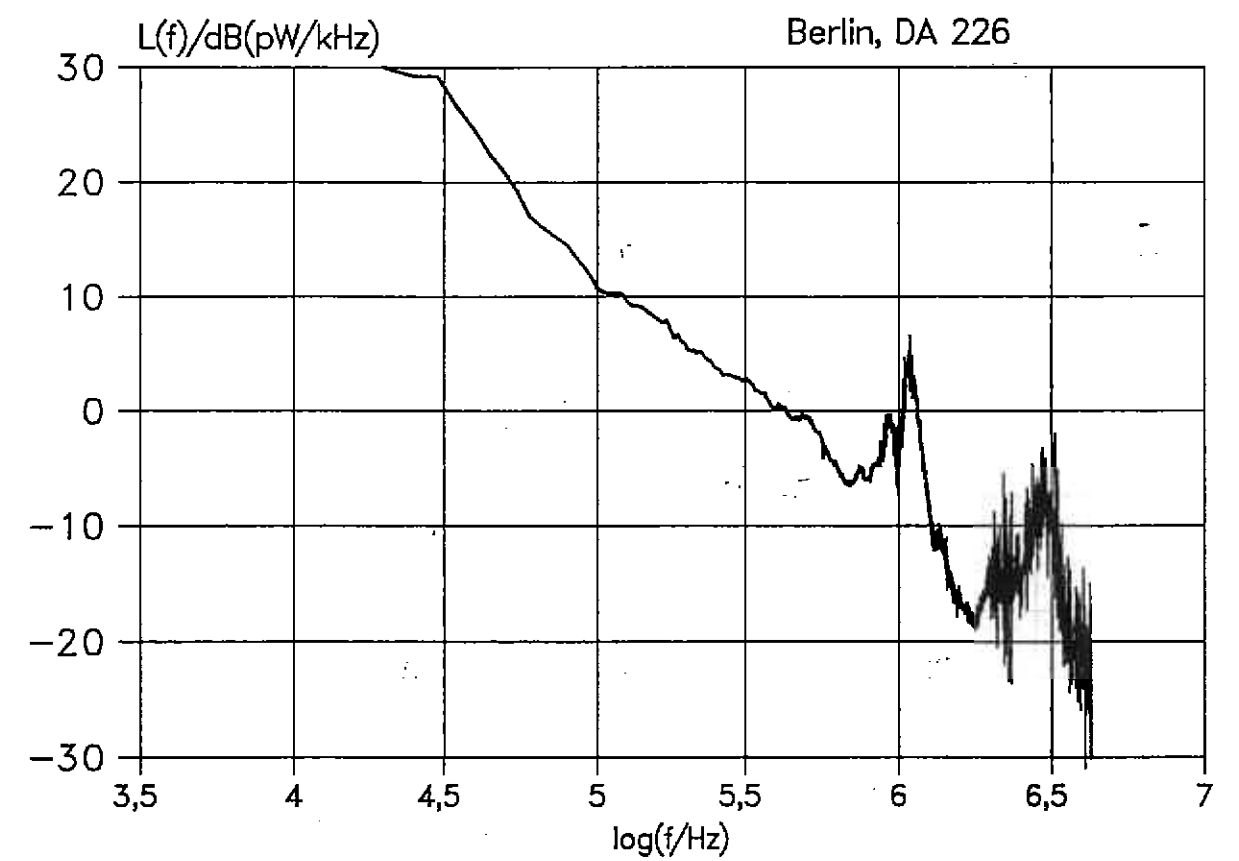
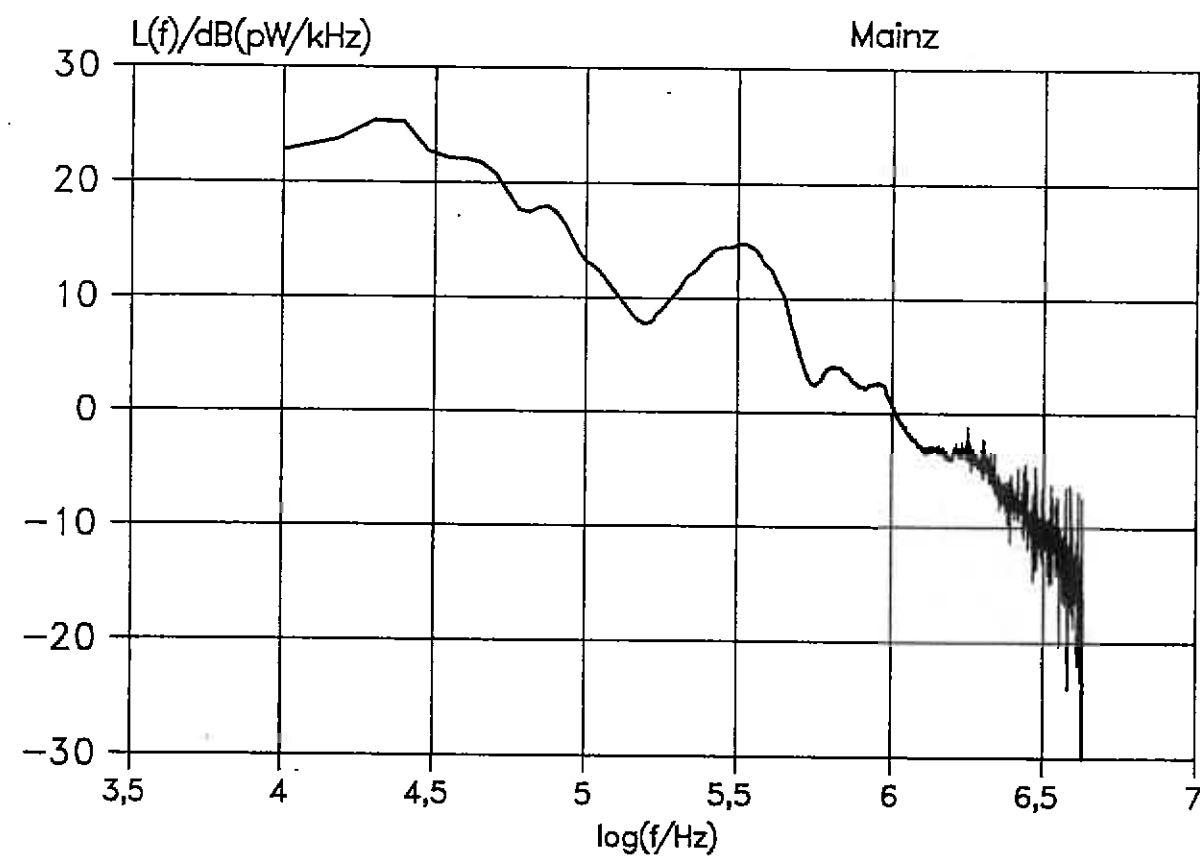


Bild 14g,h: Mittlere Leistungsdichtespektren der Impulse (f logarithmisch)

Bild 14i, j: Mittlere Leistungsdichtespektren der Impulse (f logarithmisch)

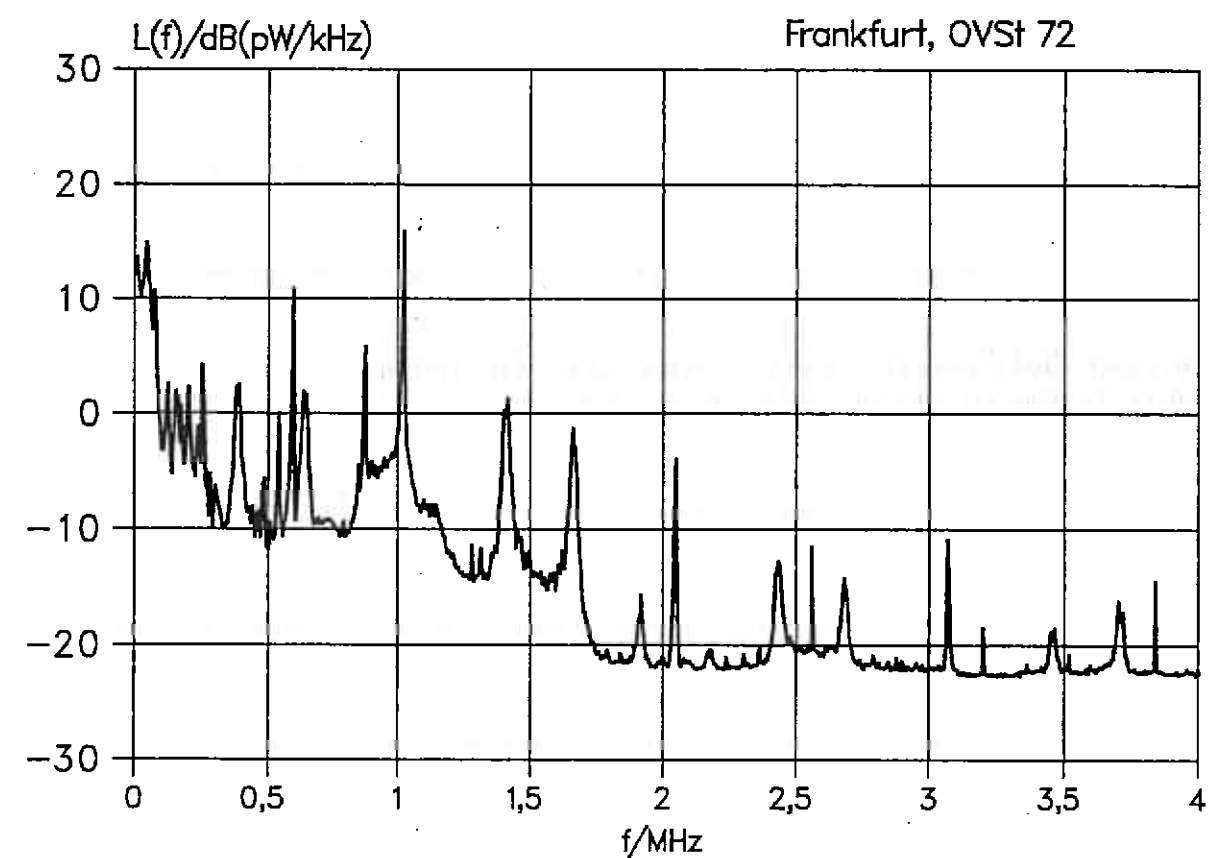
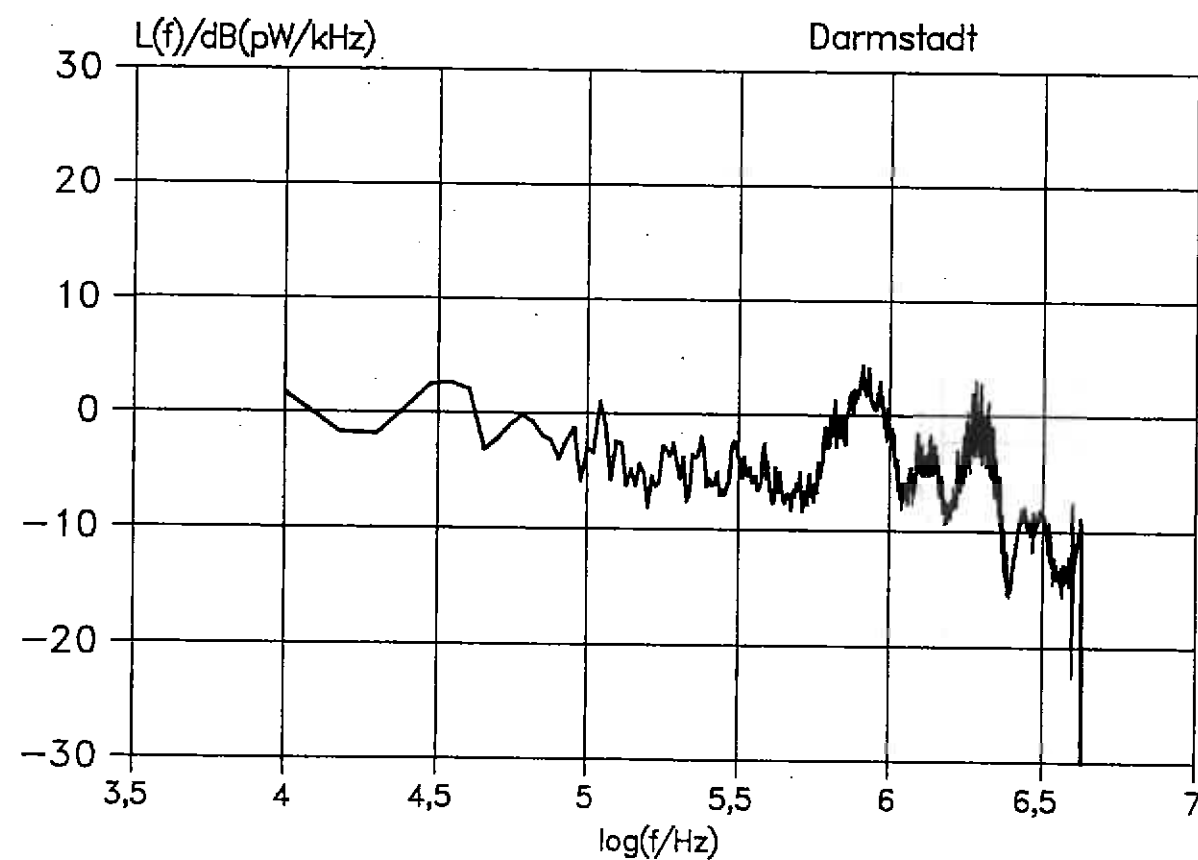
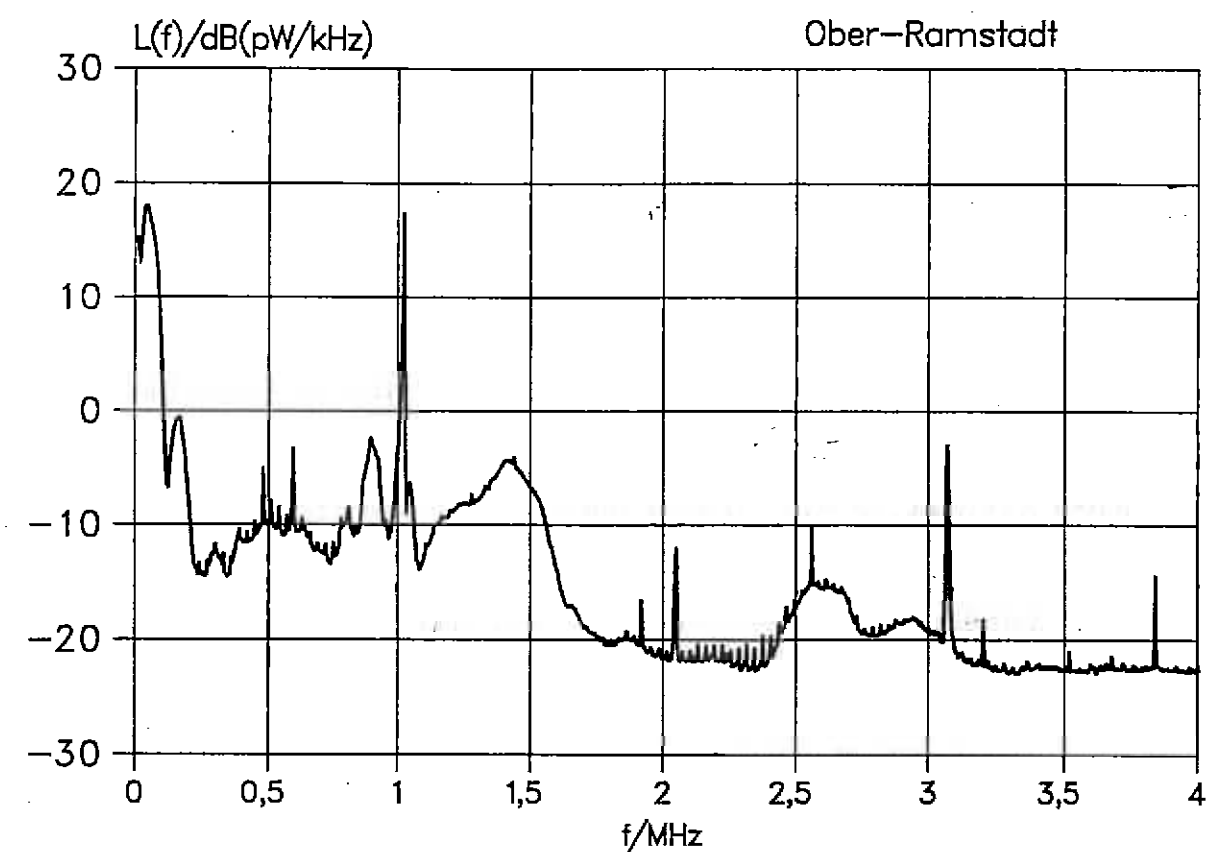
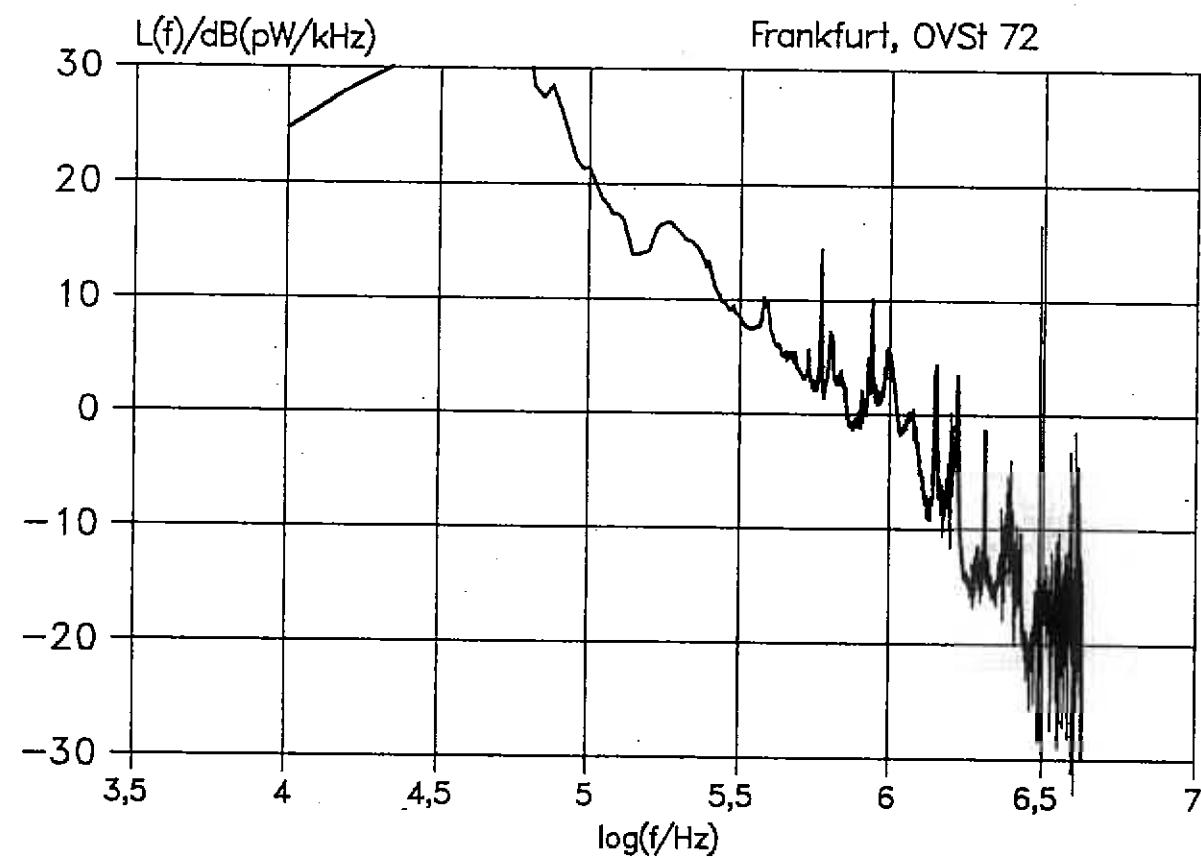


Bild 14k, l: Mittlere Leistungsdichtespektren der Impulse (f logarithmisch)

Bild 15a,b: Leistungsdichtespektren des Gaußschen Rauschens

Einige der mittleren Leistungsdichtespektren, insbesondere dasjenige von Bild 14j, können näherungsweise durch zwei Geraden im doppeltlogarithmischen Maßstab beschrieben werden:

$$\overline{L(f)}/\text{dB(pW/kHz)} = \begin{cases} -15 \log_{10}(f/\text{Hz}) + 90 & 5\text{kHz} \leq f \leq 1\text{MHz} \\ -29 \log_{10}(f/\text{Hz}) + 174 & 1\text{MHz} \leq f \leq 4\text{MHz} \end{cases} \quad \text{für} \quad (21)$$

Die diskreten Spektrallinien, die in den Leistungsdichtespektren der ersten Blöcke ($L_1(k\Delta f)$) und in denjenigen des reinen Gaußschen Rauschens ($L_2(k\Delta f)$) enthalten sind, verschwinden weitgehend durch die Subtraktion $L_1(k\Delta f) - L_2(k\Delta f)$. Die überlagerten Spektrallinien bei 1,024 MHz und Vielfachen davon in den Bildern 14 d, e, j, k und 15 stammen von digitalen Basisbandübertragungen in Nachbaradern. Das Leistungsdichtespektrum des reinen Gaußschen Rauschens im Bild 15b zeigt sehr viele diskrete Linien, von denen einige durch Mittelwellensender hervorgerufen wurden (u.a. AFN, Frankfurt, 875 kHz).

3.7 Phasenverlauf und repräsentativer Impuls

Für bestimmte Anwendungsfälle, z.B. zum Testen von HDSL-Systemen, wird ein Impuls gebraucht, der alle gemessenen Impulse repräsentiert. Ein solcher Impuls kann durch die mittlere Diskrete Fourier-Transformation aller gemessenen Impulse bestimmt werden. Dabei muß der Phasengang $\varphi(k\Delta f)$ der Impulse, der für die Impulsform wichtig ist, besonders berechnet werden, weil die Mittelung über die Phase der Diskreten Fourier-Transformation Null ergeben würde. Das ist dadurch erklärbar, daß die (absolute) Phase eines Impulses von dem Auftrittszeitpunkt abhängt und die Impulse zu unbestimmten Zeiten vorkommen. Betrachtet man hingegen Phasendifferenzen $\Delta\varphi(f)$, so zeigt sich, daß sie einen typischen Verlauf haben. Die Phasendifferenz ist mit der Gruppenlaufzeit $-\frac{1}{2\pi} d\varphi(f)/df$ vergleichbar.

Von allen Diskreten Fourier-Transformationen der ersten Blockhälften eines Meßorts (s. Kapitel 3.6) werden die Phasendifferenzen

$$\Delta\varphi(k\Delta f) = \varphi((k+1)\Delta f) - \varphi(k\Delta f) \quad \text{für } k \geq 0 \quad (22)$$

zwischen benachbarten diskreten Frequenzwerten berechnet. Dann wird die Häufigkeitsverteilung $h(\Delta\varphi(k\Delta f), k\Delta f)$ der Phasendifferenzen in Abhängigkeit der diskreten Frequenz bestimmt. Sie besteht nahezu aus einer Gleichverteilung für Frequenzen, bei denen die Leistungsdichte relativ gering ist, und einer ungleichförmigen Verteilung für Frequenzen mit hoher Leistungsdichte. Die gleichverteilten Phasendifferenzen können für die Berechnung der typischen Phase der Impulse nicht benutzt werden, weil sie Gaußschem Rauschen zuzuordnen sind, das den Impulsen überlagert ist. An die Stelle der gleichverteilten Phasendifferenzen treten Werte, die durch Extrapolation aus den Phasendifferenzen der Impulsstörung ermittelt werden können.

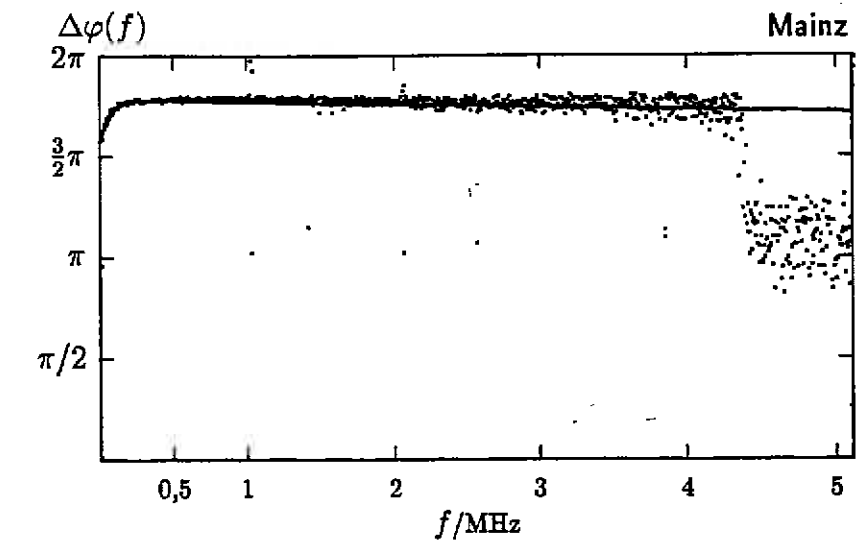


Bild 16: Verlauf der Phasendifferenzen der Impulse
· $\Delta\varphi_m(k\Delta f)$, — $\Delta\varphi_a(f)$

Dazu werden die Phasendifferenzen, die am häufigsten pro Frequenzwert auftreten, berechnet. Diese Phasendifferenzen $\Delta\varphi_m(k\Delta f)$ sind im Bild 16 eingezeichnet. Anhäufungen von Phasendifferenzen im Bereich um π ergeben sich aus niedrigen spektralen Anteilen der Impulsleistung bei den entsprechenden Frequenzen. Im Bild 16 ist dieses Verhalten besonders im Sperrbereich des Anti-Aliasing-Filters zu erkennen. Als Nachbildung des Verlaufs der Phasendifferenzen erwies sich die Funktion

$$\Delta\varphi_a(k\Delta f) = r_1 + r_2 (1 - e^{-(k+1)/r_3}) - 2,1 \cdot 10^{-4} \cdot (k+1) \quad (23)$$

für $k \geq 2$, $\Delta f = 5\text{ kHz}$ als geeignet. Für $\Delta\varphi_a(0)$ und $\Delta\varphi_a(1 \cdot \Delta f)$ werden die originalen Werte $\Delta\varphi_m(0)$ und $\Delta\varphi_m(1 \cdot \Delta f)$ genommen, da diese i. allg. nicht so gut durch Gleichung (23) wiedergegeben werden. Tabelle 5 zeigt die Parameter für die Approximation des Phasenverlaufs von sechs Meßorten.

Meßort	r_1	r_2	r_3	$\Delta\varphi_m(0)$	$\Delta\varphi_m(1 \cdot \Delta f)$
Darmstadt	3,795	1,355	17,748	3,173	6,252
Ober-Ramstadt	5,295	0,296	14,764	2,608	4,964
Frankfurt, OVSt 72	5,150	0,376	22,063	2,042	5,561
Kassel	4,688	0,889	5,685	3,079	4,932
Berlin, DA 226	0,000	5,610	1,082	2,325	4,430
Mainz	4,985	0,624	15,152	2,985	5,062

Tabelle 5: Parameter für die Approximation des Phasenverlaufs

Nach der Approximation mit Gleichung (23) kann nun durch Einsetzen von $\Delta\varphi_a(k\Delta f)$ in Gleichung (22) und der Anfangsbedingung $\varphi(0) = 0$ der typische Phasengang $\varphi(k\Delta f)$ der Impulse berechnet werden. Aus diesem Phasengang und der Wurzel aus dem mittleren Leistungsdichtespektrum sämtlicher Impulsereignisse eines Meßorts wird das diskrete Fourier-Spektrum des mittleren

oder repräsentativen Impulses gebildet. Darans läßt sich der repräsentative Impuls durch inverse Diskrete Fourier-Transformation bestimmen. Bild 17 zeigt für einen Meßort einen solchen Impuls, der wirklichen Impulsen sehr ähnelt.

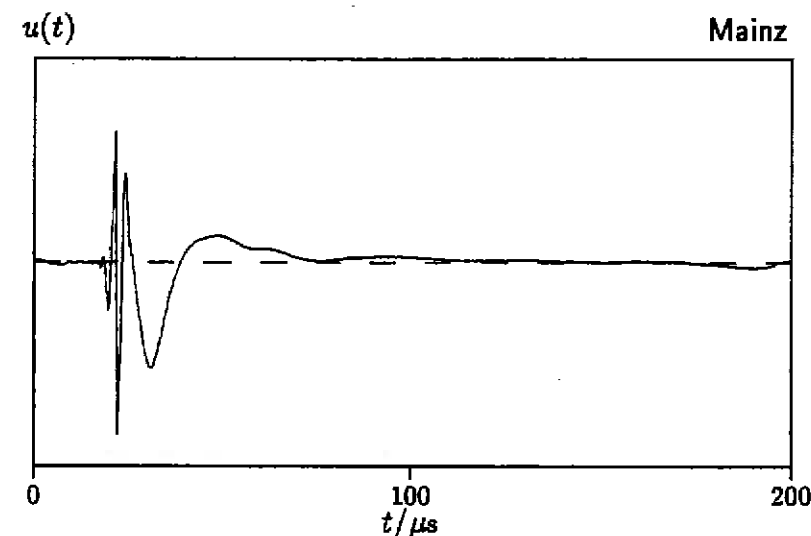


Bild 17: Repräsentativer Impuls

4 Modellbildung

4.1 Auswahl eines Modells

Die Impulsstörung kann auf Grund der statistischen Beschreibung durch einen repräsentativen Impuls, eine Impuls-Datenbank, ein Markov-Modell oder durch Verteilungsdichtefunktionen nachgebildet werden. Im folgenden werden die vier möglichen Modelle beschrieben und im Hinblick auf die Genauigkeit, den Speicherplatzbedarf und die Rechengeschwindigkeit bei der Simulation von codierten Übertragungssystemen untersucht.

4.1.1 Repräsentativer Impuls

Eine sehr einfache Nachbildung besteht aus einem einzigen Impuls, der alle vorkommenden Impulsereignisse repräsentieren soll. Im Rahmen dieser Arbeit wurde als Beispiel ein repräsentativer Impuls durch das mittlere Leistungsdichtespektrum und den typischen Phasengang der Impulse (s. Kapitel 3.7, Bild 17) berechnet.

Auf andere Weise wurde von British Telecom [9] ein repräsentativer Impuls bestimmt. Im britischen Anschlußleitungsnetz gemessene Impulse wurden an den Eingang einer Filterbank gelegt. Aus den Spitzenspannungen an den Filterausgängen wurde der sogenannte „Cook“-Impuls abgeleitet. Dieser Impuls ist im Bild 18 dargestellt. Er hat gemäß seiner mathematischen Definition eine Polstelle

in der Nähe von $t = 0$ und unendlich große Energie. Außerdem ist der Phasengang wahrer Impulse nicht berücksichtigt. Diese speziellen Eigenschaften des Cook-Impulses können sich in vielen Anwendungsfällen nachteilig auswirken. Trotzdem wurde er bei den Normungsinstituten ETSI und ANSI zum Testen von HDSL-Systemen vorgeschlagen.

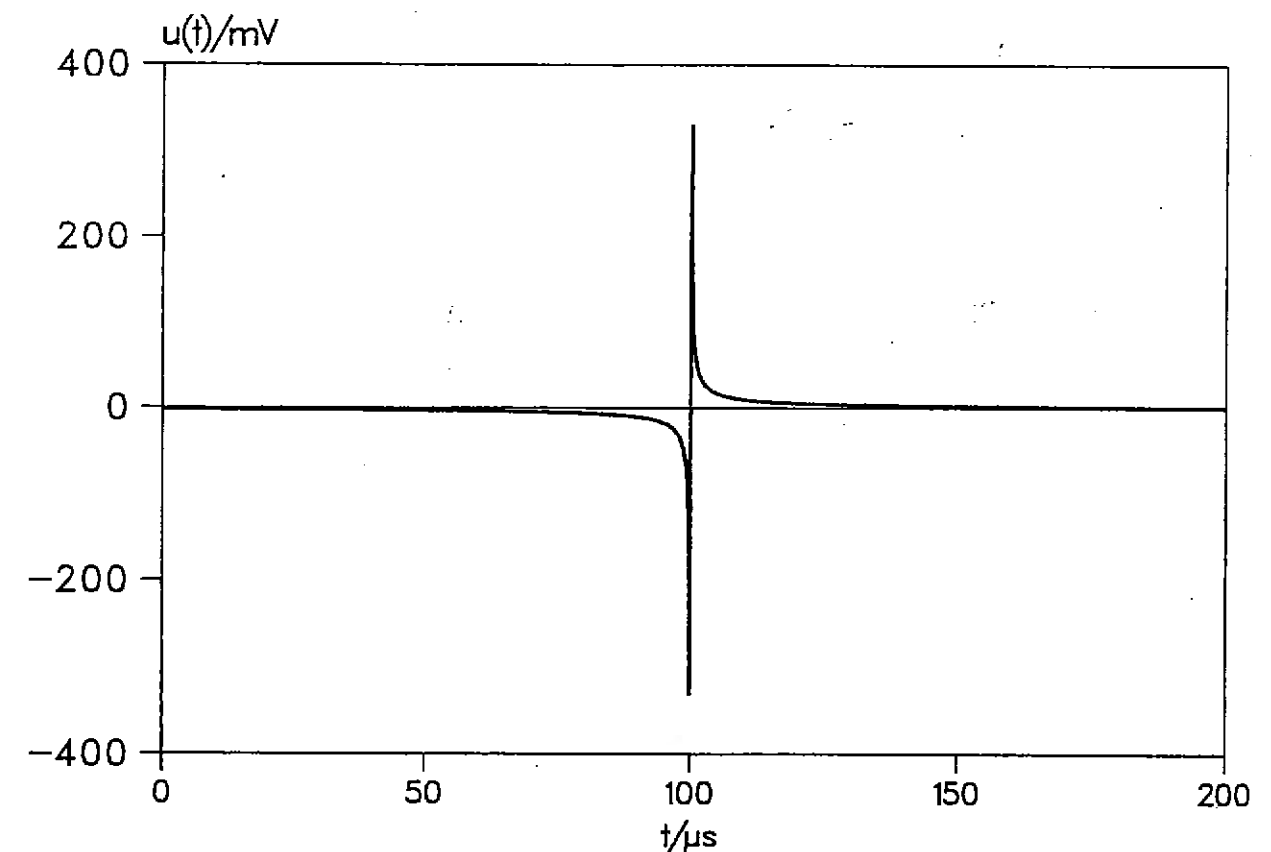


Bild 18: Cook-Impuls

Zur Simulation von Übertragungssystemen mit fehlerkorrigierender Codierung ist ein einziger repräsentativer Impuls ungeeignet, weil er die verschiedenen vorkommenden Impulsformen nicht wiedergeben kann. Das simulierte Übertragungssystem kann gegenüber einem bestimmten Impuls störfest sein, nicht jedoch gegenüber vielen anderen realen Impulsen.

4.1.2 Impuls-Datenbank

Ein anderes Verfahren besteht darin, gespeicherte Impulsereignisse während der Rechnersimulation zu statistisch berechneten Auftrittszeitpunkten wahlweise aus einer Datenbank mit einer Vielzahl von Impulsen abzurufen und ihre maximalen Amplituden zufällig zu verändern. Für die Datenbank sind in vielen Fällen 50.000 Impulse mit einem Speicherplatz von 400 MB erforderlich, um einen statistischen Querschnitt aller Impulse zu gewährleisten.

Diese Vorgehensweise scheidet wegen des großen erforderlichen Speicherplatzes und der Zugriffszeit oft aus. Außerdem steht eine solche Datenbank nicht jedem Anwender zur Verfügung.

4.1.3 Markov-Modell

Ein oft benutztes Modell geht von einer Markov-Kette aus, die aus mehreren Zuständen aufgebaut ist und die durch Übergangswahrscheinlichkeiten zwischen den Zuständen beschrieben ist (Bild 19). Zur Modellierung allein der Zeitstatistiken der Impulsstörung müssen mindestens ein Zustand für die Impulsereignisse und viele Zustände für die Impulsabstände vorgesehen werden, weil die Abstandsverteilung nur durch eine große Zahl von Poisson-Prozessen nachgebildet werden kann (s. Kapitel 3.3.3). Der Approximation nach Fano liegen z.B. wegen der Integration über alle λ unendlich viele Prozesse zu Grunde.

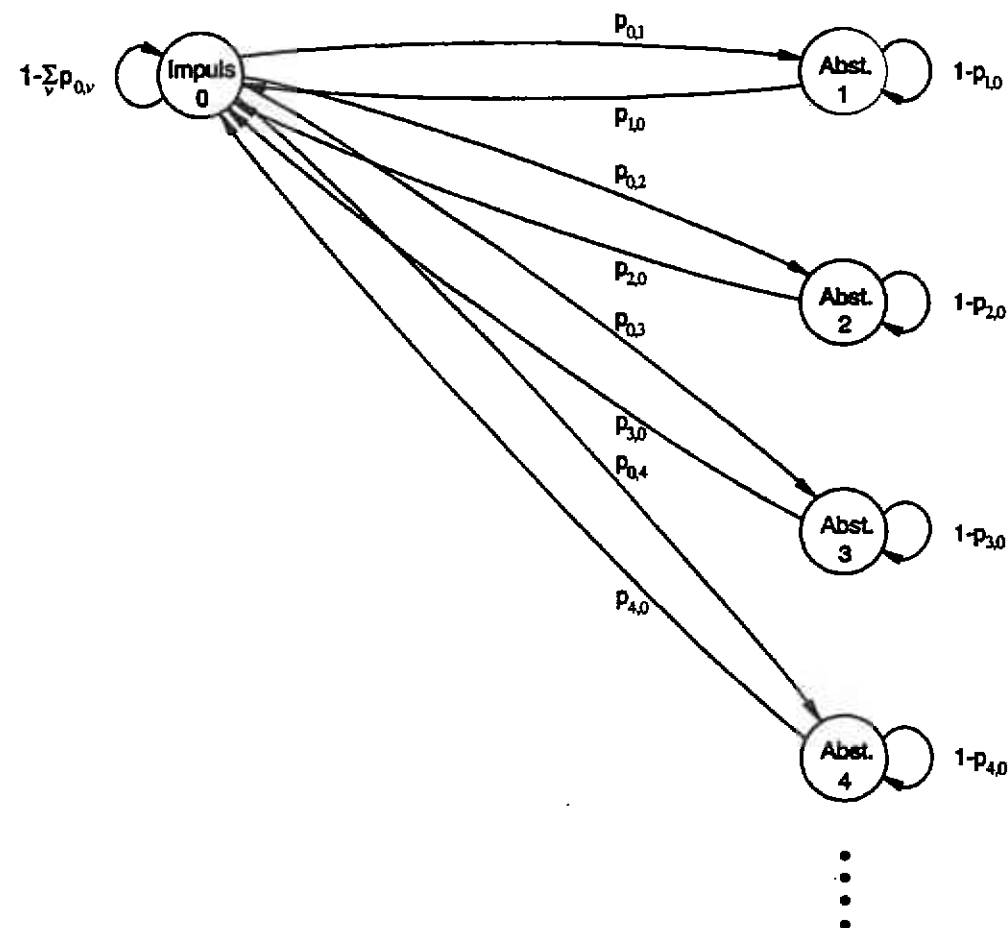


Bild 19: Markov-Modell für die Zeitstatistiken

Die Abstände können durch mindestens 4 Zustände hinreichend genau modelliert werden. Daraus ergeben sich mindestens 13 Übergangswahrscheinlichkeiten, die zur Beschreibung der Impulsstörung nötig wären. Damit ist das Modell mathematisch nicht mehr handhabbar und zu aufwendig.

4.1.4 Verteilungsdichtefunktionen

Die Impulsstörung ist statistisch durch die Gleichungen der drei Verteilungsdichtefunktionen

$$f_i(u) = \frac{1}{240u_0} e^{-|u/u_0|^{1/5}}, \quad u_0 > 0, \quad (24)$$

$$f_d(x) = \frac{10^{a_1}}{\ln(10)} x^{a_1-1} 10^{-\frac{a_4}{\ln(10)} x^{a_2} (\ln(10) x^{a_3} - a_3)}, \quad x = t/100\text{ns}, \quad (25)$$

$$f_l(t) = B \frac{1}{\sqrt{2\pi}s_1 t} e^{-\frac{1}{2s_1^2} \ln^2(t/t_1)} + (1-B) \frac{1}{\sqrt{2\pi}s_2 t} e^{-\frac{1}{2s_2^2} \ln^2(t/t_2)}, \quad \text{für } t > 0, \quad (26)$$

(s_1, s_2, t_1, t_2 gemäß Gleichung (17)) mit zusammen 5 freien Parametern u_0, a_2, a_3, a_4, B bestimmt. Daraus ist zu erkennen, daß die Impulsstörung nicht wie die Gaußsche Störung durch nur eine Gleichung (1) mit nur einem Parameter σ beschrieben werden kann.

Meßort	u_0/nV	a_2	a_3	a_4	B
Darmstadt	0,7	1,68	6,70	0,88	0,178
Ober-Ramstadt	20,9	6,38	5,43	0,62	0,051
Frankfurt, OVSt 72	46,6	11,17	5,00	0,53	0,014
Kassel	1,4	5,04	5,62	0,70	0,118
Berlin, DA 226	123,1	2,80	5,04	1,91	0,063
Mainz	18,2	2,22	5,15	1,26	0,250

Tabelle 6: Modellparameter

Die für jeden Meßort approximierten Parameter sind in Tabelle 6 eingetragen. Sie unterscheiden sich von Meßort zu Meßort. Bei der Rechnersimulation sollten entweder die Parameter eines Meßorts ausgewählt werden oder die Parameter in einem Bereich variiert werden, in dem die approximierten Parameter liegen. Z.B. kann ein Qualitätsparameter eines Übertragungssystems in Abhängigkeit des Parameters u_0 im Bereich von 0,7 nV bis 123 nV simuliert und als Funktion dargestellt werden. Die Simulation muß in Abhängigkeit aller 5 freien Parameter des Modells durchgeführt werden.

Die Störung kann durch drei verschiedene Generatoren nachgebildet werden (Kapitel 4.2). Die Generatoren erzeugen jeweils Zufallszahlen für die Spannungen, Abstände und Längen, die gemäß den approximierten Dichtefunktionen (24) bis (26) verteilt sind. Die Vorteile dieser Nachbildung sind die relativ große Rechengeschwindigkeit und der geringe Speicherplatzbedarf.

4.2 Erzeugung der Impulsstörung

4.2.1 Gesamtschaltung der drei Generatoren

Die Impulsstörung kann durch eine Schaltung nach dem Blockdiagramm im Bild 20 erzeugt werden. Das Blockdiagramm soll als Vorlage zur Software-Entwicklung dienen, könnte aber auch als Hardware-Schaltung aufgebaut werden. Die Schaltung besteht aus drei Generatoren, die Zufallszahlen entsprechend den approximierten Verteilungsdichtefunktionen ausgeben, einem digitalen Filter und einem Block zur Phasenkorrektur. Zu der Impulsstörung kann zusätzlich noch Gaußsches Rauschen addiert werden. Die Gesamtschaltung wurde bis jetzt noch nicht getestet.

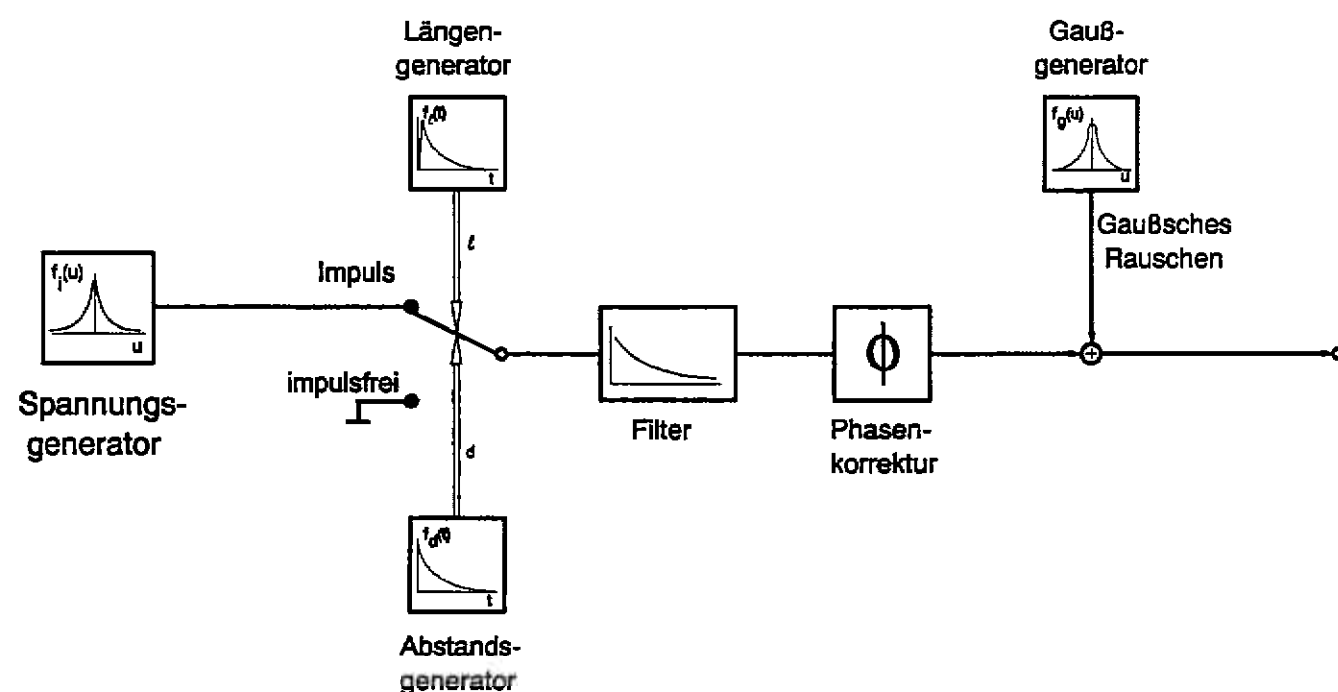


Bild 20: Gesamtschaltbild des Impulsstörgenerators

Die Generatoren für die Länge und den Abstand schalten abwechselnd zwischen dem Zustand der Impulse und demjenigen der impulsfreien Zeiten um. Dabei bestimmen sie jeweils, wie lange der Schalter in dem entsprechenden Zustand bleibt. Nach jedem Umschalten wechseln sich die beiden Generatoren ab. Der Generator für die Spannungen liefert die Spannungswerte während der Impulszeiten. Zu impulsfreien Zeiten liegt Masse an.

Die Generatoren können durch zeitoptimale Algorithmen, die in numerischen Bibliotheken (z.B. NAG) enthalten sind, die Zufallszahlen in relativ kurzer Zeit liefern. Wenn dem Anwender keine numerische Bibliothek mit Routinen zur Ausgabe von Zufallszahlen für benutzerdefinierbare Verteilungsdichtefunktionen zur Verfügung steht, können die Generatoren durch die in den Kapiteln 4.2.2 bis 4.2.4 beschriebenen Realisierungen programmiert werden. Diesen Realisierungen liegen

bekannte numerische Methoden zu Grunde, die speziell unter Berücksichtigung der approximierten Verteilungsdichtefunktionen dem vorliegenden Problem angepaßt wurden.

4.2.2 Generator für Spannungswerte der Impulse

Der Generator für Spannungswerte der Impulse benutzt die „Rejection“-Methode [10]. Eine Funktion

$$f_o(u) = k_1 \frac{k_2/\pi}{1 + k_2^2 u^2} \quad (27)$$

ist durch iterative Änderung der Konstanten k_1 und k_2 so zu wählen, daß ihre Kurve oberhalb oder auf derjenigen der gewünschten Verteilungsdichtefunktion

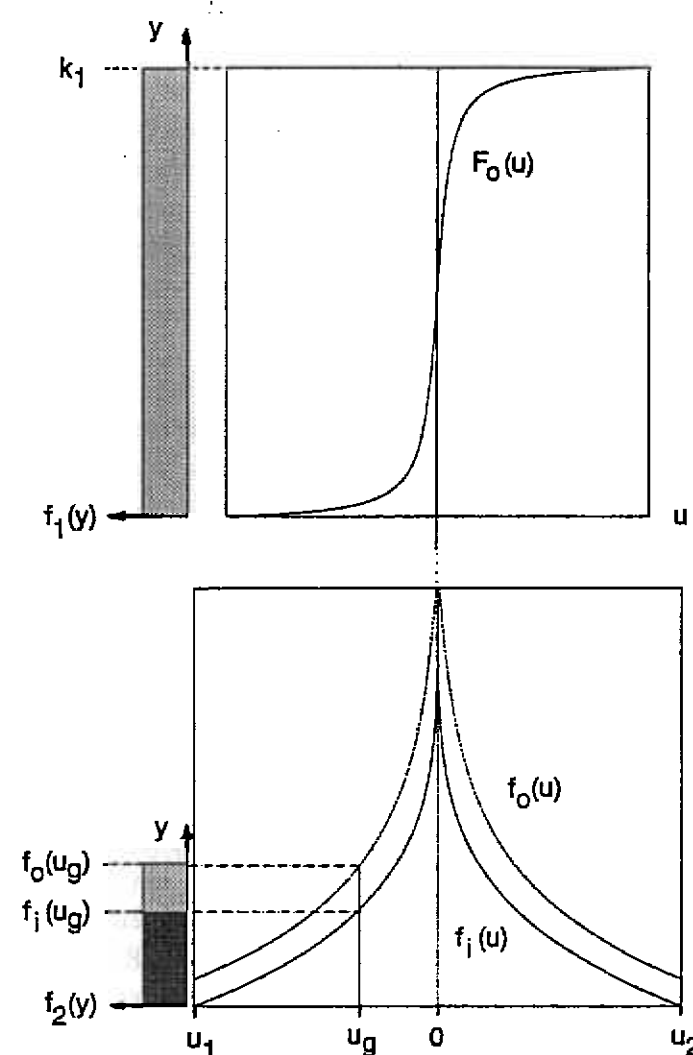


Bild 21: „Rejection“-Methode (dargestellte Kurve $f_o(u)$ ist noch nicht optimiert)

$f_i(u)$, $f_o(u) \geq f_i(u)$, liegt und daß beide Kurven möglichst dicht zusammenliegen (Bild 21). Zur Initialisierung der Iteration können beispielsweise die Kurven im Maximum und an den Rändern des Aussteuerbereichs $[u_1, u_2]$ übereinanderliegen:

$$\begin{aligned} f_o(0) &= f_i(0) \\ f_o(u_1) &= f_i(u_1) \\ f_o(u_2) &= f_i(u_2) \end{aligned} \quad (28)$$

Die zu $f_o(u)$ gehörende „Verteilungsfunktion“ $F_o(u)$ ergibt sich aus $f_o(u) = dF_o(u)/du$:

$$F_o(u) = k_1(\arctan(k_2 u) + \pi/2)/\pi \quad (29)$$

Ein Spannungswert u_g entsteht, indem auf eine gleichverteilte Zufallszahl (aus einem Generator G_1 im Intervall $[0, k_1]$) die inverse Funktion der Verteilungsfunktion $u_g = F_o^{-1}(u)$ angewandt und dann eine Entscheidung über die Annahme des Wertes u_g getroffen wird. Wenn eine andere gleichverteilte Zufallszahl eines Generators G_2 , der im Intervall $[0, f_o(u_g)]$ arbeitet, größer als $f_i(u_g)$ ist, wird der Spannungswert u_g verworfen (rejection). Im anderen Fall wird u_g akzeptiert und ausgegeben.

Da die gleichverteilte Zufallszahl u_g mit der Wahrscheinlichkeit $f_i(u_g)/f_o(u_g)$ akzeptiert wird, ist gewährleistet, daß die ausgegebenen Werte die gewünschte Verteilungsdichtefunktion $f_i(u)$ haben. Wenn $f_o(u)$ nicht dicht genug an $f_i(u)$ liegt, ist die Rechenzeit nicht mehr annehmbar, weil zu viele berechnete Werte verworfen und nicht ausgegeben werden.

4.2.3 Generator für Impulsabstände

Der Generator für die Abstände basiert auf einer modifizierten Streifen-Methode [11]. Die Fläche unter der Kurve der Abstandsverteilungsdichte $f_d(x)$ und über der linearen Zeit-Achse wird in Streifen parallel zur Häufigkeits-Achse eingeteilt (Bild 22). Die Breite der einzelnen Streifen wird so gewählt, daß sie im logarithmischen Maßstab gleich breit sind.

Jeder Streifen wird nun in ein Rechteck, das an seinem linken oder rechten Rand die Kurve berührt und sonst überall unterhalb der Kurve liegt, und in ein rechtwinkliges Dreieck zerlegt, wobei die Hypotenuse des Dreiecks eine abschnittsweise lineare Approximation der Verteilungsdichte bildet.

Um eine Zufallszahl zu generieren, wird zunächst eines dieser Vielecke mit einem besonderen Verfahren nach Walker [12] ausgewählt. Wenn ein Rechteck n ausgewählt worden ist, gibt ein gleichverteilter Generator $f_1(x)$ einen Wert aus, der im Intervall $[x_n, x_{n+1}]$ liegt, d.h. zwischen dem linken und rechten Rand des Rechtecks. Im Fall der Entscheidung für ein Dreieck n liefert ein gleichverteilter Generator $f_2^{(n)}(y)$ einen im Intervall $[x_n^2, x_{n+1}^2]$ liegenden Wert y , aus dem dann die Wurzel gezogen wird, um die Ausgabe x zu erhalten:

$$\begin{aligned} f_2^{(n)}(y) &= \frac{1}{2} \tan(\alpha_n), \\ x &= \sqrt{y}, \\ dy/dx &= 2x, \\ f_{\Delta}^{(n)}(x) &= \tan(\alpha_n) \cdot x \end{aligned} \quad (30)$$

Dadurch entsteht die gemäß $f_{\Delta}^{(n)}(x)$ linearverteilte Ausgabe (Transformationsmethode, s. Kapitel 3.3.2).

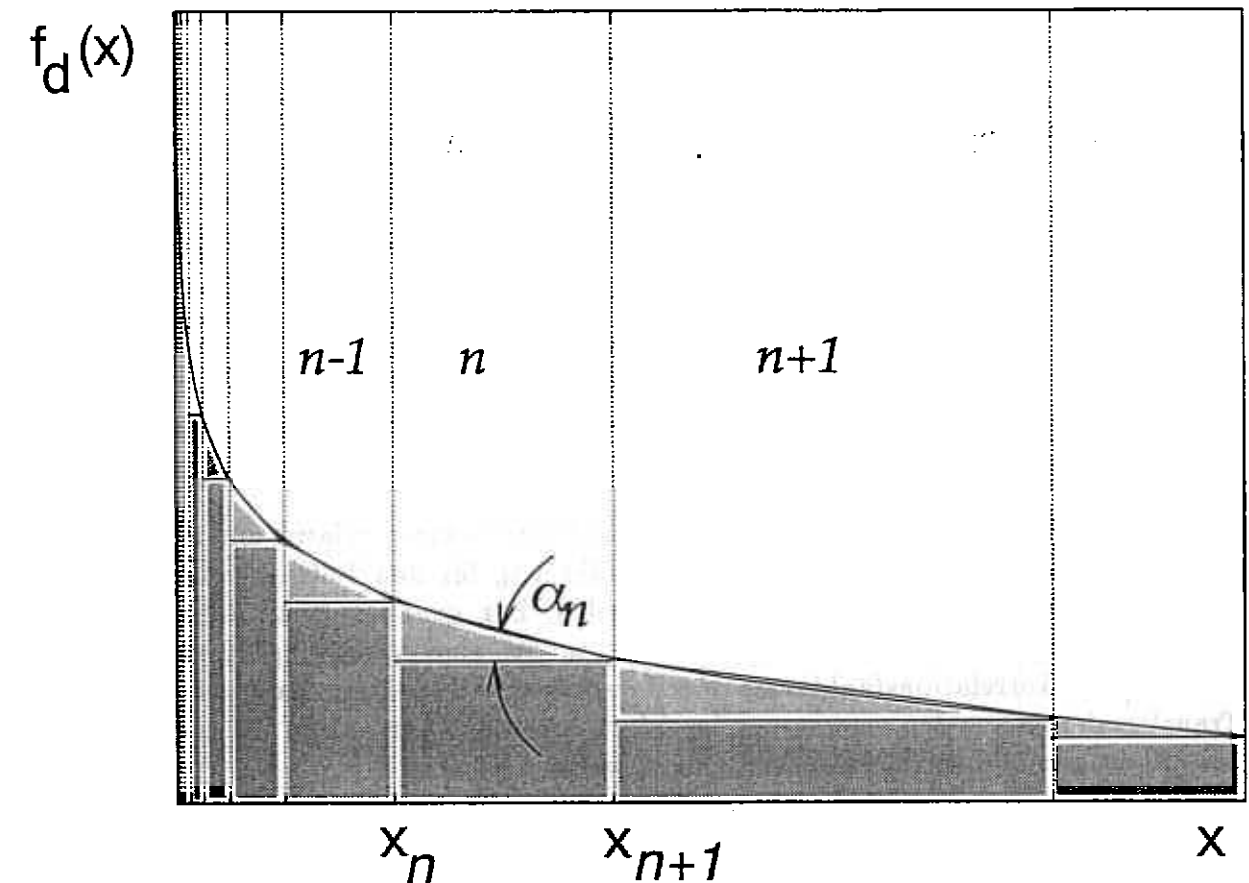


Bild 22: Modifizierte Streifen-Methode

4.2.4 Generator für die Längen der Impulsereignisse

Um die Impulslänge zu erzeugen, wird auf die von einem Gauß-Generator $f_g(x)$ mit $\mu = 0$ und $\sigma = 1$ [10] im Intervall $[0,1]$ ausgegebene Zufallszahl x die Transformationsmethode angewendet:

$$\begin{aligned}
f_g(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}}, \\
t &= e^{s_\nu x + \ln(t_\nu)}, \\
dt/dx &= s_\nu \cdot t, \\
f_i^{(\nu)}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi s_\nu t}} e^{-\frac{1}{2s_\nu^2} \ln^2(t/t_\nu)},
\end{aligned} \tag{31}$$

mit $\nu = 1, 2$.

Die Summation der beiden Log-Normal-Verteilungsdichten mit den Parametern s_1, t_1 bzw. s_2, t_2 für die gewünschte Verteilungsdichtefunktion $f_i(t)$ von Gleichung (16) wird erreicht, indem die Parameter s_ν, t_ν zufällig mit den Wahrscheinlichkeiten B für $\nu = 1$ bzw. $(1 - B)$ für $\nu = 2$ ausgewählt werden.

4.2.5 Berücksichtigung der spektralen Eigenschaften oder der Korrelationen

Der Zufallsgenerator nach Kapitel 4.2.2 erzeugt vom Prinzip her eine weiße Störung. Deshalb ist eine Filterung für solche Anwendungsfälle notwendig, bei denen die spektralen Eigenschaften oder die Korrelationen des Signals wichtig sind.

Da die gemessenen und gemittelten Leistungsdichtespektren relativ unterschiedlich waren, konnte keine allgemeingültige Näherung für den Betragsverlauf des Filters zur Spektralformung angegeben werden. Zur genauen Realisierung der spektralen Eigenschaften der Impulsstörung müßte eine Verteilungsdichtefunktion von Autokorrelationsfunktionen oder Leistungsdichtespektren als ihre Fourier-Transformierten aus den gemessenen Impulsen berechnet werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurde diese Untersuchung nicht weiter verfolgt.

Als Vereinfachung der Aufgabe kann die Funktion $\sqrt{L(f)}$ mit einem mittleren Leistungsdichtespektrum $\overline{L(f)}$ (z.B. Gleichung (21)) zur Filterung benutzt werden. Damit sich am Ausgang des Generators impulsähnliche Verläufe ergeben, muß die Phase anschließend im Frequenzbereich gemäß dem typischen Phasenverlauf eingestellt werden. Der Block zur Phaseinstellung besteht aus einer Diskreten Fourier-Transformation, der eigentlichen Phaseinstellung und einer inversen DFT.

Wenn der Störgenerator die gewünschten spektralen Eigenschaften haben soll und der Spannungsgenerator nach Kapitel 4.2.2 benutzt wird, muß die Verteilungsdichtefunktion am Eingang des Filters modifiziert werden, um die gewünschte Verteilungsdichtefunktion $f_i(u)$ am Ausgang des Filters zu erhalten, da das Filter die Verteilungsdichte ändert. Die Verteilungsdichtefunktion am Eingang eines Filters, das am Ausgang die gewünschte Verteilungsdichtefunktion aufweisen soll, läßt sich

in diesem Fall nicht analytisch berechnen. Unter der Annahme eines Transversalfilters mit ca. 200 Koeffizienten K_n , die für das Filter notwendig sind, ergibt sich die Verteilungsdichtefunktion am Ausgang durch 200fache Faltung der um die Koeffizienten K_n gestauchten Dichtefunktionen am Eingang. Weder diese Faltung noch die zugehörige Multiplikation der 200 charakteristischen Funktionen $F_i(K_n f)$ läßt sich nach $f_i(u)$ auflösen. Dabei ist $F_i(K_n f)$ die Fourier-Transformierte der Dichte $f_i(u/K_n)/K_n$.

Als praktikable Alternative stellte sich die Überlagerung eines Dirac-Stoßes $\delta(u)$ zu der gewünschten Verteilungsdichtefunktion $f_i(u)$ heraus. Für die Dichte $f_{i,\text{ein}}(u)$ am Eingang des Filters gilt demnach:

$$f_{i,\text{ein}}(u) = \epsilon f_i(u) + (1 - \epsilon) \delta(u) \tag{32}$$

mit $0,01 \leq \epsilon \leq 0,05$.

Der Dirac-Stoß regeneriert im vorliegenden Fall die gewünschte Verteilungsdichtefunktion näherungsweise. Die Überlagerung des Dirac-Stoßes entspricht dem Einfügen von Nullen am Ausgang des Spannungsgenerators. Der Koeffizient u_0 für $f_{i,\text{ein}}(u)$ muß im voraus berechnet werden, weil er nicht mit u_0 von $f_{i,\text{aus}}(u)$ am Ausgang des Filters identisch ist. Der Verlauf der Häufigkeit von auf diese Weise generierten und gefilterten Spannungswerten ähnelt dem gewünschten $f_i(u)$, wie Bild 23 zeigt.

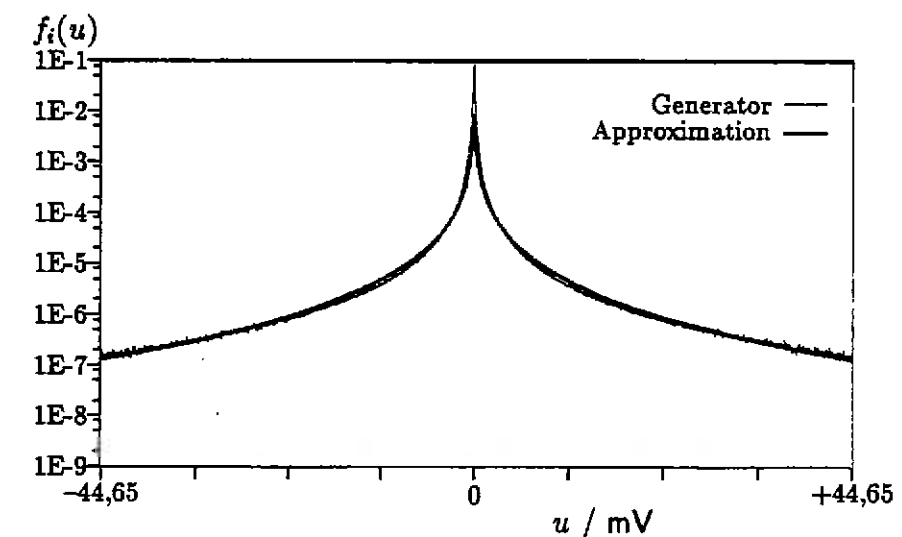


Bild 23: Histogramm $f_{i,\text{aus}}(u)$ der Spannungswerte am Ausgang des Filters zur spektralen Formung und gewünschte Verteilungsdichte $f_i(u)$

Anstelle des vorgeschlagenen Spannungsgenerators mit anschließender Filterung könnte auch ein auf andere Art aufgebauter Generator entwickelt werden, der ein Signal erzeugt, das sowohl die Verteilungsdichtefunktion $f_i(u)$ als auch das gewünschte Leistungsdichtespektrum aufweist (z.B. [13]).

5 Zusammenfassung

Auf Grund gemessener Störimpulse auf Ortskabeln der Telekom wurden die statistischen Eigenschaften der Impulsstörung untersucht. Analytische Ausdrücke für die Verteilungsdichtefunktionen der Spannungswerte, der Abstände und der Längen der Impulse wurden durch Approximation der gemessenen Häufigkeitsverteilungen bestimmt. Die Verteilungsdichte der Störimpulsspannungen hat einen doppelte exponentiellen Verlauf mit einer Potenzfunktion als Exponenten. Die Dichtefunktion der Impulsabstände konnte für die Fälle bei großem Telefonverkehr (tagsüber) durch eine verallgemeinerte Poisson-Verteilungsdichte angenähert werden. Die Integration nach Fano über mehrere Poisson-Verteilungen mit verschiedenen mittleren Impulsraten näherte die Häufigkeitsverteilungen der Abstände für den Fall sehr stark variierenden Telefonverkehrs am besten an. Die Verteilungsdichten der Längen der Impulsereignisse zeigten die größten Unterschiede zwischen den Meßorten, konnten aber durch die Summe zweier Log-Normal-Verteilungen nachgebildet werden. Bei den Messungen in einer OVSt im Beitrittsgebiet waren die Impulsstörungen intensiver als in der alten Bundesrepublik. Die approximierten Verteilungsdichtefunktionen gelten aber auch in den neuen Bundesländern.

Die Leistungsdichtespektren der einzelnen Impulsereignisse und auch die über alle Impulse gemittelten Spektren waren sehr verschieden. Dagegen kann der typische Phasenverlauf der Impulse durch eine für alle Messungen gültige Funktion der Phasendifferenzen zwischen Frequenzwerten beschrieben werden.

Zur Nachbildung der Impulsstörung sind mehrere Verfahren möglich. Ein repräsentativer Impuls kann als einfaches Modell zum schnellen Testen von Übertragungssystemen benutzt werden. Für Systeme mit Codierung ist ein einziger Impuls ungeeignet. Zur Nachbildung der Impulsstörung kann auch die nun vorhandene Datenbank einer großen Zahl von aufgenommenen Impulsen verwendet werden. Hierzu ist allerdings ein großes Speichermedium erforderlich.

Für die Rechnersimulation von digitalen Übertragungsverfahren, besonders von codierten Verfahren, ist ein Modell geeignet, das auf den approximierten Verteilungsdichtefunktionen der Spannungen, Abstände und Längen beruht. Diese Funktionen enthalten insgesamt 5 freie Parameter, die bei der Simulation verändert werden können, um die gemessenen Unterschiede in den Statistiken der Impulsstörung zu berücksichtigen. Die Impulsstörung wird durch drei Einzelgeneratoren erzeugt, die als Rechnerprogramm oder auch als Hardware-Schaltung realisiert werden können.

Mit dem vorgeschlagenen Störmodell können beliebige digitale Übertragungsverfahren für Kupferkabel in den Ortsnetzen der Telekom auf Störfestigkeit gegenüber Impulsstörungen, die überwiegend von der Kennzeichengabe bei elektromechanischen Vermittlungssystemen stammen, untersucht werden.

Wenn alle elektromechanischen OVStn und TK-Anlagen durch digitale ersetzt sein werden (voraussichtlich ab dem Jahr 2000), wird es auf den Ortskabeln nur noch externe Impulsstörungen geben. Sie sind insgesamt schwächer als die Störung

durch die Kennzeichengabe, können aber an bestimmten Stellen in den Ortsnetzen genauso intensiv sein. Da alle Impulsstörungen scheinbar gleichen statistischen Gesetzmäßigkeiten unterliegen (exponentielle Spannungsverteilungsdichte, Poisson-Gesetz für die Abstände, ...), werden auch die externen Störungen, die bei diesen Messungen und Untersuchungen nicht dominierten, nach denselben Dichtefunktionen (evtl. mit anderen Parametern) verteilt sein.

Die Verfasser danken allen Personen, die in den Fernmeldeämtern/Niederlassungen und OVStn die Meßkampagne in sehr freundlicher Weise unterstützt haben. Besonderer Dank gilt auch Herrn Fahrendholz und Herrn Fydrich für ihre Hilfe bei den Messungen.

Teile dieser Arbeit wurden in gekürzter Fassung in „Electronics Letters“ veröffentlicht und in ausführlicher Form für „Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik“ angenommen.

6 Literaturverzeichnis

- [1] **Nadenau, J.:**
Typische Störspannungen in Fernsprechvermittlungsstellen.
NTZ, 15(1962)5, S. 236-240.
- [2] **Berger, M. J.; Mandelbrot, B.:**
A new model for error clustering in telephone circuits.
IBM Journal Res. and Dev., 7(1963), S. 224-236.
- [3] **Fennick, J. H.:**
Amplitude distributions of telephone channel noise and a model for
impulse noise.
Bell Syst. Techn. J., 48(1969), S. 3243-3263.
- [4] **Fano, R. M.:**
A theory of impulse noise in telephone networks.
IEEE Trans. on Commun., COM-25(1977)6, S. 577-588.
- [5] **Wellhausen, H.-W.; Fahrendholz, J.:**
Digitalsignalübertragung auf symmetrischen Ortsverbindungs- und
Ortsanschlußkabeln.
TBr 442 TB 71, Mai 1986.
- [6] –
Messen des Störbelags auf OAsl für Frequenzen bis 200 kHz.
Interner FTZ-Bericht (1987).
- [7] **Müller, W. F.; Lubenow, H.:**
Störimpulse in Nachrichtenkanälen.
Nachrichtentechnik, Elektronik, 38(1988)1, S. 8-9.
- [8] **Széchényi, K.; Böhm, K.:**
Impulsive noise limited transmission performance of ISDN subscriber loops.
Proc. of ISSLS, (1988), S.2.3.1-2.3.6.
- [9] **Cook, J.W.:**
Wideband impulsive noise survey of the access network.
BT Technol. J., Vol. 11, No. 3, Juli 1993, S. 155-162.
- [10] **Knuth, D.E.:**
The art of computer programming, seminumerical algorithms.
Vol. 2, 2. Aufl., Reading Massachusetts, 1981.
- [11] **Devroye, L.:**
Non-uniform random variate generation.
Springer, 1986.
- [12] **Walker, A. J.:**
An efficient method for generating random variables with general
distributions.
ACM Transactions on Mathematical Software, Vol. 3, No. 3, Sept. 1977,
S. 253-256.
- [13] **Brehm, H.:**
Beschreibung und Erzeugung stochastischer Signalmodelle - insbesondere für
telefonbandbegrenzte Sprache.
Kleinheubacher Berichte, Band 32 (1989), S. 533-536