

Elektromagnetische Teilentladungsdiagnose mit ausrichtungsunabhängigen Patch-Antennen und robusten Entstörungsmethoden

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Dortmund genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

vorgelegt von

Kerstin Friebe

Referent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Frank Jenau, Technische Universität Dortmund
Korreferent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen

Friebe, Kerstin: Elektromagnetische Teilentladungsdiagnose mit ausrichtungsunabhängigen Patch-Antennen und robusten Entstörungsmethoden

Genehmigte Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Dortmund.

Referent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Frank Jenau, Technische Universität Dortmund

Korreferent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch, Universität Duisburg-Essen

Ort und Tag der mündlichen Prüfung: Dortmund, 09.05.2025

Non quia difficilia sunt,
non audemus,
sed quia non audemus,
difficilia sunt.

Lucius Annaeus Seneca

Kurzfassung

Die Teilentladungsdiagnose ist ein wichtiger Bestandteil der Zustandsbewertung von Betriebsmitteln und dient der Gewährleistung der Übertragungssicherheit des Energieübertragungsnetzes. Teilentladungen (TE) sind Ionisierungsvorgänge aufgrund überhöhter Feldstärken und stellen ein lokales Versagen der Isolierung dar. Eine Möglichkeit der Erfassung von TE ist die elektromagnetische Erfassung, welche kontaktlos während des Betriebs erfolgt. In Umgebungen mit hohem Störpegel werden die TE-Signale allerdings von schmalbandigen und breitbandigen Störern sowie Rauschen vollständig überlagert. Neben klassischen Filterverfahren und Mittelung bietet hier das Wavelet-Denoising einen Ansatz zur Störreduktion. Im Rahmen des Wavelet-Denoisings wird eine skalierbare und verschiebbare Funktion, die sogenannte Wavelet-Funktion, über das Zeitsignal geschoben. Das Zeitsignal wird in Koeffizienten zerlegt, die dann nach bestimmten Schwellwertregeln zur Störunterdrückung manipuliert werden. Die Bestimmung des Schwellwerts erfolgt durch Verfahren zur Schätzung der Störumgebung. Es erfolgen Untersuchungen zur optimalen Wahl von Wavelet-Funktion, Schätzverfahren und Schwellwertregel. Zur Bewertung der Störreduktion, der Signalverzerrung durch den Entstörungsprozess und der Detektion der TE-Impulse wird ein Verfahren entwickelt, welches in einer Vorstudie mit einem synthetischen eindeutig bekannten Signal durchlaufen und im Anschluss auf die realen Messdaten angewendet wird. Ein spezieller Messaufbau ermöglicht die Validierung der erfolgreichen Isolation der TE-Signale von der Störumgebung durch gezielte Erzeugung von TE und eine parallele leitungsgebundene Referenzmessung.

Klassische Antennenstrukturen wie die logarithmisch periodische Richtfunkantenne werden bereits zur Erfassung von TE genutzt. Aufgrund ihrer Richtcharakteristik ist die Kenntnis über den Entstehungsort der TE erforderlich. Außerdem sind die Maße solcher breitbandigen Strukturen in der klassischen Bauform mit über 2 m in der Anwendung unhandlich. Im Rahmen dieser Arbeit werden Patch-Strukturen zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE entworfen und qualifiziert. Durch Aufbringen von Kupferstrukturen auf ein Dielektrikum sind die benötigten geometrischen Dimensionen für den gleichen Frequenzbereich geringer. Es werden eine logarithmisch periodische Patch-Struktur, eine Hilbert-Fraktal-Struktur sowie eine Flügel-Struktur realisiert. Das Design erfolgt zur Realisierung einer Rundstrahlcharakteristik antipodal. Zur Qualifizierung der Strukturen erfolgt eine Gegenüberstellung der Strukturen hinsichtlich relevanter Antennenparameter, sowie der Eignung zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE-Signalen unter Berücksichtigung der Sensitivität gegenüber Ausrichtung und Störumgebung. Zur Bestimmung der Ladungsmenge, die im Rahmen der TE-Diagnose eine relevante Kenngröße zur Zustandsbewertung des Betriebsmittel darstellt, wird ein Kalibrierungsverfahren für die Strukturen entwickelt. Dabei wird zunächst eine geeignete Signalgröße bestimmt und durch Messungen mit Kalibrierimpulsen eine Korrekturfunktion festgelegt. Zur Validierung wird das Verfahren auf TE-Signale angewendet, die mit dem genannten Messaufbau erzeugt und den entwickelten Patch-Strukturen erfasst werden. Zur Bewertung der Genauigkeit der Bestimmung der Ladungsmenge wird diese synchron über einen integrierten Teilentladungsmesskreis nach IEC 60270 gemessen.

Nomenklatur

Abkürzungen:

AKV	Ankopplungsvierpol
BNC	Bayonet Neill Concelman (Stecker)
beyl	Beylkin Wavelet-Familie
bior	BiorSplines Wavelet-Familie
bl	Best-localized Daubechies Wavelet-Familie
C1, C2, C3	Kanaleingänge am Oszilloskop
coif	Coiflet Wavelet-Familie
DAB	Digitalradio (engl.: Digital Audio Broadcasting)
DELTA	Zentrum für Synchrotronstrahlung (engl.: Dortmund Electron Accelerator)
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
DTFT	Fourier-Transformation für zeitdiskrete Signale
DVB-T	Digitale Videoübertragung – Antennenfernsehen (engl.: Digital Video Broadcasting – Terrestrial)
DWT	Diskrete Wavelet-Transformation
db	Daubechies Wavelet-Familie
dmey	Discrete Meyer Wavelet-Familie
EMS	Elektromagnetischer Sensor
FDR	Falscherkennungsrate (engl.: False Discovery Rate)
FT	Fourier-Transformation
FFT	Schnelle Fourier-Transformation (engl.: Fast Fourier Transform)
FIR	Transversalfilter (engl.: Finite Impulse Response)
FR4	Verbundwerkstoff, bestehend aus Epoxidharz und Glasfasergewebe
fk	Fejér-Korovkin Filter Wavelet-Familie
GSM	Mobilfunkstandard für volldigitale Mobilfunknetze (engl.: Global System for Mobile Communications)
HF	Kurzwelle 3 MHz bis 30 MHz (engl.: High Frequency)
han	Han linear-phase moments Wavelet-Familie
IDWT	Inverse Diskrete Wavelet-Transformation
IIR	Filter mit unendlicher Impulsantwort (engl.: Infinite Impulse Response)
Kal	Kalibriergerät
Korr	Korrelationskoeffizient
LTE	Mobilfunkstandard der dritten Generation (engl.: Long Term Evolution)

MSE	Mittlerer quadratischer Fehler (engl.: Mean Square Error)
mb	Morris minimum-bandwidth Wavelet-Familie
NRR	Rauschreduktionsrate (engl.: Noise Reduction Rate)
RMSE	Wurzel des mittleren quadratischen Fehlers oder mittleres Abweichungsquadrat (engl.: Root Mean Square Error)
RSPD	Zuverlässigkeitsquote der Impulsdetektion (engl.: Reliability Score of Pulse Detection)
rbio	ReverseBior Wavelet-Familie
SMA	Sub-Miniature Version A (Stecker)
SNR	Signalrauschabstand (engl.: Signal to Noise Ratio)
SNRA	Signalrauschabstand unter Berücksichtigung der Maximalamplitude und der Störumgebung
STFT	Kurzzeit-Fourier-Transformation (engl.: Short Time Fourier Transform)
SURE	Stein's Unbiased Risk Estimate
sym	Symlet (Wavelet-Familie)
TE	Teilentladung
UHF	Ultrahochfrequenz 300 MHz bis 3000 MHz (engl.: Ultra High Frequency)
UKW	Ultrakurzwellen-Rundfunk
UMTS	Mobilfunkstandard der dritten Generation (engl.: Universal Mobile Telecommunications System)
V	Verstärker
VHF	Ultrakurzwellen 30 MHz bis 300 MHz (engl.: Very High Frequency)
vaid	Vaidyanathan Wavelet-Familie
WT	Wavelet-Transformation

Formelzeichen lateinisch:

Im Rahmen dieser Arbeit werden physikalische Vektorgrößen aus der Feldtheorie fett und nicht kursiv dargestellt. Abgetastete Signale in Form von Datenvektoren werden fett und kursiv dargestellt.

A, A_1, A_2	Allgemeine Streckungsfaktoren von Funktionen
A_F	Antennenfaktor
A_{\max}	Maximalamplitude des TE-Impulses (synthetisch oder real) in V
$a_{i,j}$	Approximationskoeffizienten
\mathbf{B}	Vektor der magnetischen Flussdichte in V s m^{-2}
$b_{i,j}$	Detailkoeffizienten
$C(\vartheta, \varphi)$	Richtcharakteristik
C_k	Koppelkapazität in F
C_p	Prüflingskapazität in F
C_ψ	Ergebnis der Zulässigkeitsbedingung
\mathbf{D}	Vektor der elektrischen Flussdichte in A s m^{-2}
D_A	Richtfaktor bzw. Direktivität einer Antenne

D_S	Breite der Speiseleitung in m
D_n	Dicke des n-ten Dipol-Elements in m
D_{\min}	Dicke des kürzesten Dipol-Elements in m
d	Abstand zur TE-Quelle in m
d_n	Variierender Abstand zur TE-Quelle in m
\mathbf{E}	Vektor der elektrischen Feldstärke in V m^{-1}
$\underline{\mathbf{E}}$	Komplexer Vektor der elektrischen Feldstärke in V m^{-1}
E	Betrag der elektrischen Feldstärke in V m^{-1}
$E(x)$	Ortsabhängiger Betrag der elektrischen Feldstärke in V m^{-1}
\mathbf{E}_g	Vektor der elektrischen Grundfeldstärke in V m^{-1}
E_g	Betrag der elektrischen Grundfeldstärke in V m^{-1}
\mathbf{E}_r	Vektor der radialen elektrischen Feldstärke in V m^{-1}
$\underline{\mathbf{E}}_r$	Komplexer Vektor der radialen elektrischen Feldstärke in V m^{-1}
\underline{E}_r	Komplexe Amplitude der radialen elektrischen Feldstärke in V m^{-1}
E_s	Signalenergie in V^2
$E_{s,\text{ind}}$	Signalenergie des mit Draht erfassten Signals in V^2
\mathbf{E}_t	Vektor der Tangentialkomponente der elektrischen Feldstärke in V m^{-1}
\mathbf{E}_ϑ	Vektor der meridionalen elektrischen Feldstärke in V m^{-1}
$\underline{\mathbf{E}}_\vartheta$	Komplexer Vektor der meridionalen elektrischen Feldstärke in V m^{-1}
\underline{E}_ϑ	Komplexe Amplitude der meridionalen elektrischen Feldstärke in V m^{-1}
E_ρ	Betrag der elektrischen Feldstärke unter Berücksichtigung von Ladungsträgeransammlungen in V m^{-1}
$E(\vartheta, \varphi)$	Betrag der Fernfeldverstärkung in dBi
e_K	Abweichung der berechneten Ladung Q_K von der Ladung Q_{IEC} in %
$e_{K,\text{max}}$	Maximale Abweichung der berechneten Ladung Q_K von der Ladung Q_{IEC} in %
F	Intervallbreitenfaktor zwischen oberer und unterer Intervallgrenze eines beliebigen Intervalls
F_{max}	Maximaler Faktor von oberer Intervallgrenze zu unterer Intervallgrenze der Signalenergie E_s bei gleichbleibender Ladung Q_{IEC}
F_{min}	Minimaler Faktor von oberer Intervallgrenze zu unterer Intervallgrenze der Signalenergie E_s bei gleichbleibender Ladung Q_{IEC}
f	Frequenz in Hz
f_0	Frequenz der Grundschiwingung in Hz
f_R	Eigenfrequenz in Hz
f_o	Obere Frequenz in Hz
f_u	Untere Frequenz in Hz
Δf	Bandbreite die sich aus Fensterbreite Δt ergibt in Hz
$g(t)$	Fensterfunktion
g_l	Koeffizienten eines Bandpassfilters
\mathbf{H}	Vektor der magnetischen Feldstärke in A m^{-1}
\underline{H}_0	Komplexe Amplitude der magnetischen Feldstärke direkt am Leiter in A m^{-1}
H_0	Betrag der magnetischen Feldstärke direkt am Leiter in A m^{-1}

\mathbf{H}_φ	Vektor der azimuthalen magnetischen Feldstärke in A m^{-1}
$\underline{\mathbf{H}}_\varphi$	Komplexer Vektor der azimuthalen magnetischen Feldstärke in A m^{-1}
\underline{H}_φ	Komplexe Amplitude der azimuthalen magnetischen Feldstärke in A m^{-1}
h	Höhe des Substrates in m
h_l	Koeffizienten eines Tiefpasses
h_m	Höhe der Metallschicht in m
I	Teilentladungsstrom in A
\mathbf{J}	Vektor der elektrischen Stromdichte in A m^{-2}
K	Korrekturfaktor für Ladungsbestimmung in pC V^{-2}
K_y	Korrekturfaktor aus Messreihe mit y-Achse im Lot für Ladungsbestimmung in pC V^{-2}
K_z	Korrekturfaktor aus Messreihe mit z-Achse im Lot für Ladungsbestimmung in pC V^{-2}
k_0	Wellenzahl im Vakuum in m^{-1}
L_P	Länge eines einfachen Rechteck-Patches in m
L_n	Länge eines Dipol-Elementes in m
L_{\max}	Länge des längsten Dipol-Elementes in m
L_{\min}	Länge des kürzesten Dipol-Elementes in m
l	Länge des Linearstrahlers in m
l_H	Länge eines Hohlraumleiters in m
l_x	Länge eines Hohlraumes in x-Raumrichtung in m
l_y	Länge eines Hohlraumes in y-Raumrichtung in m
l_z	Länge eines Hohlraumes in z-Raumrichtung in m
N_D	Anzahl der Dipol-Elemente
N_W	Anzahl der Windungen
N_e	Elektronenanzahl
$N_{e,1}$	Anzahl Startelektronen
$\mathcal{N}(\cdot, \cdot)$	Normalverteilung
$n(t)$	Normalverteiltes gaußsches Rauschen in V
n_e	Elektronendichte in m^{-3}
n_n	Dichte der negativen Ionen in m^{-3}
n_p	Dichte der positiven Ionen in m^{-3}
n_x	Ordnung der Mode in x-Raumrichtung
n_y	Ordnung der Mode in y-Raumrichtung
n_z	Ordnung der Mode in z-Raumrichtung
P_s	Strahlungsleistung in W
p	Stauchungsfaktor der Exponentialfunktion
Q	Ladung in C
Q_K	Berechnete Ladung in C
Q_s	Scheinbare Ladung gemäß IEC 60270 in C
Q_w	Wahre Ladung gemäß IEC 60270 in C
Q_{MZ}	Ladung ermittelt durch Entladestrom in der Messzelle in C

Q_{IEC}	Gemessene Ladung nach IEC 60270 oder Ladung der Kalibrierimpulse in C
R_n	Abstand von Speisepunkt zum n -ten Dipol-Element in m
R_{min}	Abstand von Speisepunkt zum kürzesten Dipol-Element in m
r	Radius in m
r^*	Normierter Abstand bzw. Radius
r_A	Rückflussdämpfung in dB
S	Frequenzspektrum in V
S_k	Abtastwert k des diskreten Frequenzspektrums in V
\underline{S}_r	Komplexer Betrag der radialen Strahlungsdichte in W m^{-2}
S_r	Betrag der radialen Strahlungsdichte in W m^{-2}
$\mathbf{S}_{m,n}$	Matrix der gemessenen Signalpegel im sequenziellen Messverfahren
\mathcal{S}_m	Ereignisraum der zu jedem Zeitpunkt t_m aufgezeichneten Messwerte des TE-Signals
\mathcal{S}_n	Ereignisraum der über Zeitdauer t_s aufgezeichneten Messwerte des TE-Signals
$s(t)$	TE-Signal in V
$s_i(t)$	Tiefpass-Signal des Signals $s(t)$
$s_z(t)$	Von Störumgebung überlagertes TE-Signal in V
$s_{\text{den}}(t)$	TE-Signal nach Entstörung in V
\mathbf{s}	Zeitlich abgetastetes TE-Signal in V
s_A	Stehwellenverhältnis der Antennenstruktur
s_m	Abtastwert der m -ten Aufnahme von s_n in V
s_n	n -ter Abtastwert des TE-Signals in V
\mathbf{s}_z	Abgetastetes von Störumgebung überlagertes TE-Signal in V
$s_{z,n}$	n -ter Abtastwert des von Störumgebung überlagerten TE-Signals in V
\mathbf{s}_{den}	Abgetastetes (geschätztes) TE-Signal nach Entstörung in V
$s_{\text{den},n}$	n -ter Abtastwert des TE-Signals nach Entstörung in V
T	Schwellwert (engl.: Threshold)
T_A	Zeitintervall zwischen zwei Abtastpunkten in s
T_n	Transformation der n -ten Iteration
$\mathbf{T}_{m,n}$	Matrix der gemessenen Zeitwerte im sequenziellen Messverfahren
\mathbf{t}	Abtastzeitpunkte des Signals \mathbf{s} in s
t	Zeitpunkt in s
t_f	Dauer der fortlaufenden Messaufnahme in s
\mathbf{t}_m	Datenvektor der Abtastzeitpunkte von M Aufnahmen des Abtastzeitpunktes t_n in s
t_m	Abtastzeitpunkt der m -ten Aufnahme von t_n in s
\mathbf{t}_n	Datenvektor der Abtastzeitpunkte in s
t_n	n -ter Abtastzeitpunkt in s
t_s	Dauer der sequenziellen Messaufnahme in s
t_{den}	Laufzeit der Entstörung in s
Δt	Fensterbreite in s
U	Spannung in V

U_0	Angelegte Versuchsspannung in V
U_F	Spannung am Fußpunkt der Antenne in V
U_h	Hinlaufende Spannungswelle in V
U_r	Rücklaufende Spannungswelle in V
U_{ind}	Induktionsspannung in V
U_{max}	Maximale Spannung am Ende einer Leitung bei Fehlanpassung in V
U_{min}	Minimale Spannung am Ende einer Leitung bei Fehlanpassung in V
$u_i(t)$	Teilbandsignal in V
\mathbf{v}_e	Geschwindigkeitsvektor eines Elektrons in m s^{-1}
\mathbf{v}_n	Geschwindigkeitsvektor eines negativen Ions in m s^{-1}
\mathbf{v}_p	Geschwindigkeitsvektor eines positiven Ions in m s^{-1}
W	Wavelet-Transformierte
W_A	Wandlungsmaß am Übergang zur Antennenstruktur
W_L	Wandlungsmaß an Signalquelle und im Luftraum
W_P	Breite eines einfachen Rechteck-Patches in m
W_S	Schlitzöffnung in m
W_{max}	Maximale Weite der Schlitzöffnung in m
W_{min}	Minimale Weite der Schlitzöffnung in m
w	Koeffizienten der diskreten Wavelet-Transformation bestehend aus Detail- und Approximations-Koeffizienten
w_E	Energiedichte des elektrischen Feldes in J m^{-3}
w_{sub}	Substratbreite in m
Z_0	Feldwellenwiderstand in Ω
\underline{Z}_L	Komplexer Leitungswellenwiderstand in Ω
Z_L	Leitungswellenwiderstand in Ω
$\underline{Z}_{0,E}$	Feldwellenwiderstand des elektrischen Nahfelds in Ω
\underline{Z}_D	Komplexer Eingangswiderstand eines Dipols in Ω
\underline{Z}_S	Komplexer Eingangswiderstand einer zu einem Dipol inversen Schlitzstruktur in Ω
$\underline{Z}_{E,A}$	Komplexer Eingangswiderstand einer Antenne in Ω
$Z_{E,A}$	Eingangswiderstand einer Antenne in Ω
Z_d	Entkopplungsimpedanz in Ω
\mathcal{Z}	Ereignisraum der Störumgebung
\mathcal{Z}_m	Ereignisraum der zu jedem Zeitpunkt t_m aufgezeichneten Messwerte der Störumgebung
\mathcal{Z}_n	Ereignisraum der über Zeitdauer t_s aufgezeichneten Messwerte der Störumgebung
$z(t)$	Erfasstes Störsignal in V
\mathbf{z}	Zeitlich abgetastetes Signal der Störumgebung in V
\mathbf{z}_m	Datenvektor der Abtastpunkte von M Aufnahmen der Störumgebung zum Abtastzeitpunkt t_n in V
z_m	Abtastpunkt der m -ten Aufnahme von z_n in s

z_n	m -ter Abtastwert des Signals der Störumgebung in V
z_{den}	Zeitlich abgetasteter nach Entstörung im Signal verbleibender Störanteil in V

Formelzeichen griechisch:

α	Townsend Koeffizienten oder auch Townsendscher Ionisierungskoeffizient in m^{-1}
α_{D}	Steigungswinkel zwischen Speisepunkt und längstem Dipol-Element in $^\circ$
α_{eff}	Effektiver Townsend Koeffizienten oder auch effektiver Townsendscher Ionisierungskoeffizient in m^{-1}
Γ	Reflexionsfaktor
γ	Oberflächenionisierungszahl oder auch Rückwirkungskoeffizient
ε	Permittivität $\varepsilon_0\varepsilon_r$ in $\text{A s V}^{-1} \text{m}^{-1}$
ε_r	Relative Permittivität
$\varepsilon_{r,\text{eff}}$	Effektive relative Permittivität
η	Anlagerungskoeffizient in m^{-1}
η_T	Schwellwertfunktion (engl.: Threshold Function)
κ	Elektrische Leitfähigkeit in S m^{-1}
λ	Wellenlänge in m
λ_0	Wellenlänge im Vakuum in m
λ_{L}	Hohlraumleiterwellenlänge in m
λ_{eff}	Effektive Wellenlänge in m
$\lambda_{\text{eff},0}$	Wellenlänge der Mittenfrequenz in m
$\lambda_{\text{eff,max}}$	Größte effektive Wellenlänge in m
$\lambda_{\text{eff,min}}$	Kleinste effektive Wellenlänge in m
μ	Permeabilität $\mu_0\mu_r$ in $\text{V s A}^{-1} \text{m}^{-1}$
μ_r	Relative Permeabilität
μ_s	Scharmittel
μ_t	Zeitmittel
$\mu_{s,t}$	Schar- und Zeitmittel
σ	Abstandsfaktor für Dipole der logarithmisch periodischen Antennenstruktur
σ_n	Standardabweichung des normalverteilten gaußschen Rauschens in V
$\hat{\sigma}_n$	Geschätzte Standardabweichung des normalverteilten gaußschen Rauschens in V
σ_s	Standardabweichung des TE-Signals in V
σ_z	Standardabweichung des Signals der Störumgebung in V
$\sigma_{s,z}$	Standardabweichung des gestörten Signals in V
$\sigma_{s,\text{den}}$	Standardabweichung des entstörten Signals in V
$\sigma_{z,\text{den}}$	Standardabweichung des im Signal nach Entstörung vorhandenen Störpegels in V
ς	Skalierungsfaktor des Wavelets
ς_i	Skalierungsfaktor der diskreten Wavelet-Reihe
τ	Translation des Wavelets bzw. der Fensterfunktion

τ_1, τ_2	Allgemeine Zeitkonstanten in Funktionen in s
τ_D	Skalierungsfaktor für Dipole der logarithmisch periodischen Antennenstruktur
$\tau_{i,j}$	Translation der diskreten Wavelet-Reihe
$\Phi(t)$	Skalierungsfunktion
$\Phi_{i,j}$	Diskrete Skalierungsfunktion
$\Psi(\omega)$	Wavelet-Transformierte der Basisfunktion
$\psi(t)$	Basisfunktion, Wavelet-Funktion, Mother-Wavelet
$\psi_{\varsigma,\tau}$	Wavelet-Familie, skalierte und verschobene Version der Basisfunktion
$\psi_{i,j}$	Wavelet-Familie der Wavelet-Reihe
ω	Kreisfrequenz in s^{-1}

Konstanten:

c_0	Lichtgeschwindigkeit in m s^{-1}
e	Elementarladung in C
ε_0	Elektrische Feldkonstante in $\text{A s V}^{-1} \text{m}^{-1}$
μ_0	Magnetische Feldkonstante in $\text{V s A}^{-1} \text{m}^{-1}$

Inhaltsverzeichnis

Nomenklatur	i
1 Einleitung	1
2 Technologieüberblick und Abgrenzung	7
2.1 Überblick zur Teilentladungsmesstechnik	7
2.2 Entstörungsmethoden	8
2.3 Erfassung mit Antennenstrukturen	11
2.4 Kalibrierung zur Ladungsbestimmung	13
3 Feld- und signaltheoretische Aspekte von Teilentladungen	15
3.1 Entstehung von Teilentladungen	15
3.1.1 Unselbstständige und selbstständige Entladung	16
3.1.2 Raumladungsfreie Entladung	16
3.1.3 Raumladungsbeschwerte Entladung	17
3.2 Teilentladungen als elektromagnetische Wellen	18
3.2.1 Ausbreitung im Raum	18
3.2.2 Antennenparameter	24
3.2.3 Babinetsches Prinzip	27
3.3 Störbeeinflussung elektromagnetischer Wellen	28
3.3.1 Mechanismen der Störeinkopplung	28
3.3.2 Schmalbandige Störquellen	29
3.3.3 Breitbandige Störquellen	31
3.3.4 Raummoden	31
4 Erzeugung und Messung von Teilentladungssignalen	33
4.1 Versuchsaufbau zur Generierung von Teilentladungssignalen	33
4.1.1 Teilentladungsmesskreis nach IEC 60270	33
4.1.2 Reflexionsfreie Messzelle zur leitungsgebundenen Messung	35
4.1.3 Messung über elektromagnetische Induktion	37
4.1.4 Messung durch Einkopplung elektromagnetischer Wellen	38
4.1.5 Reflexions- und wandlungsmaßrelevante Übergänge	38
4.2 Hochspannungslabor mit integriertem Versuchsaufbau	39
4.3 Datenaufnahme der erzeugten Teilentladungssignale	41
4.3.1 Sequenzielle Signalaufnahme	41
4.3.2 Zeitlich fortlaufende Signalaufnahme	42

4.4	Messzyklus	43
5	Entstörung elektromagnetisch erfasster Teilentladungssignale	45
5.1	Gestörte Teilentladungsmesssignale	45
5.1.1	Triggerbasierte Mittelung	46
5.1.2	Frequenzanalyse	51
5.2	Entstörungsprozess: Wavelet-Denoising	55
5.2.1	Wavelet-Transformation	56
5.2.2	Schwellwertregel	61
5.2.3	Schwellwertschätzung	62
5.3	Bewertungsverfahren	63
5.3.1	Synthetisches Testsignal	64
5.3.2	Bewertungsgrößen	65
5.4	Bewertungsstudie mit Testsignal	68
5.5	Bewertungsstudie mit realen Teilentladungssignalen	71
5.6	Fazit	73
6	Patch-Antennen zur elektromagnetischen Erfassung von Teilentladungen	75
6.1	Kriterien zur Auslegung	75
6.2	Strukturdesign	76
6.2.1	Logarithmisch periodische Struktur	78
6.2.2	Hilbert-Fraktal-Struktur	80
6.2.3	Flügel-Struktur	82
6.3	Numerische Modellbildung der Strukturen	84
6.3.1	Simulationsraum	84
6.3.2	Physikalische Grundgleichungen und Randbedingungen	84
6.4	Antennenparameter der entwickelten Strukturen	86
6.4.1	Stehwellenverhältnis und Rückflussdämpfung	86
6.4.2	Strahlcharakteristik	88
6.4.3	Zwischenfazit	98
6.5	Validierung der Eignung zur Teilentladungsmessung	99
6.5.1	Abstandsvariation	101
6.5.2	Drehung um Raumachsen	107
6.5.3	Multiparametrische Variation	110
6.5.4	Zwischenfazit	113
6.6	Skalierungsadaptierte Validierung	115
6.6.1	Abstandsvariation	115
6.6.2	Drehung um Raumachsen	119
6.6.3	Multiparametrische Variation	121
6.6.4	Zwischenfazit	123
6.7	Fazit	124

7	Kalibrierungsverfahren zur energiebasierten Ladungsbestimmung	125
7.1	Signalstrecke	125
7.2	Verfahren zur Ermittlung einer Korrekturfunktion	127
7.2.1	Aufbau zur Kalibrierung	127
7.2.2	Signalgröße zur Ladungsbestimmung	128
7.2.3	Abhängigkeit der Signalgröße	129
7.2.4	Korrekturfunktion	133
7.3	Kalibrierungsverfahren	135
7.3.1	Validierung mit Kalibriersignalen	136
7.3.2	Validierung mit Teilentladungssignalen	142
7.4	Fazit	148
8	Zusammenfassung und Ausblick	151
A	Anhang	155
B	Anhang	163
C	Anhang	179
	Abbildungsverzeichnis	191
	Tabellenverzeichnis	197
	Literaturverzeichnis	201

1

Einleitung

Das Erneuerbare Energiegesetz 2023 [EEG23] legt Ziele zur Erreichung einer klimaneutralen Energieversorgung in Deutschland bis zum Jahre 2030 fest. Der Anteil erneuerbarer Energien am Bruttostromverbrauch soll bis 2030 auf mindestens 80 % steigen. Eine Maßnahme ist dabei der Ausbau von Transportpfaden für Wind- und Solarenergie. Im Netzentwicklungsplan [NEP23] erfolgt die Analyse und Planung von Bedarf im Höchstspannungsnetz. Der Ausbau des Energieübertragungsnetzes erfolgt schrittweise angepasst an lokale Aspekte wie vorherrschende erneuerbare Energieträger. Durch den Ausbau werden auch neue Betriebsmittelkomponenten in das Übertragungsnetz eingebracht. Im Sinne einer nachhaltigen Gewährleistung der Übertragungssicherheit ist die Teilentladungsdiagnose ein wichtiger Bestandteil von Monitoring, Diagnose und Wartung der Betriebsmittel des Energieübertragungsnetzes. Teilentladungen (TE) stellen Schwachstellen in der Isolation dar, welche die Betriebsmittel schädigen und die Spannungsqualität mindern. Sie treten an Elektroden mit kleinen Radien, sich ablösenden leitenden Schichten, an Fehlstellen innerhalb von Isolierstoffen und nicht ausreichend kontaktierten Stellen in Komponenten von Betriebsmitteln auf. Das Schädigungspotenzial von TE hängt unter anderem vom Ort der Entstehung, Art und Intensität ab. Dabei ist zu berücksichtigen, dass einige Arten von TE zu Schäden an Elementen des Betriebsmittels führen, während andere Arten von TE nicht unmittelbar eine Wartung oder Reparatur erforderlich machen. [Küc17] [Sch16]

Die TE-Diagnose umfasst die Erfassung von TE mithilfe von geeigneten Messverfahren bis hin zur Bewertung der erfassten TE-Ereignisse zur Ableitung von entsprechenden Maßnahmen wie Wartung oder Reparatur sowie Austausch der betroffenen Komponenten wie in Abbildung 1.1 dargestellt. Der erste Schritt ist dabei die Erfassung der TE. Dabei kommen neben Verfahren, basierend auf elektrischen Messkreisen, unter anderem Verfahren wie die elektromagnetische Erfassung durch Antennen zum Einsatz. Letztere ermöglichen eine kontaktlose Erfassung auf Distanz während des Betriebs ohne Einbringen der Komponenten in einen Messkreis. Breitbandige Antennenstrukturen ermöglichen dabei eine Erfassung der ebenfalls breitbandigen TE-Signale mit hohem Informationsgehalt. Dies ist im Hinblick auf die Bestimmung von Kenngrößen wie Ladung, Wiederholrate und Frequenzspektrum vorteilhaft, und in der Folge auch für die Merkmals- und Mustererkennung hinsichtlich einer KI-gestützten Diagnose dienlich.

Da insbesondere in breitbandige Strukturen neben dem zu erfassenden Nutzsignal ebenfalls Störsignale über den gesamten Frequenzbereich der Antenne einkoppeln, ist im nächsten Schritt eine Entstörung der Signale erforderlich. TE-Signale weisen gegenüber Störsignalen, wie etwa

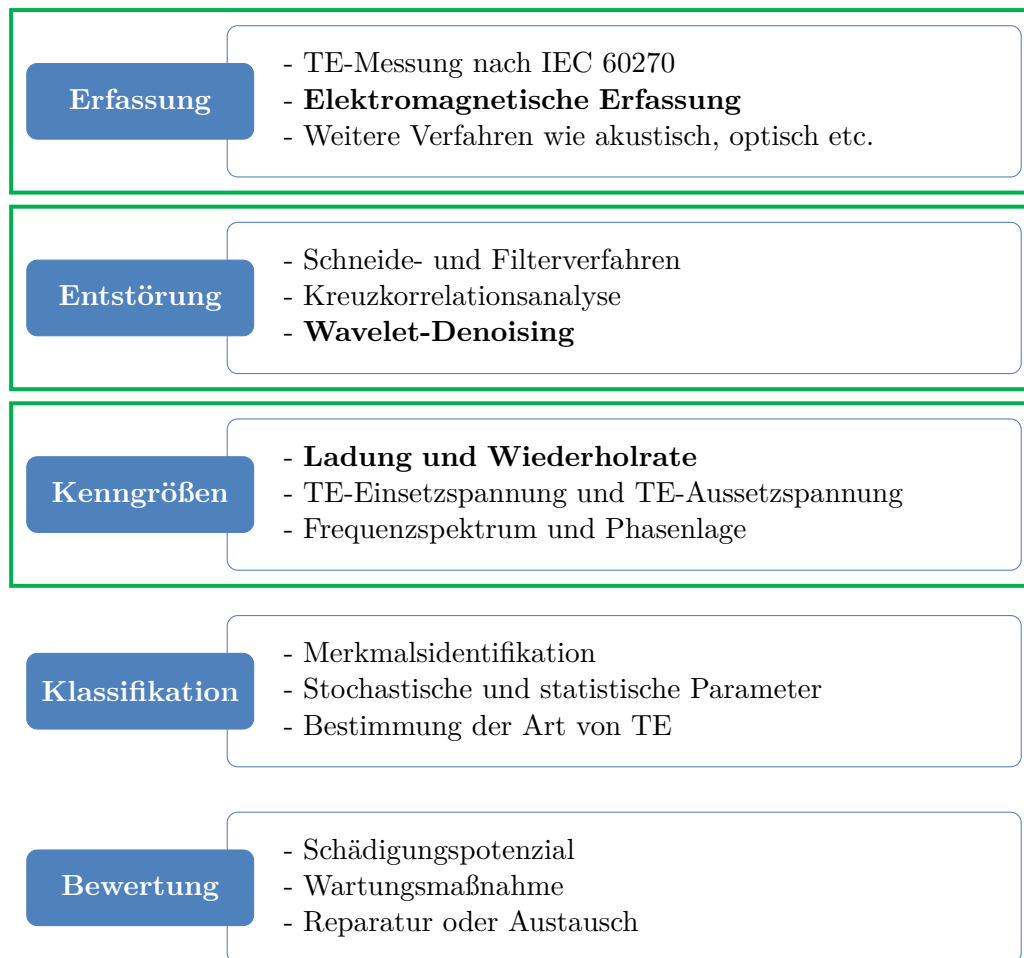


Abbildung 1.1: Schematische Darstellung der TE-Diagnose und Kennzeichnung der für die Arbeit relevanten Aspekte (grün)

den Kommunikationsdiensten, wesentlich geringere Signalenergien auf. Außerdem sind neben schmalbandigen Signalen auch breitbandige Störsignale, wie sie etwa von leistungselektronischen Bauteilen emittiert werden, zu berücksichtigen. An die Entstörung wird entsprechend der Anspruch einer Störunterdrückung gestellt, welche die TE-Signale von der Störumgebung isoliert und die TE-Signale nicht verzerrt. Hinsichtlich der Bewertung des Zustandes der Isolation der Betriebsmittelkomponente sind klassische Kenngrößen wie die TE-Einsatzspannung und die TE-Aussetzspannung, sowie die scheinbare Ladung, Häufigkeit bzw. Wiederholrate der TE und die Phasenlage relevant. Dabei ergeben sich insbesondere im Hinblick auf Bestimmung der Ladungsmenge aus einem elektromagnetischen Signal Herausforderungen, da die Ladung hier nicht mehr durch einen Stromintegrator bestimmbar ist.

Im Rahmen dieser Arbeit liegt im Hauptteil der Fokus auf den in Abbildung 1.1 grün gekennzeichneten Bereichen der elektromagnetischen Erfassung von TE, der Entstörung der so erfassten TE-Signale und der Bestimmung der Ladungsmenge. Nach der Einleitung, der Formulierung der Ziele dieser Arbeit und der Vorstellung des methodischen Vorgehens zur Zielerreichung folgt in Kapitel 2 ein Überblick bereits etablierter Technologien und in diesem Kontext eine Abgrenzung der Arbeit. In Kapitel 3 werden relevante feld- und signaltheoretische Aspekte von TE betrachtet, welche die weiteren Untersuchungen begründen. Diese Untersuchungen erfolgen mit

einem Versuchsaufbau, der zum einen die kontrollierte Erzeugung von TE-Signalen ermöglicht, und zum anderen die Erfassung über einen elektrischen Messkreis im Sinne einer Validierungsmessung ermöglicht. Eine weitere Besonderheit dieses Versuchsaufbaus liegt in der Möglichkeit verschiedener Aufnahmemodi. Dieser Versuchsaufbau, die forschungs- und anwendungsrelevanten Datenaufnahmemodi, sowie die Messumgebung werden in Kapitel 4 vorgestellt.

Ziel 1: Entstörung von mit breitbandiger Antennenstruktur in Umgebungen mit hohem Störpegel erfassten TE-Signalen

Der Hauptteil beginnt mit Kapitel 5, der Entstörung von elektromagnetisch erfassten TE-Signalen. Dabei werden Arbeiten weitergeführt, die bereits die Erfassung von TE-Signalen mit einer klassischen logarithmisch periodischen Antenne beinhalten und unter Verwendung einer triggerbasierten Aufnahme im Rahmen von Grundlagenuntersuchungen von TE-Signalen erfolgen. Diese Eventtriggerung zur Reduzierung der Störanteile durch Mittelung ist durch die Besonderheiten des Versuchsaufbaus möglich, im Anwendungsfall jedoch nicht umsetzbar. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird das Ziel der Entstörung von fortlaufend aufgezeichneten TE-Signalen verfolgt, die mit einer klassischen logarithmisch periodischen Antenne in einer Umgebung mit starkem Störpegel erfasst werden. Aufgrund dessen, dass die Störumgebung wesentlich energiereicher als die TE-Signale ist, sind die TE-Signale vollständig von der Störumgebung überlagert. Dadurch motiviert sich die Identifizierung und Optimierung eines Entstörungsverfahrens, welches robust gegenüber starken Störumgebungen ist.

Ziel 2: Design von breitbandigen miniaturisierten Strukturen und Validierung zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE

Klassische breitbandige Antennenstrukturen wie logarithmisch periodische Antennen sind Richtfunkantennen. Diese erfordern die Kenntnis des Ortes der Entstehung der TE, um die Antenne entsprechend auszurichten. Dies ist im Rahmen der Forschung unter gezielter Erzeugung von TE-Signalen, nicht aber im Anwendungsfall gegeben. Außerdem betragen die Maße breitbandiger Antennen klassischer Bauform, deren Frequenzbereich bis in den für TE relevanten MHz-Bereich reicht, bis zu über 2m. Dadurch motiviert sich das Design von breitbandigen miniaturisierten Strukturen und die Validierung zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE wie es in Kapitel 6 verfolgt wird.

Ziel 3: Kalibrierung der Strukturen zur Bestimmung der Ladungsmenge aus elektromagnetisch erfassten TE-Signalen

Die Ladungsmenge stellt im Rahmen der TE-Diagnose eine relevante Kenngröße dar. Die von TE emittierten elektromagnetischen Wellen legen eine Signalstrecke zurück, die verschiedene Einflüsse auf das Signal hat. Elektromagnetisch erfasste TE-Signale liegen als Spannungssignal am Fußpunkt der Antenne vor und unterscheiden sich deutlich von leitungsgebunden erfassten TE-Signalen. Hier ist keine Integration des Stromes zur Bestimmung der Ladung anwendbar. Hierdurch motiviert sich das Ziel der Kalibrierung der entwickelten Strukturen zur Bestimmung der Ladungsmenge, wie es in Kapitel 7 verfolgt wird.

Methodisches Vorgehen zur Erreichung der Ziele

Die benannten Ziele leisten einen innovativen Beitrag zu einer kontaktlosen TE-Diagnose von Betriebsmitteln und damit zur Gewährleistung der Übertragungssicherheit des Energieübertragungsnetzes. Die Entstörung von TE-Signalen ist im Rahmen der kontaktlosen Erfassung unabdingbar. Zum einen dient sie der Isolation der TE-Impulse von der Störumgebung, die wesentlich energiereicher ist als die TE-Signale selbst, und zum anderen der Genauigkeit der Bestimmung der Ladungsmenge. Das Design von breitbandigen miniaturisierten Strukturen zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE leistet einen innovativen Beitrag zur optimierten und anwendungsrelevanten Erfassung von TE. Zur Zustandsbewertung dient im Rahmen der TE-Diagnose unter anderem die Ladungsmenge, sodass eine Kalibrierung elektromagnetischer Strukturen zur Bestimmung der Ladungsmenge einen weiteren unverzichtbaren Beitrag zur kontaktlosen TE-Diagnose leistet.

Die Untersuchungen basieren auf einem Aufbau, mit dem TE sowohl gezielt erzeugt als auch durch einen elektrischen Messkreis erfasst werden. Der Aufbau beinhaltet eine Messzelle in deren Inneren an einer Nadel TE erzeugt werden. Durch die besondere Auslegung der Messzelle wird das TE-Signal leitungsgebunden aus der Messzelle ausgekoppelt und liegt reflexions- und störungsfrei vor. Dieses Signal dient der Aufzeichnung von Vergleichssignalen zur Validierung der erfolgreichen Entstörung der gleichzeitig elektromagnetisch aufgezeichneten TE-Signale. Außerdem ist die Messzelle als Prüfling in einen Standard Teilentladungsmesskreis nach IEC 60270 eingebracht, wodurch eine Bewertung der Genauigkeit der im Rahmen eines entwickelten Kalibrierungsverfahrens bestimmten Ladungsmenge in Bezug zur Norm erfolgt.

Zur Entstörung wird ein Verfahren gewählt, welches sich sowohl zur Unterdrückung von breitbandigen Störern und Rauschen, als auch zur Unterdrückung von schmalbandigen Störern eignet. Das Wavelet-Denoising bietet im Allgemeinen einen Ansatz zur Rauschreduktion und wird bereits auf leitungsgebunden erfasste TE-Signale angewendet. Im Rahmen dieser Arbeit wird gezeigt, dass das Wavelet-Denoising nicht nur zur Rauschunterdrückung, sondern auch zur Unterdrückung schmalbandiger und breitbandiger Störsignale geeignet ist, welche die elektromagnetisch erfassten TE-Signale vollständig überlagern. Beim Wavelet-Denoising wird eine skalierbare und verschiebbare Funktion, die sogenannte Wavelet-Funktion, über das Zeitsignal geschoben. Das Zeitsignal wird in Koeffizienten zerlegt, die dann nach bestimmten Schwellwertregeln mit dem Ziel der Störunterdrückung manipuliert werden. Die Bestimmung des Schwellwerts erfolgt durch Verfahren zur Schätzung der Störumgebung. Im rücktransformierten TE-Signal sind die TE-Impulse deutlich als solche zu identifizieren. Das Entstörungsverfahren wird hinsichtlich der Wahl der Wavelet-Funktion, des Schätzverfahrens und der Schwellwertregel optimiert. Die idealen störungsfreien elektromagnetischen TE-Signale sind aufgrund der vollständigen Überlagerung durch die Störumgebung nicht bekannt. Dies erschwert die Bewertung der Entstörung hinsichtlich Störunterdrückung, Signalverzerrung und erfolgreicher Identifikation der TE-Impulse. Aufgrund dessen wird ein neues Bewertungsverfahren entwickelt. Dieses beinhaltet neben der Festlegung der Bewertungsgrößen die Nachbildung eines synthetischen Testsignals. Eine mathematisch abgebildete Abfolge von TE-Impulsen wird mit einer in Laborumgebung erfassten Störumgebung überlagert und der Entstörungsmethode zugeführt. Da

das Nutzsignal in Form des mathematisch abgebildeten TE-Signals vorliegt, sind sowohl Stör-
unterdrückung als auch Einfluss der Entstörung auf das Nutzsignal eindeutig bewertbar. Die
Bewertung der Zuverlässigkeit der Detektion von TE-Impulsen ist bei Verwendung des synthe-
tischen Testsignals ebenfalls möglich. Bei Verwendung von realen, mit der Antenne gemessenen,
TE-Signalen ist aufgrund des speziellen Messaufbaus eine Validierung der Zuverlässigkeit der
TE-Impulsdetektion möglich. In Vorstudien erfolgt eine Qualifizierung der Entstörungsmetho-
de hinsichtlich ihrer Variationsparameter und der Robustheit gegenüber der Störumgebung. Im
Anschluss erfolgt die Anwendung des Bewertungsverfahrens auf reale TE-Messsignale zur Qua-
lifizierung des Wavelet-Denoisings hinsichtlich des anwendungsrelevanten Einsatzes im Rahmen
der kontaktlosen TE-Diagnose. Die Bewertung hinsichtlich einer zuverlässigen Impulsdetektion
erfolgt unter Verwendung des Vergleichssignals, welches durch den oben beschriebenen Aufbau
gewonnen wird.

Im Sinne eines breitbandigen und miniaturisierten Designs von Antennenstrukturen zur Er-
fassung von TE bieten Patch-Strukturen einen neuartigen Ansatz. Diese sind breitbandig bei
zugleich kompakter Realisierung und darüber hinaus mit einer Rundstrahlcharakteristik um-
setzbar. Durch Aufbringen von Kupferstrukturen auf ein Dielektrikum sind die benötigten
geometrischen Dimensionen für den gleichen Frequenzbereich geringer. Es werden Kriterien
hinsichtlich der Maße und des Arbeitsfrequenzbandes festgelegt, die im Rahmen des Designs
der Strukturen zur Erfassung von TE-Signalen zu erfüllen sind. Das Strukturdesign erfolgt
unter Verwendung verschiedener Designansätze. Es wird eine logarithmisch periodische Patch-
Struktur, eine Hilbert-Fraktal-Struktur sowie eine Flügel-Struktur realisiert. Das Design erfolgt
zur Realisierung einer Rundstrahlcharakteristik antipodal. Zur Qualifizierung der Strukturen
erfolgt die Bestimmung von relevanten Antennenparametern, sowie die Validierung zur Erfas-
sung von TE. Die Antennenparameter werden sowohl messtechnisch als auch durch numme-
rische Modellbildung bestimmt. Zur Validierung der ausrichtungsunabhängigen Erfassung von
TE-Signalen erfolgen umfangreiche empirische Studien im Kleinlabor und einer Hochspannungs-
halle unter Verwendung des oben erwähnten Versuchsaufbaus. Dabei werden Abstand, Drehung
und Ausrichtung der Strukturen in Bezug zur TE-Quelle variiert. Es werden Signalgrößen fest-
gelegt und einander gegenübergestellt, welche die TE-Erfassung und die Störempfindlichkeit
der Strukturen bewerten. Die Strukturen werden untereinander hinsichtlich der Erfüllung der
Kriterien bewertet und verglichen. Dabei wird auch eine durchführbare Kalibrierung zur Be-
stimmung der Ladungsmenge aus dem elektromagnetisch erfassten TE-Signal berücksichtigt.

Zur Bestimmung der Ladungsmenge wird ein energiebasierter Ansatz und ein hierauf aufbau-
endes Verfahren zur Bestimmung einer Korrekturfunktion entwickelt. Dazu wird zunächst die
Signalenergie als zur Bestimmung der Ladung geeignete Größe identifiziert. Hierzu wird durch
Kalibrierimpulse, die auf oben erwähnten Aufbau gegeben werden, eine Proportionalität zur
Ladung validiert und eine Korrekturfunktion ermittelt. Der Ansatz wird als Kalibrierungsver-
fahren verwendet, um die entwickelten Strukturen zu kalibrieren. Es folgen empirische Studien
zur Genauigkeit der Bestimmung der Ladungsmenge durch das entwickelte Verfahren unter
Messung von zum einen Kalibrierimpulsen und zum anderen realen TE-Impulsen. Die Validie-
rung der Genauigkeit der bestimmten Ladungsmenge der realen TE-Impulse wird durch den
im Aufbau enthaltenden Standard Teilentladungsmesskreis nach IEC 60270 ermöglicht.

Technologieüberblick und Abgrenzung

Wie in Abbildung 1.1 dargestellt, gliedert sich der inhaltliche Kern dieser Arbeit in drei wesentliche Teile: die Entstörung von elektromagnetisch erfassten TE-Signalen, die Entwicklung und Qualifizierung von Patch-Strukturen zur Erfassung von TE und die Kalibrierung hinsichtlich der Ladungsbestimmung. Thematisch ist diese Arbeit der TE-Diagnose zuzuordnen. Vor diesem Hintergrund erfolgt zunächst ein Überblick der verschiedenen Messverfahren, die im Zusammenhang mit der TE-Diagnose bereits in der Anwendung etabliert sowie Gegenstand aktueller Forschung sind. Im Anschluss wird auf die drei wesentlichen inhaltlichen Teile dieser Arbeit vor dem Hintergrund des Standes der Wissenschaft eingegangen.

2.1 Überblick zur Teilentladungsmesstechnik

Die Messung von TE erfolgt zum einen leitungsgebunden über einen Messkreis oder zum anderen basierend auf physikalischen Aspekten wie der elektromagnetischen Einkopplung oder der akustischen, optischen und chemischen Detektion.

Das TE-Messverfahren nach IEC 60270 [IEC60] ist ein leitungsgebundenes Messverfahren, bei dem die Auskopplung der TE-Impulse mit Hilfe eines Koppelkondensators erfolgt. Bei mehrphasigen Betriebsmitteln werden entsprechend der Phasenanzahl mehrere Koppelkondensatoren benötigt. Es ist zu berücksichtigen, dass mit steigender Betriebsspannung auch die Abmessungen und die Kosten der Koppelkondensatoren zunehmen. Darüber hinaus wird ein Ankopplungsvierpol (AKV) benötigt, welcher mit dem Messgerät und einer entsprechenden Software verbunden ist. Üblicherweise werden die Signale mit Bandbreiten ≤ 900 kHz und Mittenfrequenzen ≤ 1 MHz erfasst. [IEC60] [Küc17] [Sch16]

Unter Verwendung dieses Messkreises nach IEC 60270 werden klassische Kenngrößen wie die TE-Einsetzspannung und die TE-Aussetzspannung, sowie die scheinbare Ladung, Häufigkeit bzw. Wiederholrate der TE und die Phasenlage ermittelt. Die scheinbare Ladung wird in der Literatur auch Intensität genannt und ist eine Kenngröße zur Bewertung der Schädigungsrelevanz. Bei Verwendung dieses Verfahrens unter Wechselspannung ergibt sich bei gleichzeitiger Aufnahme der anliegenden Spannung eine Phasenlage der TE-Impulse. Die scheinbare Ladung wird durch den verursachten Spannungseinbruch oder den Entladungsstrom bestimmt. Zur Bestimmung der scheinbaren Ladung ist in diesem Verfahren eine Kalibrierung mit definierten Ladungsimpulsen notwendig. [Küc17]

TE-Impulse erzeugen elektromagnetische Wellen, deren Ausbreitung durch die Maxwell Gleichungen beschrieben wird. Je nach Ausbreitungsmedium des Signals ergeben sich Unterschiede in Ausbreitungsgeschwindigkeit und Dämpfung. Der Frequenzbereich der TE-Impulse liegt je nach Art der TE und Entstehungsmedium im Bereich von einigen 100 MHz - dem VHF-Bereich - bis zu einigen GHz - dem UHF-Bereich. Insbesondere in Öl-isolierten Transformatoren oder gasisolierten Schaltanlagen weisen die TE-Impulse wesentliche Anteile im GHz-Bereich auf. [Küc17] [Sch16]

Die durch TE-Impulse verursachten Schallwellen ermöglichen eine Detektion über akustische Richtmikrophone. Dabei ist es aufgrund der Richtcharakteristik erforderlich, dass die TE-Quellen in Sichtweite und Reflexionen in der Umgebung berücksichtigt werden. In Öl gefüllten Transformatoren werden Schallmikrophone mit chemischen Nachweisverfahren kombiniert [Sch16]. Grundsätzlich ist durch Triangulationsverfahren mithilfe der Erfassung akustischer Signale eine Lokalisation der TE-Quelle möglich. Bei akustischen Verfahren besteht jedoch, wie auch bei elektromagnetischen Verfahren, kein direkter Zusammenhang zwischen der erfassten Messgröße und der scheinbaren Ladung der TE-Impulse. [Küc17] [Sch16]

Je nach Entstehungsmedium weisen TE-Signale ein Spektrum vom infraroten bis zum ultravioletten Bereich auf. Äußere TE können durch spezielle UV-Kameras sichtbar gemacht werden. Auch hier ist es wie bei den akustischen Messverfahren erforderlich, dass die TE-Quelle in Sichtweite ist. Innere TE in lichtdurchlässigen Isolationsmedien wie Öl, Gas oder einigen Kunststoffen und Silikon werden zum einen mit Glasfasern als optische Sensoren erfasst. Vorteil ist hier die hohe Bandbreite, mit der das Signal erfasst wird, sowie die Proportionalität der Signale zur scheinbaren Ladung. Zum anderen werden TE-Impulse mit optischen Fasern detektiert, die fluoreszierende Essenzen enthalten. Für beide Verfahren ist ein Photomultiplier notwendig, der die optischen Signale in elektrische Signale umwandelt. [Küc17] [Sch16]

2.2 Entstörungsmethoden

Eine kontaktlose Erfassung durch breitbandige Antennen ermöglicht eine Erfassung von TE im laufenden Betrieb ohne Eingriff in die Betriebsmittel oder die umliegende Infrastruktur. Eine breitbandige Erfassung erhöht darüber hinaus den Informationsgehalt des erfassten Signals, wodurch eine spätere Identifikation von Merkmalen verschiedener TE-Arten und eine daran anschließende Klassifikation verbessert wird. Neben der Ladungsmenge dienen hierbei das Frequenzspektrum und die Wiederholrate als Klassifikationsmerkmal. Aufgrund der breitbandigen Erfassung werden das Frequenzspektrum und die Wiederholrate höher aufgelöst. Außerdem ermöglicht die breitbandige und kontaktlose Erfassung die Möglichkeit der TE-Ortung im Raum unter Zuhilfenahme von Laufzeitdifferenzen und Abstandsgesetzen. Durch derartige kontaktlose Verfahren, die mit Einkopplung von elektromagnetischen Wellen arbeiten, ergeben sich jedoch Nachteile insbesondere die Störeinflüsse betreffend. In breitbandige Antennen koppeln sowohl schmalbandige als auch breitbandige Störsignale ein, die teilweise einen weitaus höheren Signalpegel aufweisen als die TE-Signale. Je nach Störumgebung überlagern diese Störer das TE-Signal gänzlich, sodass im Messsignal ohne weitere Datenverarbeitung keine TE-Impulse zu erkennen und auszuwerten sind. Durch geeignete Verfahren werden trotz dieser Störeinflüsse

die relevanten Messsignale isoliert und weiterverarbeitet.

Neben digitalen Filtern wie rekursiven Filtern (IIR), nicht-rekursiven Filtern (FIR) und dem Wiener-Filter, welche zur Unterdrückung schmalbandiger periodischer Störer genutzt werden [Kön91] [Köp94], bietet das Wavelet-Denoising basierend auf der diskreten Wavelet-Transformation (DWT) eine Alternative, die auch breitbandige Störer und Rauschen zuverlässig unterdrückt. Im Rahmen dieser Entstörungsmethode bestehen verschiedene Möglichkeiten in der Auswahl von

- Wavelet-Familie und Wavelet der Familie,
- Anzahl der Stufen der Dekomposition,
- Methode zur Schätzung des Schwellwerts,
- Schwellwertregel,
- Methode zur Schätzung der Varianz des Rauschens.

Je nach Anwendungsfall ergibt sich eine geeignete Kombination dieser Parameter, so auch für die Entstörung von kontaktlos erfassten TE-Signalen.

Es liegen mehrere Studien zur Wavelet-Auswahl vor. Das Daubechies-Wavelet (db), das um 1990 von Ingrid Daubechies entworfen wurde, sowie das ebenfalls von ihr entworfene Coiflet-Wavelet (coif) und eine modifizierte Form des Daubechies-Wavelets, das Symlet-Wavelet (sym), sind bereits Gegenstand der Forschung zur Entstörung von TE-Messsignalen [Eva08] [Mad19] [HA11] [Zae18] [Zae19]. Die genannten Wavelet-Familien sind orthogonale Wavelets. Biorthogonale Wavelets wie das BiorSplines Wavelet (bior) eignen sich ebenfalls zur Entstörung von TE-Messdaten [HA11]. Es gibt bereits Ansätze zur energiebasierten Auswahl von Wavelets [Alt15] und zur korrelationsbasierten Auswahl von Wavelets [Li10] im Zusammenhang mit der Entstörung von TE-Messsignalen.

Neben der Wahl des Wavelets wird die Fähigkeit zur Störunterdrückung des Wavelet-Denoisings auch durch die Wahl der Schwellwertregel beeinflusst. In [Eva08], [HA11], [Zae19] und [Hua23] werden verschiedene Kombinationen der harten und weichen Schwellwertregel mit ausgewählten Wavelets durchgeführt. In [Hua23] wird die Schwellwertfunktion angepasst, um den Schwellwert an den Lärmpegel der Umgebung anzupassen. In [Lin22] wird eine neue Schwellwertfunktion entwickelt, welche die Vorteile der harten und weichen Schwellwertregel kombiniert. Ein energiebasierter Ansatz für die Schwellwertregel wird in [Hus16] untersucht.

Das Wavelet-Denoising ist kompatibel mit anderen Filtern und in Kombination mit sich selbst durch Variation der Parameter [Sha19] umsetzbar. Neben Methoden zur Entstörung von TE-Messsignalen mit der DWT gibt es vergleichbare Methoden zur Entstörung von TE-Messsignalen wie die Variations-Modenzerlegung und die Multiskalen-Hauptkomponentenanalyse [Boy22].

Die Untersuchungen unterscheiden sich in der Wahl des Sensors zur Messung der TE, woraus sich Unterschiede in der Störeinkopplung ergeben. Damit verbunden sind Unterschiede im Störpegel und dementsprechend im Signalrauschabstand (SNR) der zu entstörenden Messdaten, auf die das Wavelet-Denoising angewendet wird. In [Mad19], [HA11] und [Alt15] werden konventionelle Messschaltungen mit Koppelkondensator und Messimpedanz zur Entkopplung

des TE-Signals verwendet. Dies führt zu TE-Messsignalen mit einem SNR von 69 dB [HA11] und -16 dB [Alt15]. In [Zae18] und [Zae19] wird ein RC-Sensor am Erdungskabel angebracht, woraus sich ein SNR von 13,7 dB bis 37 dB ergibt. TE-Signale werden in [Hus16] induktiv mit einer Rogowski-Spule und einem akustischen Sensor an einem Öltank mit einer TE-Quelle und einer HF-Antenne im Inneren des Tanks erfasst. Daraus ergeben sich TE-Messsignale mit einem SNR von bis zu -5 dB.

In [Li10] wird eine UHF-Antenne in einem Öltank mit TE-Quelle verwendet. Dies führt zu einem SNR von 0 dB bis 7 dB. In [Boy22] wird eine Monopolantenne von 5 cm Länge außerhalb des Testobjekts verwendet. Für die TE-Messsignale ergibt sich ein SNR von bis zu -10 dB. In [Hua23] ist ein piezoelektrischer Ultraschallsensor in einem Öltank montiert, in dem sich eine Nadel-Platte-Anordnung befindet. Es ergibt sich ein SNR von 6,16 dB für die so erfassten TE-Messsignale. In [Lin22] wird die Anhäufung von freien Metallpartikeln auf der Oberfläche der inneren Isolierstruktur einer gasisolierten Schaltanlage nachgeahmt und mit einem außen angebrachten Schallemissionssensor gemessen. Daraus resultieren TE-Messsignale mit einem SNR von bis zu 20 dB. Die Ortung von Fehlstellen in einem Stromkabel wird in [Lan19] mit nur einem Sensor statt wie üblich mit zwei durchgeführt. Das Wavelet-Denoising wird eingesetzt, um die Genauigkeit der Ortung zu verbessern. Es ergeben sich TE-Messsignale mit einem SNR von -15 dB.

Synthetische TE-Signale werden in [Sha19] mit einem Rauschpegel von 50 % überlagert, was einem SNR von -8 dB entspricht. In [Eva08] werden synthetische TE-Signale mit einem SNR von 30 dB bis 40 dB verwendet.

Allen Untersuchungen gemeinsam ist die Verwendung von quantitativen Bewertungsgrößen. Zur Bewertung der Entstörungsmethoden werden neben dem bereits erwähnten SNR Größen wie der Rauschunterdrückungsgrad [Mad19] [Hus16] oder die Rauschreduktionsrate (NRR) [Hua23] [Boy22] verwendet. Größen wie das mittlere Abweichungsquadrat (RMSE) [Hua23][Hus16] [Sha19] oder der mittlere quadratische Fehler (MSE) [HA11] und der Korrelationskoeffizient (Korr) [Eva08] [Hua23] [Boy22] werden verwendet, um den Einfluss der Entstörungsmethode auf das Eingangsnutzsignal zu bewerten.

Die Untersuchungen der vorgestellten Arbeiten beschränken sich auf über einen Messkreis leitungsgebunden erfasste TE-Signale, sowie akustisch erfasste TE-Signale. Untersuchungen mit UHF-Sensoren erfolgen in geschlossenen und vor Störemissionen geschützten Komponenten wie Öltanks und gasisolierten Schaltanlagen. Der SNR der Messsignale in den vorgestellten Untersuchungen ist überwiegend $\gg 1$. Im Falle der leitungsgebundenen Auskopplung der Messsignale in [Alt15] ist der SNR mit -16 dB am geringsten. Darüber hinaus ist die Auswahl der genutzten Wavelets und Schätzer auf wenige beschränkt.

In Abgrenzung zu den vorgestellten Arbeiten erfolgt im Rahmen der vorliegenden Arbeit die Anwendung des Wavelet-Denoisings auf mit einer breitbandigen Antennenstruktur erfasste TE-Signale. Die Messsignale werden in einer starken Störumgebung aufgezeichnet, die hinsichtlich der Anwendung von Antennen in Hochspannungslaboren und Umrichterstationen repräsentativ ist. Der SNR der so erfassten TE-Signale beträgt ca. -60 dB. Dabei ergibt sich nicht nur aus der Störumgebung selbst, sondern auch aus der Breitbandigkeit der Antenne ein hoher Störpegel. Es erfolgen umfangreiche Studien zur Wahl von Wavelet und Schätzer und eine Bewertung hin-

sichtlich Störunterdrückung und Signalverzerrung durch das Wavelet-Denoising. Hierzu wird ein neues Bewertungsverfahren entwickelt. Außerdem wird die Zuverlässigkeit der Impulsdetektion durch eine neue Bewertungsgröße bewertet. Dies erfolgt durch einen einzigartigen Laboraufbau, der die gleichzeitige Aufzeichnung des Antennensignals und eines reflexionsfrei leitungsgebunden erfassten Signals ermöglicht. Darüber hinaus wird das Wavelet-Denoising hinsichtlich einer Eignung zur Unterdrückung von schmalbandigen und breitbandigen Störern validiert. Das Wavelet-Denoising dient vor dem Hintergrund bekannter Quellen bisher der Rauschreduktion.

2.3 Erfassung mit Antennenstrukturen

Die Erfassung von TE-Signalen ist durch klassische Richtfunkantennen umsetzbar. In [Wie17], [Wie18] und [Wie19] wird eine klassische logarithmisch periodische Antennenstruktur zur Erfassung von TE-Signalen verwendet. Eine weitere Möglichkeit sind spezielle Antennenstrukturen, die sogenannten Patch-Antennen oder auch Streifenleitungsantennen. Hier werden geometrische Kupferstrukturen (sog. Patches) auf ein dielektrisches Substrat aufgebracht. Auf der Rückseite des Substrates wird entweder ebenfalls eine Kupferstruktur, die als Gegenpol dient, oder eine durchgehende Erdungsfläche aus Kupfer aufgebracht. Aufgrund des dielektrischen Substrates wird die Antennenstruktur gegenüber einer klassischen Antenne verstimmt und die durch die Wellenlängen des Frequenzbereiches bestimmten notwendigen Maße werden verkürzt. Von Vorteil sind die hohen realisierbaren Bandbreiten bei gleichzeitig kleinen Strukturen sowie eine grundsätzlich erzielbare Rundstrahlcharakteristik.

Grundsätzlich sind die aus den klassischen Antennenbauformen bekannten Strukturen als Patch-Strukturen realisierbar. In [Paw17] werden die Gesetzmäßigkeiten einer logarithmisch periodischen Richtantennenstruktur auf eine Patch-Struktur übertragen und mit Hilfe eines FEM-Programms Sensitivitätsstudien zur Änderungen in der Parametrierung von geometrischen Maßen durchgeführt. Die Realisierung erfolgt antipodal, sodass sich einer Rundstrahlcharakteristik angenähert wird. Es werden je nach Struktur Arbeitsfrequenzbänder von etwa 5 GHz bis 7,5 GHz erzielt. Kriterien zur Festlegung des Arbeitsfrequenzbandes sind hierbei ein Stehwellenverhältnis von $s_A < 2$ und eine Rückflussdämpfung von $r_A < -10$ dB. In [Kon22] wird eine den Vivaldi-Antennen ähnliche Struktur umgesetzt und in mehreren Modifizierungsschritten mit dem Ziel einer Reduktion der Rückflussdämpfung über ein breiteres Frequenzband an eine für die TE-Messung relevante Bandbreite angepasst. Es ergibt sich dadurch eine Bandbreite von 0,76 GHz bis 3,0 GHz.

Auch einfache runde Patch-Strukturen ermöglichen die TE-Erfassung. In [Uwi21] wird eine runde Patch-Struktur realisiert und Kenngrößen wie Stehwellenverhältnis und Rückflussdämpfung durch Simulationen mithilfe eines FEM-Programms ermittelt. Dabei ergibt sich ein Arbeitsfrequenzband von 1,2 GHz bis 3,0 GHz, welches durch ein Stehwellenverhältnis von $s_A < 2$ und eine Rückflussdämpfung von $r_A < -10$ dB festgelegt wird. Aufgrund einer reduzierten Erdungsfläche auf der Rückseite ergibt sich eine Annäherung an eine Rundstrahlcharakteristik, die sich auch auf die Rückseite der Struktur erstreckt. In [Dar22] wird ebenfalls eine runde Patch-Struktur realisiert und in ein FEM-Modell einer gasisolierten Schaltung implementiert. Als TE-Signal wird ein Gaußimpuls modelliert und als Randbedingung an einer Seite

der gasisolierten Schaltanlage hinterlegt. Unter Berücksichtigung einer Rückflussdämpfung von $r_A < -10$ dB als Kriterium ergibt sich ein Arbeitsfrequenzband von 0,7 GHz bis 3,0 GHz. Auch zirkulare Strukturen, wie in [Wu13] untersucht werden, eignen sich zur TE-Erfassung. Darin wird eine archimedische Spiralstruktur zur Erfassung von drei unterschiedlichen TE-Arten in Öl genutzt. Unter Berücksichtigung eines Stehwellenverhältnisses von $s_A < 2$ ergibt sich ein Arbeitsfrequenzband von 1,2 GHz bis 3,0 GHz.

Eine besondere Form sind Fraktal-Strukturen, die dadurch gekennzeichnet sind, dass sich die Strukturen innerhalb ihrer selbst in verschiedenen Skalierungen wiederholen und somit eine hohe Bandbreite ermöglichen. In [Jin08] werden zwei Patch-Antennen unterschiedlicher Struktur zur TE-Erfassung vorgestellt. Zum einen ein Hilbert-Fraktal mit einer Bandbreite von 0,5 GHz bis 0,9 GHz und zum anderen eine Schleifenstruktur mit einer Bandbreite von 0,1 GHz bis 0,7 GHz. Die Arbeitsbandbreite wird über ein Stehwellenverhältnis von $s_A < 5$ festgelegt. Die Strahlungscharakteristik ist fokussiert auf die Vorderseite der Struktur. Mit den Strukturen werden drei unterschiedliche Arten von künstlich erzeugten TE in Öl experimentell detektiert und das Leistungsspektrum im Frequenzbereich untersucht. In [Cui20] wird eine Schleifenstruktur gegenüber einem Hochfrequenzstromwandler untersucht. Beide werden in den Erdungszweig eingebracht. Für die Schleifenstruktur ergibt sich unter Berücksichtigung eines Stehwellenverhältnisses von $s_A < 2$ und einer Rückflussdämpfung von $r_A < -10$ dB ein Arbeitsfrequenzband von 0,74 GHz bis 1,5 GHz. In [Zah17] werden drei verschiedenartige Hilbert-Fraktale ebenfalls zur Messung drei verschiedener TE-Arten in einem Öl-isolierten System verwendet. Die Strukturen unterscheiden sich in der Zusammensetzung aus Hilbert-Fraktalen 4. Ordnung. Es wird ein Arbeitsfrequenzband von 0,5 GHz bis 4,0 GHz realisiert. Als Kriterium zur Bestimmung des Arbeitsfrequenzbandes wird eine Rückflussdämpfung von $r_A < -10$ dB festgelegt. Die Strahlungscharakteristik fokussiert sich hier ebenfalls auf die Vorderseite der Struktur. In [Li13] wird ein Hilbert-Fraktal 2. Ordnung mit einer parasitären Leitung modifiziert und zu einer gestapelten Struktur zusammengeführt. Die Struktur wird in einem FEM-Modell abgebildet und an einem Messaufbau mit zwei unterschiedlichen künstlich erzeugten TE-Arten erprobt. Das Arbeitsfrequenzband ergibt sich hier durch ein Stehwellenverhältnis von $s_A < 5$ zu 0,45 GHz bis 1,0 GHz. In [Wu21] wird eine Peano-Fraktal-Struktur zu TE-Erfassung in einer gasisolierten Schaltanlage entwickelt. Aus Simulationen und experimentellen Versuchen ergibt sich ein Arbeitsfrequenzband von 0,3 GHz bis 3,0 GHz. Als Kriterium wird ein Stehwellenverhältnis von $s_A < 2$ zugrunde gelegt. Zudem wird eine ellipsoide Strahlungscharakteristik erzielt.

In [Sur14] wird eine Bowtie-Struktur mit mittigem Ausschnitt entwickelt. Mit Hilfe von Simulationen und experimentellen Untersuchungen an einem Aufbau zur künstlichen Erzeugung von äußeren TE wird unter Berücksichtigung einer Rückflussdämpfung von $r_A < -10$ dB ein Arbeitsfrequenzband von 1,35 GHz bis 1,72 GHz erzielt. Der Abstand zwischen Patch-Struktur und TE-Quelle beträgt 10 cm. In [Rha22] wird eine Kombination aus Dipol und Bowtie-Struktur entwickelt und mit einer einfachen Dipol-Struktur sowie mit einer einfachen Bowtie-Struktur verglichen. Mit Hilfe von Simulationen wird unter Berücksichtigung der Kriterien eines Stehwellenverhältnisses von $s_A < 2$ und einer Rückflussdämpfung von $r_A < -10$ dB ein Arbeitsfrequenzband von 0,8 GHz bis 0,95 GHz bzw. 0,6 GHz bis 1,2 GHz ermittelt.

Allen Studien gemeinsam ist der Fokus auf Stehwellenverhältnis und Rückflussdämpfung,

welche durch Simulationen oder Messungen bestimmt werden. Die Strahlcharakteristik wird ebenfalls durch Simulationsmodelle ermittelt. Durchgeführte Messungen von TE beschränken sich überwiegend auf die Durchführung in Öltanks oder gasisolierten Schaltanlagen, welche aufgrund des Gehäuses vor äußeren Störeinflüssen geschützt sind, oder auf Messungen mit einem Abstand zwischen Struktur und TE-Quelle von wenigen Zentimetern.

In Abgrenzung zu den vorgestellten Arbeiten erfolgt im Rahmen der vorliegenden Arbeit zunächst das Design drei verschiedener Patch-Strukturen. Das Design erfolgt hinsichtlich einer breitbandigen und ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE-Signalen, sodass antipodale Designs mit Designs klassischer Erdung verglichen werden. Neben der bereits etablierten messtechnischen Bestimmung des Stehwellenverhältnisses und der Bestimmung der Strahlcharakteristik durch numerische Simulationen, erfolgen umfangreiche empirische Studien mit den entwickelten Strukturen zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE-Signalen. Dabei erfolgen sowohl im Kleinlabor als auch in der Hochspannungshalle umfangreiche Messreihen zu Abstandsvariationen mit Abständen bis zu 14 m, Drehung um die Raumachse und multiparametrischer Variation der Ausrichtung in Bezug zur TE-Quelle. Die TE-Quelle wird durch den bereits erwähnten einzigartigen Messaufbau realisiert. Es erfolgt außerdem eine Bewertung der Strukturen hinsichtlich ihrer Empfindlichkeit gegenüber der Ausrichtung und der Störumgebung. Im Anschluss erfolgt die Entwicklung eines Kalibrierungsverfahrens zur Bestimmung der Ladungsmenge aus mit den mit den Patch-Strukturen erfassten TE-Signalen.

2.4 Kalibrierung zur Ladungsbestimmung

Die Ladungsmenge ist im Rahmen der TE-Diagnose eine klassische Kenngröße zur Bewertung der Schädigungsrelevanz von TE. Werden die TE-Signale leitungsgebunden ausgekoppelt, erfolgt die Ladungsbestimmung durch die Integration eines Stromes. Werden TE kontaktlos, also elektromagnetisch oder akustisch, erfasst, sind andere Verfahren zur Bestimmung der Ladungsmenge notwendig.

In [Esc22] werden TE mit einer magnetischen Schleifenantenne und einer elektrischen Antenne in einer gasisolierten Schaltanlage erfasst. Die magnetische Antenne besteht aus einem gewickelten Koaxialkabel und die elektrische Antenne ist ein kapazitiver Koppler. Mit einem Impulsgenerator werden Impulse mit bekannter Ladung auf die gasisolierte Schaltanlage gegeben. Zur Bestimmung der Ladung wird das doppelte Integral der Signalspannung über die Zeit bis zum ersten Nulldurchgang berechnet und durch eine Konstante geteilt. Hierdurch werden Abweichungen zwischen berechneter Ladung und tatsächlicher Ladung von 7,6 % bis -32 % bei Verwendung der magnetischen Antenne und von -18 % bis -24 % bei Verwendung der elektrischen Antenne erreicht.

Untersuchungen hinsichtlich der Bestimmung der Ladung aus mit einer bikonischen Antenne erfassten TE-Signalen erfolgen in [Jab16a], [Jab16b] und [Jab17]. In [Jab16a] erfolgen Messungen mit einer Anordnung bestehend aus einer Hochspannungselektrode gegenüber einer potentialfreien Elektrode in vier verschiedenen Abständen zwischen 1 m bis 4 m. Es erfolgt eine Auswertung von mittlerer Maximalspannung, elektrischer Feldstärke und effektiver Strahlungsleistung unter Annahme der Freiraumausbreitung. Außerdem werden die TE-Signale leitungs-

gebunden aus dem Messkreis gegen Erde ausgekoppelt und die Ladung in Form des Integrals des Messsignals bis zum ersten Nulldurchgang ermittelt. Es wird eine lineare Abnahme der Größen mit dem Abstand festgestellt. Die Untersuchungen werden in [Jab16b] und [Jab17] um Anordnungen zur Erzeugung von inneren TE in Luft und Öl ergänzt. Die ausgewerteten Größen nehmen auch hier mit dem Abstand ab, allerdings ergeben sich je nach Art der TE verschiedene Wertebereiche. Es werden berechnete Ladung und effektive Strahlungsleistung einander gegenübergestellt und eine Proportionalität festgestellt.

In [Jah17] werden TE-Signale mit UHF-Sensoren in einem Öltank erfasst. Dabei werden fünf verschiedene Prüfkörper zur Erzeugung verschiedener Arten von TE genutzt. Ausgewertet werden die Peak-to-Peak-Amplitude des UHF-Signals, der Mittelwert des UHF-Signals bis zum ersten Nulldurchgang und der Mittelwert der UHF-Signalkomponenten im Frequenzbereich. Außerdem wird der UHF-Sensor in vier verschiedenen Abständen gegenüber der TE-Quelle innerhalb des Öltanks positioniert und für den Mittelwert der UHF-Signalkomponenten im Frequenzbereich eine Abnahme mit dem Abstand festgestellt. Diese Größe wird im Rahmen von weiteren Messreihen mit einem empirisch ermittelten Proportionalitätsfaktor verrechnet und so die Ladung bestimmt. Je nach Prüfkörper ergeben sich maximale Abweichungen von 17 % bis 1320 %.

Eine Nadel-Ebene-Anordnung wird in [Kha22] in Luft bzw. SF₆ zur Erzeugung von TE-Signalen genutzt. Diese werden durch einen ohmsch-kapazitiven Sensor, einen Hochfrequenzstromwandler, eine Antenne und einen transienten Erdspannungssensor erfasst. In Messreihen mit Kalibrierimpulsen wird ein Umrechnungsfaktor zwischen Messsignal und Ladung ermittelt. Für die Antenne ergeben sich hieraus keine Ergebnisse.

An Transformatoren koppeln TE-Signale über die Hochspannungsdurchführung aus. In [Li12] werden die so in den Freiraum übertragenen TE-Signale mit einer Peano-Fraktal-Struktur erfasst. Über einen Skalierungsfaktor wird ein Bezug zwischen Maximalamplitude und Ladung hergestellt.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit erfolgt die Entwicklung eines Kalibrierungsverfahrens für entwickelte Patch-Strukturen in Anlehnung an die vorgestellten Untersuchungen. In Abgrenzung zu diesen erfolgen umfangreiche Studien zur Identifikation einer geeigneten Signalgröße und einer Korrekturfunktion. Aufgrund der zahlreichen Messreihen erfolgt zudem eine Validierung hinsichtlich der Empfindlichkeit gegenüber der Ausrichtung der Strukturen. Außerdem wird durch das Kalibrierungsverfahren eine Eignung der Strukturen hinsichtlich der Ladungsbestimmung deutlich.

Feld- und signaltheoretische Aspekte von Teilentladungen

In diesem Kapitel werden die theoretischen Grundlagen aus den Bereichen der Entstehung von TE, der Strahlungsfelder und Antennen sowie der digitalen Signalverarbeitung dargestellt. Der Fokus liegt auf jenen Grundlagen, auf welche sich die methodischen Vorgehensweisen der Arbeit stützt. Die Erfassung durch Antennenstrukturen motiviert sich aus der Betrachtung von TE als elektromagnetische Wellen, die sich im Raum ausbreiten. An diese Antennenstrukturen gibt es wesentliche Anforderungen hinsichtlich der grundsätzlichen Auslegung im Hinblick auf die erforderliche Bandbreite, die Richtcharakteristik und die Anpassung der Impedanz der Struktur zur Reduktion von Reflexionsvorgängen. Da insbesondere bei einer breitbandigen Erfassung sowohl schmalbandige als auch breitbandige Störsignale einkoppeln und die TE-Signale überlagern, ist ein der Erfassung nachgelagerter digitaler Signalbearbeitungsprozess erforderlich, der die TE-Impulse aus der Störumgebung isoliert.

3.1 Entstehung von Teilentladungen

TE treten auf, wenn die dielektrische Festigkeit von Luft auf kleinem lokal stark begrenztem Raum überschritten wird. Voraussetzung hierfür ist das Erreichen der Zündspannung, die durch den Einsatz der Stoßionisation gekennzeichnet ist. Unterschieden wird zwischen äußeren und inneren TE, sowie den Gleitentladungen. Äußere TE, oftmals Koronaentladungen genannt, treten in gasförmigen Medien an kleinen Krümmungsradien metallischer Leiter auf, wie etwa an Hochspannungsfreileitungen oder Wickelköpfen von Generatoren. Gleitentladungen entstehen entlang der tangentialen Komponente der elektrischen Feldstärke wie etwa an abgesetzten Kabelenden oder an Freiluftisolatoren. Innere TE treten in Fehlstellen von Kunststoffisolationen, wie beispielsweise in Lufteinschlüssen innerhalb der Kunststoffisolation oder am Übergang von Ader auf Leitschicht zur Kunststoffisolation auf. Diese Fehlstellen entstehen beispielsweise während der Fertigung oder durch Schädigung aufgrund mechanischer und elektrischer Beanspruchung. Die Entladungen finden dann an oder in der Fehlstelle statt, wobei das elektrische Feld innerhalb der Fehlstelle oftmals als homogen angenommen wird. Die Entladung ist zunächst lokal auf die Fehlstelle begrenzt, führt aber je nach Materialbeschaffenheit und Art der Belastung auch zu einer vollständigen Schädigung des Materials und zum vollständigen Versagen der Isolation. [Küc17] [Sch16]

Ein vollständiges Versagen wird Durchschlag genannt und tritt im homogenen elektrischen Feld ohne vorherige TE auf, sowie bei inhomogenen Feldstärken bei weiterer Spannungserhöhung. Bei Feststoffisolationen, wie der beschriebenen Kunststoffisolation, liegt die Besonderheit einer nicht selbstheilenden Isolation vor. Hier findet entsprechend eine dauerhafte Schädigung des Materials ausgehend vom Ort der TE statt, die sich bei entsprechender Belastung über die komplette Isolation erstreckt und dann zum Durchschlag führt. Gasförmige Isolationsstoffe, wie etwa Luft, sind selbstheilend, wenn ein regelmäßiger Austausch des Gases durch natürliche Diffusion stattfindet. [Küc17]

3.1.1 Unselbstständige und selbstständige Entladung

Bei geringen Feldstärken wird eine Kraft auf freie Ladungsträger ausgeübt, die dazu führt, dass geladene Teilchen sich im Feld bewegen. Dieser Ladungsumsatz stellt einen Strom dar und ist zur anliegenden Spannung proportional. Geladene Teilchen sind in Form von Elektronen sowie positiven und negativen Ionen vorhanden. Elektronen und positive Ionen entstehen aufgrund von Photoionisation, kosmischer und ultraviolette Strahlung sowie thermischer Bewegungen (Thermoionisation). Negative Ionen entstehen hingegen hauptsächlich durch eine Anlagerung von Elektronen an Atome. Im Zustand unselbstständiger Entladung besteht ein Gleichgewicht zwischen Generation und Rekombination von Ladungsträgern. Aufgrund der durch das elektrische Feld verursachten Bewegung der Ladungsträger entstehen keine zusätzlichen Ladungsträger. [Küc17]

Wird ein Elektron über eine ausreichend lange freie Weglänge¹ derart beschleunigt, dass seine kinetische Energie mindestens der Ionisierungsenergie der im potenziellen ionisierbaren Raum vorhandenen Atome entspricht, wird bei einer Kollision mit einem Atom dieses ionisiert. Aus dem Atom entsteht ein positives Ion und ein Elektron, welches wiederum wieder der beschleunigenden Kraft des elektrischen Feldes ausgesetzt ist und ebenfalls zur Ionisation weiterer Atome beiträgt. Bei Auftreten dieser Stoßionisation aufgrund der Beschleunigung durch das elektrische Feld wird von selbstständiger Entladung gesprochen. [Küc17] [Str18]

3.1.2 Raumladungsfreie Entladung

Die unselbstständige Entladung ist zusammen mit der Townsend²-Entladung der raumladungsfreien Entladung zuzuordnen. Die Townsend-Entladung zählt zu den selbstständigen Entladungen. Es findet der bereits beschriebene Stoßionisationsprozess statt, durch welchen der Strom ansteigt. Wie in Abbildung 3.1 dargestellt, bewegen sich zunehmend mehr Elektronen entgegen der elektrischen Feldlinien bzw. positive Ionen in Richtung der elektrischen Feldlinien zur entsprechenden Elektrode. Es bilden sich zwar schwache Raumladungen aus, diese beeinflussen jedoch noch nicht das elektrische Grundfeld. Die Stoßionisationsprozesse führen zu einem lawinenartigen Wachstum von Elektronen, weshalb von einer Elektronenlawine gesprochen wird.

¹Freie Weglänge bezeichnet die Weglänge innerhalb derer ein Elektron genug kinetische Energie aufnimmt, ohne vorher durch eine Kollision abgebremst zu werden.

²benannt nach dem britischen Physiker John Sealy Townsend (1868 - 1957)

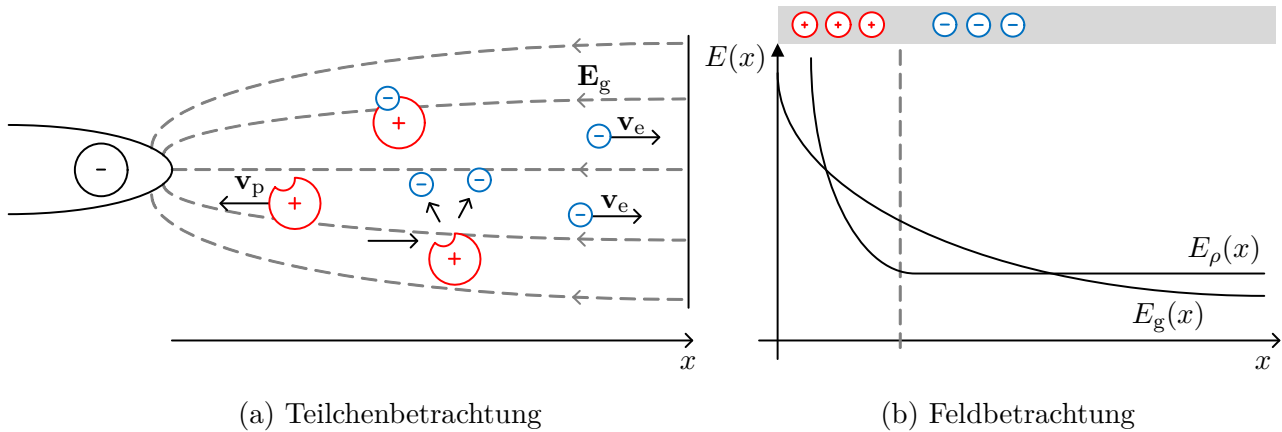


Abbildung 3.1: Darstellung der (a) Ionisierung und Teilchenbewegung in einem inhomogenen Feld bei negativer angelegter Spannung und (b) der Grundfeldstärke $E_g(x)$ sowie der unter Berücksichtigung der Ladungsansammlung resultierenden Feldstärke $E_\rho(x)$

Ausgehend von der Anzahl $N_{e,1}$ an Startelektronen wächst die Elektronenanzahl N_e dieser Lawine abhängig vom Ort x gemäß:

$$N_e = N_{e,1} \cdot e^{\alpha_{\text{eff}} \cdot x} \quad \text{mit} \quad \alpha_{\text{eff}} = \alpha - \eta. \quad (3.1)$$

Dabei beschreibt α den Townsend Koeffizienten oder auch Townsendschen Ionisierungskoeffizienten. Da sich Elektronen teilweise an Atome wieder anlagern, wird zur Berechnung des effektiven Ionisierungskoeffizienten α_{eff} der Anlagerungskoeffizient η abgezogen. Außerdem beschreibt der Rückwirkungskoeffizient γ die Rückwirkung auf die Elektrode, aus deren Oberfläche maßgeblich neue Startelektronen zur Verfügung gestellt werden. Er gibt an wie viele neue Startelektronen von einem positiven Ion aus der Elektrodenoberfläche ausgelöst werden. [Küc17] [Str18]

3.1.3 Raumladungsbeschwerte Entladung

Während die raumladungsfreie Entladung durch den Mechanismus der Townsend-Entladung beschrieben wird, ist die raumladungsbeschwerte Entladung durch den Streamer-Mechanismus darstellbar. Sobald die Anzahl an Elektronen in einer Lawine auf 10^6 bis 10^8 ansteigt [Küc17], ist die durch die generierten Ladungsträger entstehende Raumladungsansammlung nicht mehr zu vernachlässigen. Diese bewirkt eine Verzerrung des anliegenden Grundfeldes. Wie in Abbildung 3.1 dargestellt, sammeln sich an der Krümmung positive Ionen, während erdungsseitig eine Anhäufung von Elektronen entsteht. Der Gradient der elektrischen Feldstärke vergrößert sich, da sich die Feldstärke an der Krümmung erhöht und im mittleren Bereich des Luftraums bereits unter der Feldstärke des Grundfeldes liegt. Der Streamer-Mechanismus wird auch Kanalmechanismus genannt, da sich kleine Kanäle, sogenannte Streamer-Kanäle, ausbilden. Diese entstehen durch das Voranwachsen der Elektronenlawine, die sich aufgrund der geringen Masse der Elektronen schnell voranbewegt, wohingegen die schwereren Ionen wesentlich langsamer sind und im hinteren Teil der Lawine verbleiben. Es wird hier auch von Lawinenkopf und Lawinenschwanz gesprochen. Die im Rahmen dieser Arbeit erzeugten TE entstehen in regelmäßigen

Abständen und werden auch als Glimmentladungen oder Koronaentladungen bezeichnet, da sie von kranzförmigen Leuchterscheinungen aufgrund emittierter UV-Strahlung begleitet werden. Charakteristisch für diese erzeugten TE ist die kontinuierliche Impulsabfolge. Diese ergibt sich aus dem Erlöschen aufgrund der beschriebenen Feldschwächung und der nachfolgenden Rekombinations- und Driftprozesse der vorhandenen Ladungsträger. Sind die Ladungsträger in ausreichendem Umfang ausgeräumt, entsteht eine neue Elektronenlawine. [Küc17] [Str18]

Der durch die Ladungsträgerbewegung entstehende Strom I wird auf Teilchenebene durch das Volumenintegral

$$I = \frac{e}{U_0} \iiint_V (n_p \mathbf{v}_p - n_e \mathbf{v}_e - n_n \mathbf{v}_n) \cdot \mathbf{E}_g \cdot dV \quad (3.2)$$

beschrieben. Dabei verursacht die anliegende Spannung U_0 ein elektrisches Grundfeld \mathbf{E}_g gemäß Abbildung 3.1. Die Elektronen bewegen sich mit der Geschwindigkeit \mathbf{v}_e entgegen der Feldlinien und die positiv geladenen Ionen entsprechend mit der Geschwindigkeit \mathbf{v}_p in Richtung der Feldlinien. Negative Ionen, die generell durch Anlagerung von Elektronen an Moleküle entstehen, werden in der Zeichnung vernachlässigt und bewegen sich mit der Geschwindigkeit \mathbf{v}_n in dieselbe Richtung wie die Elektronen. Die Dichte n_i mit $i \in \{e, n, p\}$ der jeweiligen Teilchenart bestimmt die entstehenden Raumladungsdichten. Der Grundfeldstärke \mathbf{E}_g überlagert sich ein durch die Ladungsträgerverschiebung und resultierende Raumladungsansammlung entstehendes elektrisches Feld, sodass sich ein gegenüber dem Grundfeld verschobenes elektrisches Feld ergibt. Der ortsabhängige Betrag der elektrischen Grundfeldstärke $E_g(x)$ wird verursacht durch die an der Elektrodenkonfiguration anliegende Spannung U_0 . Er ist zusammen mit dem Betrag des unter Berücksichtigung der Ladungsverschiebung und Raumladungsansammlung resultierenden elektrischen Feldes $E_\rho(x)$ in Abbildung 3.1 dargestellt. [Mor99] [Sat80]

Erhöht sich die Stromstärke weiter und damit die entstehende Stromwärme, führt dies zum Durchschlag¹. Dieser Prozess wird durch die Thermoionisation bestimmt. Es entsteht ein leitfähiger Plasmakanal, der die Isolationsstrecke vollständig überbrückt. In homogenen Feldern führt das Erreichen der Zündspannung direkt zum Durchschlag. [Küc17]

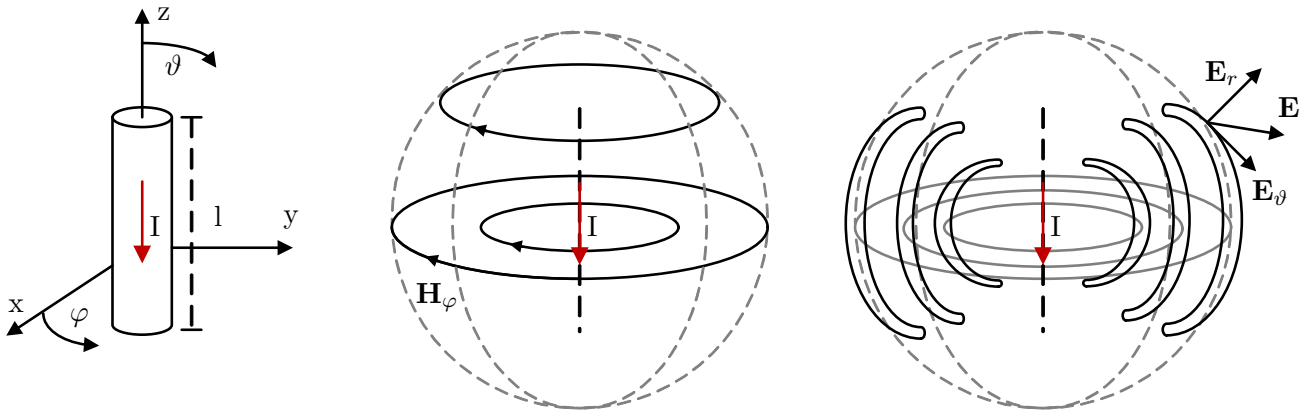
3.2 Teilentladungen als elektromagnetische Wellen

TE stellen eine Ladungsverschiebung aufgrund eines lokalen Versagens der Isolationsfestigkeit eines isolierenden Mediums dar. Der Ladungsumsatz resultiert in einem Entladungsstrom, der gemäß der Maxwell-Gleichungen ein magnetisches und elektrisches Feld zur Folge hat. Hierdurch motiviert sich die Betrachtung von TE als elektromagnetische Wellen sowie eine Erfassung unter Ausnutzung der elektromagnetischen Einkopplung.

3.2.1 Ausbreitung im Raum

Zur Betrachtung der Ausbreitung von durch TE induzierten Feldern, wird der Ort der Entstehung des Signals und somit der damit einhergehenden Felder nachfolgend als vertikal orientier-

¹In der Literatur wird ebenfalls der Begriff des Lichtbogens bzw. Bogenentladung verwendet. Diese werden oftmals verwendet, wenn ein Strom nachgespeist wird und der Lichtbogen nicht erlischt. Der Begriff des Überschlages wird bei der Überbrückung von Komponenten durch die Entladung ebenfalls verwendet.



(a) Elementarstrahler

(b) magnetisches Feld

(c) elektrisches Feld

Abbildung 3.2: Darstellung (a) eines vertikal orientierten kurzen elektrischen Elementarstrahlers mit einem Strom I , (b) der azimuthalen magnetischen Feldstärke \mathbf{H}_φ und (c) der geschlossenen Feldlinien der elektrischen Feldstärke \mathbf{E}

ter kurzer Linearstrahler der Länge l , wie in Abbildung 3.2 dargestellt, betrachtet. Elektrisch kurz bedeutet hierbei, dass ausgehend von der Wellenlänge λ_0 im Vakuum $l \ll \lambda_0/4$ gilt. Die durch die Entladung hervorgerufene Ladungsverschiebung stellt einen Entladungsstrom I gemäß Gleichung (3.2) dar. Dieser ist aufgrund seiner zeitlichen Veränderlichkeit unterteilt in einen Leitungsstrom, repräsentiert durch die Stromdichte \mathbf{J} , und einen Verschiebungsstrom, repräsentiert durch die zeitliche Veränderung der elektrischen Flussdichte \mathbf{D} . Gemäß des Ampèreschen Durchflutungsgesetzes

$$\oint_{\partial A} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} = \int \int_A \mathbf{J} \cdot d\mathbf{A} + \int \int_A \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{A} \quad (3.3)$$

ist dieser Strom von einem Magnetfeld umgeben. Überführt in ein Kugelkoordinatensystem ist dieses Magnetfeld in φ -Richtung orientiert (vgl. Abbildung 3.2). Entsprechend des elektromagnetischen Induktionsgesetzes

$$\oint_{\partial A} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = - \int \int_A \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{A} \quad (3.4)$$

nach Faraday ruft jedes zeitlich veränderliche Magnetfeld \mathbf{B} ein elektrisches Feld \mathbf{E} hervor. Dabei beschreibt $d\mathbf{A}$ das orientierte Flächenelement und ∂A die Konturlinie der betrachteten Integrationsfläche. Dieses elektrische Feld hat im Fernfeld geschlossene Feldlinien und gehört deshalb zu den Wirbelfeldern. Im Nahfeld weist das elektrische Feld eine Quelle und Senke der Feldlinien am Dipol auf. Zur vereinfachten Darstellung sind in Abbildung 3.2 die Wirbelfeldlinien des elektrischen Feldes im Fernfeld skizziert. [Hen20] [Kar20] [Küc17]

Aus den Gleichungen (3.3) und (3.4) lassen sich die sogenannten Wellengleichungen zur Beschreibung der Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen herleiten. Diese beschreiben jeweils die elektrische Feldstärke \mathbf{E} oder die magnetische Flussdichte \mathbf{B} abhängig von Raum und Zeit

Tabelle 3.1: Teilentladungsrelevante Frequenzbereiche sowie Nah- und Fernfeldbedingung

Frequenz f	Wellenlänge λ	mit Übergangsfeld		ohne Übergangsfeld
		Nahfeld bis $r <$	Fernfeld ab $r >$	Grenze bei $r =$
10 MHz	30 m	3,01 m	23,87 m	4,77 m
30 MHz	10 m	1,00 m	7,96 m	1,59 m
500 MHz	0,60 m	0,06 m	0,48 m	0,096 m
1 GHz	0,30 m	0,03 m	0,24 m	0,048 m
3 GHz	0,10 m	0,01 m	0,08 m	0,016 m

gemäß

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} - \mu\kappa \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = 0, \quad (3.5)$$

sowie im Frequenzbereich gemäß

$$\nabla^2 \underline{\mathbf{E}} + \omega^2 \mu\varepsilon \underline{\mathbf{E}} - j\omega\mu\kappa \underline{\mathbf{E}} = 0. \quad (3.6)$$

Durch Ersetzen der elektrischen Feldstärke \mathbf{E} durch die magnetischen Flussdichte \mathbf{B} gelten die Gleichungen analog zur Beschreibung der magnetischen Flussdichte. Bedingung für die Gültigkeit der Gleichungen ist neben der Annahme von homogenen und zeitinvarianten Medien die Quellenfreiheit¹ des Lösungsgebiets. [Kar20]

Die bereits erwähnte Abgrenzung des Nahfelds gegenüber dem Fernfeld ist abhängig von der Wellenlänge der sich ausbreitenden elektromagnetischen Welle. Im Rahmen der TE-Diagnose sind je nach Art der TE und des Isolationsmediums Frequenzen von einigen MHz bis hin zu einigen GHz zu erwarten [CIG44] [IEC62] [StL03]. In Tabelle 3.1 sind die Nah- und Fernfeldgrenzen in Form des Radius r als Abstand zur emittierenden Signalquelle ausgewählt im Rahmen der TE-Diagnose relevanten Frequenzen aufgeführt. Vereinzelt wird von einem Übergangsbereich zwischen Nah- und Fernfeld gesprochen. Unter Berücksichtigung des Übergangsbereiches gilt ein normierter Abstand

$$r^* = 2\pi r/\lambda < 0,63 \quad (3.7)$$

zur Quelle als Nahfeldbereich und ein normierter Abstand

$$r^* = 2\pi r/\lambda > 5 \quad (3.8)$$

zur Quelle als Fernfeldbereich [Sch11]. Wird der Übergangsbereich vernachlässigt [Kar20], ergibt sich die Grenze zwischen Nah- und Fernfeld bei

$$r^* = 2\pi r/\lambda = 1. \quad (3.9)$$

¹Ein Gebiet gilt als quellenfrei, wenn es sich in entsprechender Entfernung von allen Quellenströmen befindet und frei von Raumladungen ist. Die notwendige Distanz zu den Quellenströmen wird in der Literatur nicht genauer beziffert und wird im Folgenden als gegeben angenommen.

Nahfeld

Das Nahfeld wird auch als quasistatisches¹ Feld beschrieben, das räumlich fixiert ist und daher an jedem Ort gleichzeitig zu oder abnimmt. Die elektrische und magnetische Feldstärke sind im Nahfeld um 90° zueinander phasenverschoben. Die dementsprechend im Nahfeld enthaltene Blindleistung pendelt zwischen Elementarstrahler und Nahfeldumgebung. Die Wirkleistung im Feld ist vernachlässigbar gering. [Hen20] [Kar20] [Sch11]

Ausgehend von einem elektrischen Elementarstrahler sind die elektrischen Feldlinien nicht wie in Abbildung 3.2 zu Wirbelfeldlinien geschlossen, sondern weisen Quelle und Senke am Dipol auf. Die radiale elektrische Feldstärke wird durch

$$\underline{E}_r = 2Z_0\underline{H}_0 \cos\vartheta \frac{e^{-jk_0r}}{k_0r} \left(\frac{1}{jk_0r} + \frac{1}{(jk_0r)^2} \right) \approx -2Z_0\underline{H}_0 \frac{\cos\vartheta}{(k_0r)^3} \quad (3.10)$$

beschrieben und die meridionale elektrische Feldstärke durch

$$\underline{E}_\vartheta = Z_0\underline{H}_0 \sin\vartheta \frac{e^{-jk_0r}}{k_0r} \left(1 + \frac{1}{jk_0r} + \frac{1}{(jk_0r)^2} \right) \approx -Z_0\underline{H}_0 \frac{\sin\vartheta}{(k_0r)^3}. \quad (3.11)$$

Die azimutale magnetische Feldstärke ist zu

$$\underline{H}_\varphi = \underline{H}_0 \sin\vartheta \frac{e^{-jk_0r}}{k_0r} \left(1 + \frac{1}{jk_0r} \right) \approx -j\underline{H}_0 \frac{\sin\vartheta}{(k_0r)^2} \quad (3.12)$$

definiert. Dabei gilt $\underline{H}_0 = H_0 e^{j\varphi_0} = j\pi I l / \lambda_0^2$. \underline{H}_0 beschreibt die magnetische Feldstärke direkt am Leiter. Im Nahfeld ist das Produkt aus der Wellenzahl im Vakuum k_0 und dem Radius $k_0r \ll 1$, weshalb die Terme mit der höchsten Potenz des Radius r dominieren, da $e^{-jk_0r} \approx 1$. [Kar20]

Dem Babinetschen Prinzip² folgend, werden die Gleichungen für einen magnetischen Elementarstrahler aufgestellt, für den sich eine azimutale Komponente der elektrischen Feldstärke sowie eine radiale und meridionale Komponente der magnetischen Feldstärke ergeben [Kar20] [Kri01].

Der Feldwellenwiderstand Z_0 unterscheidet sich im Nahfeld abhängig davon, ob von einem elektrischen oder magnetischen Elementarstrahler ausgegangen wird. Für einen elektrischen Elementarstrahler ist der Feldwellenwiderstand

$$Z_{0,E} = \frac{Z_0\lambda}{j2\pi r} \quad (3.13)$$

im Nahfeld kapazitiv. Der Betrag des Feldwellenwiderstandes abhängig vom normierten Abstand $r^* = 2\pi r / \lambda$ für das Nah- und Fernfeld ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Das resultierende

¹oftmals auch quasistationär oder stationär genannt; der Vorgang dauert länger als sich ein Gleichgewichtszustand einstellt

²benannt nach dem französischen Physiker Jacques Babinet (1794–1872); es besagt, dass aufgrund der Symmetrie der Maxwell'schen Gleichungen bzgl. \mathbf{E} und \mathbf{H} die Lösung des Feldes aus der Lösung des dualen Feldes ermittelbar ist

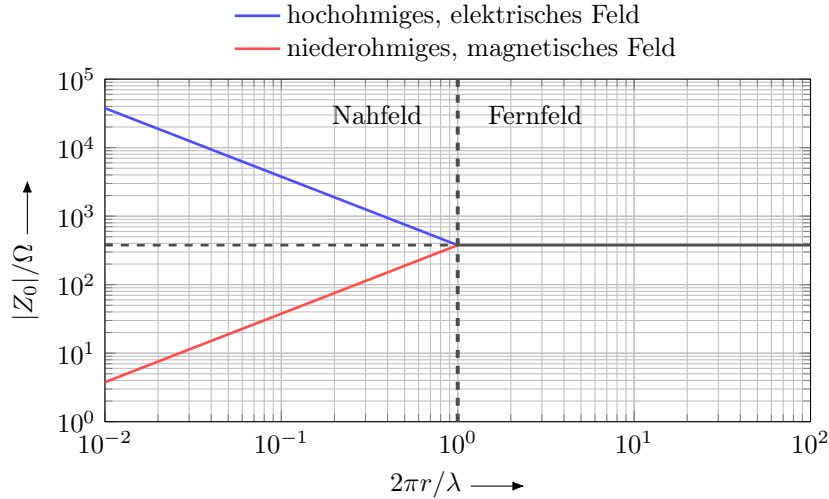


Abbildung 3.3: Feldwellenwiderstand Z_0 im Nah- und Fernfeld abhängig vom normierten Abstand $r^* = 2\pi r/\lambda$ unter Vernachlässigung des Übergangsfeldes

elektrische und hochohmige Feld weist eine Energiedichte von

$$w_E(r) = \frac{1}{2} \varepsilon \mathbf{E}^2 \quad (3.14)$$

auf. [Kri01] [Sch11]

Fernfeld

Das Fernfeld wird im Gegensatz zum Nahfeld als nichtstationäres Feld beschrieben und stellt ein sogenanntes transversales elektromagnetisches Wellenfeld dar. Ausgehend vom elektrischen Elementarstrahler lösen sich die elektrischen Feldlinien ab und schließen sich zu Wirbelfeldern wie in Abbildung 3.2 dargestellt. Die meridionale Komponente der elektrischen Feldstärke ist mit der azimuthalen Komponente der magnetischen Feldstärke in Phase. [Kar20] [Sch11] [Hen20]

Die jeweiligen Komponenten der elektrischen und magnetischen Feldstärke ergeben sich zu

$$\underline{E}_r = 2Z_0 \underline{H}_0 \cos \vartheta \frac{e^{-jk_0 r}}{k_0 r} \left(\frac{1}{jk_0 r} + \frac{1}{(jk_0 r)^2} \right) \approx -2jZ_0 \underline{H}_0 \cos \vartheta \frac{e^{-jk_0 r}}{(k_0 r)^2}, \quad (3.15)$$

$$\underline{E}_\vartheta = Z_0 \underline{H}_0 \sin \vartheta \frac{e^{-jk_0 r}}{k_0 r} \left(1 + \frac{1}{jk_0 r} + \frac{1}{(jk_0 r)^2} \right) \approx Z_0 \underline{H}_0 \sin \vartheta \frac{e^{-jk_0 r}}{k_0 r}, \quad (3.16)$$

$$\underline{H}_\varphi = \underline{H}_0 \sin \vartheta \frac{e^{-jk_0 r}}{k_0 r} \left(1 + \frac{1}{jk_0 r} \right) \approx \underline{H}_0 \sin \vartheta \frac{e^{-jk_0 r}}{k_0 r}. \quad (3.17)$$

Im Fernfeld ist $k_0 r \gg 1$, sodass der lineare Term des Radius r dominiert. Die radiale elektrische Feldstärke \underline{E}_r ist insbesondere in Bereichen der Ausbreitungsrichtung vernachlässigbar, beschreibt formal jedoch den Charakter des Wirbelfeldes. [Kar20]

Im Fernfeld liegt eine Strahlungskopplung¹ vor. Dies bedeutet, dass die elektrische Feldstärke

¹Der Begriff wird in der Literatur stellenweise auch bei der galvanischen sowie elektrischen Kopplung des

\mathbf{E} und die magnetische Feldstärke \mathbf{H} im Gegensatz zum Nahfeld nicht mehr als selbstständige Größen gelten, sondern eine Kopplung in jedem Ort zwischen den Größen über den rein reellen Feldwellenwiderstand des freien Raumes

$$Z_0 = \frac{\underline{E}_\vartheta}{\underline{H}_\varphi} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 376,73\Omega \approx 120\pi\Omega \quad (3.18)$$

besteht. Im Fernfeld wird im Gegensatz zum Nahfeld Wirkleistung transportiert. [Kar20] [Sch11] [Hen20]

Übergangsfeld

Das Übergangsfeld liegt zwischen Nah- und Fernfeld. Im beschriebenen Nahfeld¹ pendelt Blindleistung zwischen Elementarstrahler und Umgebung, da elektrische und magnetische Feldstärke eine Phasenverschiebung von 90° aufweisen. Im Übergangsfeld² ändern sich Phase und Amplitude der Feldstärkekomponenten abhängig von Abstand und Raumwinkel. Der Betrag des Feldwellenwiderstandes schwingt in diesem Bereich auf einen Betrag von 200Ω für den elektrischen Dipol bzw. 600Ω für den magnetischen Elementarstrahler über, bevor sich für das Fernfeld der konstante Fernfeldwellenwiderstand von 377Ω einstellt. [Sch11]

Poyntingscher Strahlungsvektor

Da im Nahfeld die Wirkleistung im Vergleich zur im Feld gespeicherten Blindleistung vernachlässigbar gering ist, strahlt das Nahfeld keine Leistung ab. Im Fernfeld erfolgt hingegen ein Leistungstransport in radialer Richtung gemäß des Poyntingschen Satzes³:

$$\underline{S}_r = \frac{1}{2} \underline{\mathbf{E}}_\vartheta \times \underline{\mathbf{H}}_\varphi^* = \frac{1}{2} Z_0 |\underline{H}_\varphi|^2 = \frac{1}{2Z_0} |\underline{E}_\vartheta|^2 \quad (3.19)$$

Durch Berücksichtigung von Gleichung (3.16) für \underline{E}_ϑ bzw. Gleichung (3.17) für \underline{H}_φ ergibt sich eine Abnahme der elektromagnetischen Strahlungsdichte \underline{S}_r quadratisch mit der Entfernung. [Kar20] [Kri01]

Polarisation

Elektromagnetische Wellen sind linear, zirkular oder elliptisch polarisiert. Diese Eigenschaft ist hinsichtlich der Auslegung einer Antennenstruktur zu berücksichtigen. Dabei ist eine Erfassung einer zirkular polarisierten Welle durch eine linear polarisierte Struktur nicht grundsätzlich ausgeschlossen, unterliegt jedoch einer Dämpfung, der sogenannten Polarisationsdämpfung. [Kar20] [Kri01]

Durch TE verursachte elektromagnetische Wellen werden, wie unter anderem in [Fri21] bestätigt, als linear in Richtung der verursachenden Feldstärke polarisierte Wellen angenommen,

¹Nahfeldbereichs verwendet. Dies ist im Fernfeld ausdrücklich nicht gemeint.

²auch reaktives Nahfeld genannt

³auch strahlendes Nahfeld genannt

³benannt nach dem englischen Physiker John Henry Poynting (1852-1914)

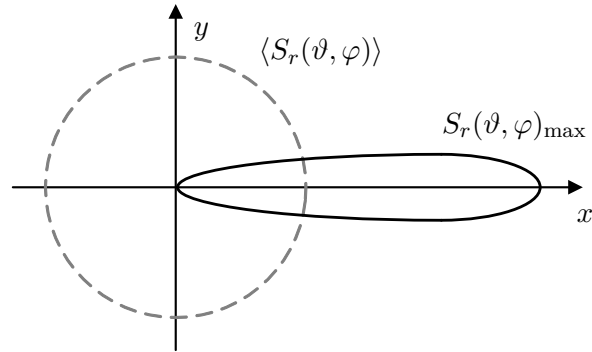


Abbildung 3.4: Schematische Darstellung der Strahlcharakteristik einer Richtantenne in Form der elektromagnetischen Strahlungsdichte $S_r(\vartheta, \varphi)$ und der Mittelung der Strahlungsdichte über die Oberfläche einer Hüllkugel $\langle S_r(\vartheta, \varphi) \rangle$

weshalb eine weitere Betrachtung der Polarisierung nicht erfolgt.

3.2.2 Antennenparameter

Von einer Strahlungsquelle ausgesendete elektromagnetische Felder werden durch Antennenstrukturen erfasst. Bisher wird ein Elementarstrahler bzw. Linearstrahler als Strahlungsquelle zur Abbildung der TE-Quelle betrachtet. Solche Linearstrahler werden je nach Verhältnis ihrer Länge zur empfangenen Wellenlänge auch Dipole genannt und stellen eine der einfachsten Strukturen zum Senden aber auch Empfangen von elektromagnetischen Strahlungsfeldern dar. Nachfolgend werden die im Rahmen dieser Arbeit relevanten Antennenparameter eingeführt und in Bezug zur oftmals als Bezugsantenne genutzten $\lambda/2$ -Dipolstruktur oder zum isotropen Strahler gesetzt. Die relevanten Antennenparameter beschreiben hier die Strahlcharakteristik sowie Übergangseffekte im Rahmen des Übergangs der elektromagnetischen Welle auf die Antennenstruktur sowie von der Antennenstruktur auf die Anschlussleitung.

Parameter zur Beschreibung der räumlichen Strahlungscharakteristik

Im Fernfeld sind wie zuvor beschrieben die meridionale Komponente der elektrischen Feldstärke und die azimutale Komponente der magnetischen Feldstärke in Phase. Es erfolgt ein Wirkleistungstransport in radialer Richtung gemäß des Poyntingschen Satzes (3.19). Die Abstrahlung in radialer Richtung im Raum ist abhängig von den Winkeln ϑ und φ . Die Richtcharakteristik beschreibt entsprechend die Richtungsabhängigkeit der von einer Sendeantenne abgegebenen oder der von einer Empfangsantenne aufgenommenen Strahlung mit

$$C(\vartheta, \varphi) = \frac{|\underline{\mathbf{E}}(\vartheta, \varphi)|}{|\underline{\mathbf{E}}(\vartheta, \varphi)|_{\max}} \quad (3.20)$$

als Winkelverteilung des elektrischen Feldes oder mit

$$C^2(\vartheta, \varphi) = \frac{|S_r(\vartheta, \varphi)|}{|S_r(\vartheta, \varphi)|_{\max}} \quad (3.21)$$

als Winkelverteilung der Strahlungsdichte. Ein isotroper Strahler besitzt eine Richtcharakteris-

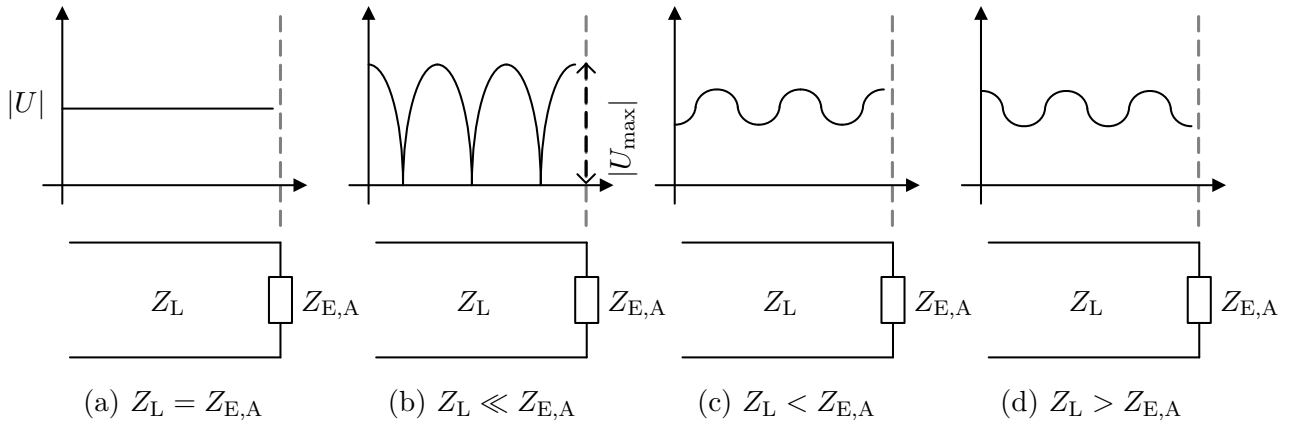


Abbildung 3.5: Spannungsverteilung auf einer Leitung mit $Z_{E,A}$ als Abschlusswiderstand für (a) $Z_L = Z_{E,A}$, (b) $Z_L \ll Z_{E,A}$, (c) $Z_L < Z_{E,A}$ und (d) $Z_L > Z_{E,A}$

tik in Form einer Kugel und ist eine Idealisierung, die real nicht vorkommt. Elementarstrahler und $\lambda/2$ -Dipole weisen eine torusförmige Rundstrahlcharakteristik auf. Die abgestrahlte Strahlungsleistungsdichte entlang des azimuthalen Umlaufes ist also konstant und ist nur abhängig von ϑ . Je nach Anwendung ist eine Bündelung der Strahlungsdichte in eine Vorzugsrichtung oder eine möglichst gleichmäßige Abstrahlung angestrebt. Diese Direktivität wird durch den Richtfaktor

$$D_A = \frac{S_r(\vartheta, \varphi)_{\max}}{\langle S_r(\vartheta, \varphi) \rangle} = 4\pi r^2 \frac{S_r(\vartheta, \varphi)_{\max}}{P_s} \quad (3.22)$$

angeben. Hierbei wird durch $\langle S_r(\vartheta, \varphi) \rangle$ eine mittlere Strahlungsdichte durch Mittelung über die Oberfläche einer Hüllkugel abgebildet wie in Abbildung 3.4 dargestellt. Diese Verteilung der Strahlungsleistung entspricht der eines isotopen Strahlers. Es wird also die gesamte Strahlungsleistung P_s der Antenne auf eine Kugeloberfläche bezogen. [Kar20] [Kri01] [Vog04]

Parameter zur Beschreibung von Effekten an Übergangsstellen

Mit Übergangsstellen sind hier die Stellen im System gemeint, an denen sich die Impedanz und damit das Medium ändert, über welches das Signal übertragen wird. Koppelt eine elektromagnetische Welle in eine Antennenstruktur ein, erfolgt eine Wandlung von einer Feldgröße in eine elektrische Spannung. Hier ändert sich außerdem das Übertragungsmedium von Luft mit dem beschriebenen Feldwellenwiderstand hin zur Antennenstruktur mit einer entsprechenden Eingangsimpedanz. Diese Eingangsimpedanz ist je nach Design frequenzabhängig, was wiederum einer Fehlanpassung am Übergang zum $50\ \Omega$ -Koaxialkabel führt, da sich hier je nach Frequenz der Wellenwiderstand ändert.

Eine die Funktionsweise einer Antenne mitbestimmende Größe ist die Eingangsimpedanz $Z_{E,A}$ am Fußpunkt der Antenne. Es bilden sich durch metallische Leiterbahnstrukturen und Abstände zwischen Leiterstrukturen sowohl kapazitive als auch induktive Anteile aus, wodurch sich eine komplexe Impedanz $Z_{E,A}$ der Antennenstruktur ergibt. Stimmt die Eingangsimpedanz mit dem Leitungswellenwiderstand Z_L ¹ überein, ist die Struktur angepasst und es kommt nicht

¹Es wird von einer verlustlosen und verzerrungsfreien Leitung ausgegangen. Im Folgenden werden zur vereinfachten Betrachtung auch für die Eingangsimpedanz der Antenne $Z_{E,A}$ keine komplexwertigen Notationen

zu Reflexionen des Signals am Übergang. Der Reflexionsfaktor Γ wird aus dem Verhältnis der rücklaufenden zur hinlaufenden Spannungswelle zu

$$\Gamma = \frac{U_r}{U_h} = \frac{Z_{E,A} - Z_L}{Z_{E,A} + Z_L} \quad (3.23)$$

oder über die entsprechenden Impedanzen angegeben. Das Stehwellenverhältnis

$$s_A = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{|U_h| + |U_r|}{|U_h| - |U_r|} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (3.24)$$

beschreibt die Welligkeit der auf der Leitung aufgrund von Reflexionen verursachten stehenden Welle. In Abbildung 3.5 sind vier Fälle für Übergänge von Leitungswellenwiderstand Z_L zu Abschlusswiderstand in Form der Eingangsimpedanz $Z_{E,A}$ der Antennenstruktur dargestellt. Für eine Anpassung gemäß $Z_{E,A} = Z_L$ wird der Reflexionsfaktor $\Gamma = 0$. Es werden keine Anteile reflektiert, sodass keine stehende Welle entsteht und das Stehwellenverhältnis sich demnach zu $s_A = 1$ ergibt. Für den Leerlauf $Z_{E,A} \gg Z_L$ beträgt der Reflexionsfaktor $\Gamma = 1$. Dies hat zur Folge, dass an der Übergangsstelle vom Leitungswiderstand Z_L auf die Eingangsimpedanz $Z_{E,A}$ die Spannungswelle vollständig reflektiert wird. Hinlaufende und rücklaufende Spannungswelle überlagern sich zu einer stehenden Welle wie in Abbildung 3.5b dargestellt. Für die minimale Spannung der stehenden Welle gilt $U_{\min} \approx 0$, wodurch sich ein Stehwellenverhältnis $s_A \rightarrow \infty$ gemäß Gleichung (3.24) ergibt. Bei einem Kurzschluss beträgt der Reflexionsfaktor entsprechend $\Gamma = -1$ und für das Stehwellenverhältnis gilt ebenfalls $s_A \rightarrow \infty$. [Hen20] [Kri01] [Vis12]

In Abbildung 3.5 sind neben dem Idealfall der vollständigen Anpassung und dem Grenzfall des Leerlaufs zusätzlich die im vorliegenden Anwendungsbezug relevanten Anwendungsfälle der nicht vollständigen Reflexion dargestellt. Da die Impedanz $Z_{E,A}$ abhängig von der Frequenz ist, bilden sich trotz einer entsprechenden Vorgehensweise bei der Auslegung frequenzabhängig stehende Wellen aus, die nicht dem Extremfall eines Leerlaufs oder Kurzschlusses entsprechen. Es bilden sich keine Spannungsnullstellen aus, sondern Spannungsminima und -maxima. Für den Fall $Z_{E,A} > Z_L$ bildet sich am Übergang gemäß Gleichung (3.23) ein Spannungsmaximum aus, für den Fall $Z_{E,A} < Z_L$ entsteht ein Spannungsminimum. [Hen20] [Kri01]

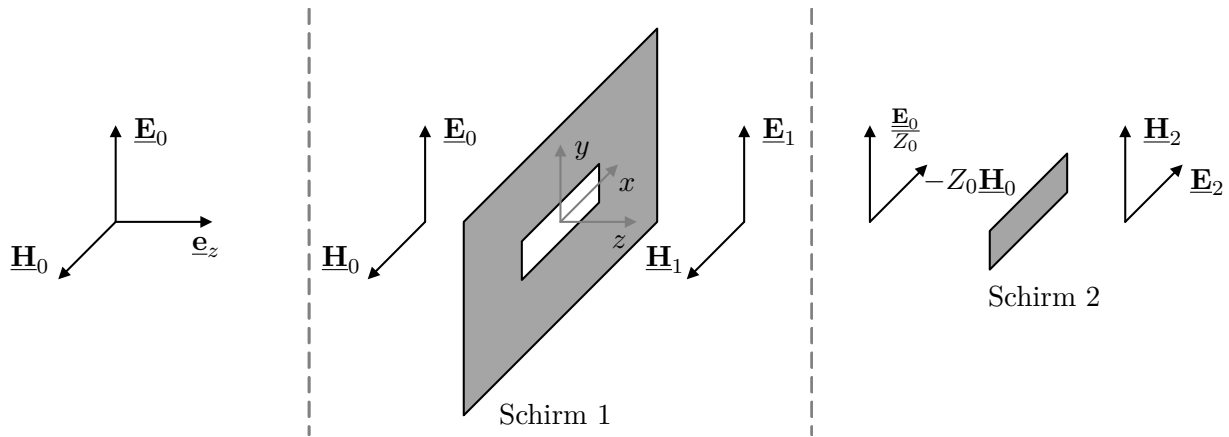
Es ergibt sich gerade bei breitbandigen Antennenstrukturen eine erwartbare Schwankung der Impedanz $Z_{E,A}$ abhängig von der Frequenz. Das Arbeitsfrequenzband wird dann über die Betrachtung des Stehwellenverhältnisses definiert, welches ein Maß für die Anpassung der Antennenstruktur darstellt. Zur Festlegung des Arbeitsfrequenzbandes wird üblicherweise ein $s_A < 2$ toleriert. Ein ebenfalls genutztes Maß ist die Rückflussdämpfung

$$r_A = -20 \log \left(\frac{U_r}{U_h} \right) = -20 \log(\Gamma), \quad (3.25)$$

für welche ein Wert von $r_A < -10$ dB als eine gute Anpassung interpretiert wird.

Beim Übergang der elektromagnetischen Welle vom Luftraum auf die Antennenstruktur ändert sich der Widerstand des Übertragungsmediums von Feldwellenwiderstand zu Impedanz der Antennenstruktur. Dieser Übergang wird jedoch nicht durch eine Impedanzbetrachtung

genutzt.



(a) Wellenorientierung

(b) Beugung an Schlitze

(c) Beugung an Fläche

Abbildung 3.6: Darstellung des vektoriellen Babinet'schen Prinzips mit (a) Orientierung der elektromagnetischen Welle, (b) Beugung an einem Schlitze und (c) Beugung an einer zum Schlitze inversen Fläche

abgebildet. Durch die Antennenstruktur wird eine am Kopfpunkt erfasste elektrische Feldstärke \mathbf{E} der elektromagnetischen Welle in eine Spannung U_F am Fußpunkt gewandelt. Hierdurch entsteht ein Wandlungsmaß, welches auch Antennenfaktor A_F genannt wird und sich zu

$$A_F = \frac{|\mathbf{E}|}{U_F} \quad (3.26)$$

berechnet. Der Antennenfaktor ermöglicht einen Rückschluss von der gemessenen Spannung auf den Betrag der elektrischen Feldstärke und ist abhängig von der Frequenz des gesendeten bzw. empfangenen Signals. [Kri01]

3.2.3 Babinet'sches Prinzip

In der Antennentechnik werden zwei grundsätzliche Realisierungen von Antennen unterschieden. Zum einen die Realisierung als eine Fläche bzw. Körper und zum anderen die Realisierung als Schlitze bzw. Hohlraum. Beide Realisierungen sind zueinander invers. Das Babinet'sche Prinzip besagt ganz allgemein, dass die Beugungsbilder zweier zueinander inversen Blenden bis auf das zentrale Maximum gleich sind. Dieses Gesetz lässt sich auch auf die Felddbilder elektromagnetischer Wellen anwenden. Aufgrund der Symmetrie der Maxwell'schen Gleichungen in \mathbf{E} und \mathbf{H} ist der Schluss auf das Felddbild einer Struktur aus dem bekannten Felddbild der inversen Struktur erlaubt, indem, wie in Abbildung 3.6 dargestellt, \mathbf{E} und \mathbf{H} gegen \mathbf{H} und $-\mathbf{E}$ getauscht werden. Die Größen mit dem Index 0 bezeichnen dabei die Feldvektorgößen vor der Beugung und die Größen mit Index 1 bzw. 2 bezeichnen die Feldvektorgößen nach der Beugung am Schirm 1 bzw. Schirm 2. Das Vertauschen von \mathbf{E} und \mathbf{H} entspricht einer Drehung der Polarisationsebene um $\pi/2$. Ein senkrechter Schlitze strahlt also wie ein waagerechter Dipol. [Kar20] [Kri01]

Im Rahmen dieser Arbeit werden sowohl Dipol- bzw. Flächenstrukturen als auch Schlitzestrukturen untersucht. Es ergibt sich ein allgemeiner Zusammenhang zwischen Eingangsimpedanz

\underline{Z}_D einer Dipol- bzw. Flächenstruktur und Eingangsimpedanz einer Schlitzstruktur \underline{Z}_S gemäß

$$\underline{Z}_S \underline{Z}_D = \frac{Z_0^2}{4}. \quad (3.27)$$

Dieser ist unter Annahme idealer Bedingungen gültig. Für den Dipol bedeutet das, dass sich dieser in einem unendlich ausgedehnten freien Raum befindet. Für den Schlitz bedeutet dies, dass sich dieser auf einer unendlich großen Fläche befindet. Ist die Impedanz \underline{Z}_D des Dipols bekannt, lässt sich mit Gleichung (3.27) die Impedanz der inversen Schlitzstruktur \underline{Z}_S berechnen. [Kar20]

Reelle Designs von Antennenstrukturen sind nicht unendlich ausgedehnt bzw. befinden sich nicht im unendlich freien Raum. Sind die Strukturen allerdings so entworfen, dass Fläche und Form der inversen Strukturen übereinstimmen, sind die Strukturen selbstkomplementär und es gilt

$$\underline{Z}_D = \underline{Z}_S = \frac{Z_0}{2} \approx 188,4 \Omega. \quad (3.28)$$

Selbstkomplementäre Strukturen sind insbesondere in Form von Patch-Strukturen umsetzbar, wie sie in dieser Arbeit in Kapitel 6.2 entworfen werden. [Kar20]

3.3 Störbeeinflussung elektromagnetischer Wellen

Im Rahmen der Betrachtung der Störbeeinflussung von elektromagnetischen Wellen sind die für die TE-Messung relevanten Frequenzbereiche, sowie die in diesen Frequenzbereichen relevanten Störeinflüsse zu identifizieren. Hierbei wird sich an verschiedenen Richtlinien und Normen orientiert. Für die TE-Messung allgemein relevante Frequenzbänder sind:

- HF von 3 MHz bis 30 MHz (engl. high frequency),
- VHF von 30 MHz bis 300 MHz (engl. very high frequency),
- UHF von 300 MHz bis 3000 MHz (engl. ultra high frequency).

Dabei unterscheidet sich der zu betrachtende Frequenzbereich je nach Messprinzip, Betriebskomponente und Isolationsmedium [CIG44] [IEC62] [StL03]. In [CIG44] werden für die elektromagnetische Erfassung von TE an Kabeln sowohl das HF-Band als auch das VHF- und UHF-Band als relevante Frequenzbereiche angegeben. Für Transformatoren und gasisolierte Schaltanlagen werden hingegen das VHF- und das UHF-Band als signifikant aufgeführt, für Generatoren das HF- und VHF-Band.

3.3.1 Mechanismen der Störeinkopplung

Grundsätzlich lassen sich die Mechanismen der Störeinkopplung in

- galvanische Kopplung (Impedanz),
- kapazitive Kopplung (elektrisches Feld),
- induktive Kopplung (magnetisches Feld),

- Strahlungskopplung (elektromagnetische Welle)

unterteilen. Sobald zwei Stromkreise eine gemeinsame Impedanz, wie beispielsweise eine gemeinsame Leitung oder ein Zweipol, besitzen, führt dies zu einer gegenseitigen Störbeeinflussung. An der Impedanz verursachen beide Ströme einen Spannungsabfall, der sich im jeweils anderen Stromkreis dem eigentlichen Signal als Störanteil überlagert. Ein Sonderfall ist das Entstehen einer Erdschleife durch unterschiedliche Erdungspotenziale an verschiedenen Erdungspunkten. Bei der kapazitiven Kopplung verursacht ein elektrisches Feld, welches beispielsweise durch Komponenten wie einer Hochspannungsquelle hervorgerufen wird, eine Potenzialdifferenz zwischen zwei im Messaufbau befindlichen Leitern. Zur Abbildung dieses feldtheoretischen Aspektes wird zur Netzwerkbetrachtung die Streukapazität eingeführt. Aufgrund der durch das externe elektrische Feld verursachten Potenzialdifferenz zwischen zwei Leitern des Messaufbaus, entsteht ein Signal im Messkreis, welches sich dem eigentlichen Messsignal überlagert. In ähnlicher Weise führt bei der induktiven Kopplung der Strom benachbarter Stromkreise aufgrund der hervorgerufenen magnetischen Felder zu einer Induktion von Spannungen im jeweils anderen Messkreis. Bei einer gleichzeitigen Beeinflussung zwischen elektrisch langen Leitungen durch elektrische und magnetische Felder wird von einer elektromagnetischen Leitungskopplung gesprochen. Die gesonderte Betrachtung elektrisch langer Leitungen ist notwendig, da hier Spannung und Strom über den Wellenwiderstand der Leitung miteinander gekoppelt sind. [Hen20] [Sch11]

Die kapazitive und induktive Kopplung entsprechen den in Abschnitt 3.2.1 beschriebenen quasistationären Vorgängen des Nahfelds. Die Strahlungskopplung beschreibt hingegen die Übertragung und Einkopplung eines Signals durch ein transversales elektromagnetisches Wellenfeld gemäß des in Abschnitt 3.2.1 beschriebenen Fernfeldes. Dabei koppeln nicht nur in die Empfangsantenne selbst Störfelder aus Störquellen ein, nachfolgend in Abschnitt 3.3.2 und 3.3.3 identifiziert werden, sondern beispielsweise auch in die Anschlussleitung der Antennenstruktur. [Sch11]

3.3.2 Schmalbandige Störquellen

In [IEC60] werden Anforderungen an die TE-Messung formuliert. Im Zuge dessen wird auch auf mögliche Störquellen eingegangen. Dabei wird unterschieden zwischen Störungen, die auch ohne im Betrieb befindlichen Prüfaufbau auftreten, und eben solchen, die nur bei im Betrieb befindlichem Prüfaufbau auftreten. Es ist zu berücksichtigen, dass sich diese Einsortierung auf Prüfverfahren zur Prüfung von TE beziehen, die mindestens eine Spannungsquelle zur Belastung des Prüflings und weitere Messkomponenten benötigen. Durch die Erfassung mit einer Antennenstruktur werden Störungen, die durch einen Prüfkreis selbst entstehen, vermieden und addieren sich nicht zu ohnehin vorhandenen Störungen. Da die Komponenten im Betrieb getestet oder mit einer Prüfspannung belastet werden, treten die in [IEC60] definierten prüfbedingungsbedingten Störungen dennoch im Sinne von Umgebungsstörungen auf.

Eine im Vergleich zur Energie von TE-Signalen energiereiche schmalbandige Störquelle sind Kommunikationssender wie WLAN, Rund-, Sprech- sowie Richtfunk, Navigation und Radar. In Tabelle 3.2 sind die für die elektromagnetische Erfassung von TE relevanten Dienste und die

Tabelle 3.2: Störrelevante Kommunikationsdienste gemäß [BNA22], [Sch11] und [Vis12]

Dienst	Frequenzbereich in MHz	
	von	bis
Rundfunk Band (UKW-Rundfunk)	87,5	108
Rundfunk Band (DAB)	174	230
Rundfunk Band (DVB-T2*)	470	694
Mobilfunkdienste (GSM 900)	890	960
Mobilfunkdienste (GSM 1800)	1710	1880
LTE**	1920	2170
WLAN (2,4 GHz)	2400	2500
WLAN (5,0 GHz)	5150	5725

*bis 2019 DVB-T

**ehemals UMTS

dazugehörigen Frequenzbereiche aufgeführt. Vorteil dieser Störquellen ist, dass diese Frequenzen bekannt und durch schmalbandige digitale Filter gezielt von den gemessenen TE-Signalen isolierbar sind. Ein Nachteil ist hingegen, dass damit auch Frequenzanteile der TE-Signale und somit Informationsgehalt eingebüßt wird.

Neben den durch Kommunikationsdienste entstehenden Störanteilen werden durch netzseitige Oberwellen Störsignale in den Messaufbau und damit auch ins Messsignal übertragen. In Abschnitt 4.1.1 wird die Filtercharakteristik des Prüfaufbaus beschrieben, wodurch sich begründet, dass diese Störquelle vernachlässigbar ist.

Darüber hinaus entstehen durch Hochfrequenzgeneratoren Störsignale mittlerer und großer Energie. Sie kommen in Industrie, Forschung und Medizin zum Einsatz. In Forschungsumgebungen sind insbesondere HF-Generatoren im VHF und UHF-Bereich im Einsatz und sind aufgrund der möglichen Nähe zum Forschungslabor der im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Arbeiten zu berücksichtigen. Dabei sei auch die Beschleunigeranlage DELTA zur Erzeugung von Synchrotronstrahlung in unmittelbarer Nähe der Versuchsumgebung genannt. Dort werden Hochfrequenzanlagen zur Teilchenbeschleunigung mit Halbleiterverstärkern und Klystrons bei 500 MHz und 3,0 GHz betrieben¹. Zwar sind die verwendeten Hohlleiter geschirmt, dennoch ist bei der Messdatenauswertung eine mögliche Auskopplung aus der Anlage in Teilen in Betracht zu ziehen. [Sch11]

Störimmission durch Bildschirmgeräte, Rechner und Schaltnetzteile werden aufgrund des Frequenzbereichs von einigen 100 kHz bis unterhalb von 30 MHz vernachlässigt. Kommunikationsdienste zur See, Raumfahrtendienste und Astronomieanwendungen werden ebenfalls vernachlässigt. Im Bereich der Luftnavigation sind im Zuge von Auswertung und Entstörung der Messdaten aufgrund der Nähe zum Dortmunder Flughafen folgende Frequenzbänder zu berücksichtigen [BNA22]:

- Markierungsfunkfeuer der Flugsicherung 74,8 MHz bis 75,2 MHz,
- Drehfunkfeuer und Landekursender der Flugsicherung 108 MHz bis 117,975 MHz,

¹persönliche Auskunft von Prof. Dr. Shaukat Khan, Leiter der Arbeitsgruppe Kahn am DELTA.

- Gleitwegsender der Flugsicherung 328,6 MHz bis 335,4 MHz,
- Flugsicherungsanlagen zur Entfernungsmessung 960 MHz bis 1215 MHz,
- Rundsuchradar 1250 MHz bis 1260 MHz und 1340 MHz bis 1350 MHz.

3.3.3 Breitbandige Störquellen

In [IEC60] werden neben schmalbandigen auch breitbandige Störungen wie Schaltheftungen und Kommutierungsmaschinen zur Gleichrichtung in Gleichspannungsquellen in der näheren Umgebung oder das Eigenrauschen des Messinstruments selbst als Störquellen angeführt. Außerdem sind TE in Komponenten des Prüfsystems oder in Prüfumgebung sowie Kontaktrauschen und Funken an schlecht ausgeführten Verbindungen und Durchführungen zu berücksichtigen.

Je nach geografischer Lage und Jahreszeit liegt insbesondere in Städten ein hoher Grundstörpegel vor. Dieser entsteht im Wesentlichen durch KFZ-Zündanlagen, Bahnverkehr, Haushaltgeräte, Gasentladungslampen, Elektrowerkzeuge und Digitaltechnik. Neben diesem breitbandigen Grundstörpegel treten zudem transiente Störimpulse auf, die insbesondere vor dem Hintergrund der TE-Diagnose von den ebenfalls transienten TE-Impulsen durch entsprechende Verfahren zu unterscheiden sind. Neben den bereits genannten Funkenentladungen sind hier schaltende Halbleiterbauelemente, Relais in Form von geschalteten Induktivitäten und allgemein Schaltungsvorgänge im Spannungsnetz zu berücksichtigen. [Sch11]

3.3.4 Raummoden

In Hochspannungslaboren ist neben der Störeinkopplung durch die in Abschnitt 3.3.1 beschriebenen Mechanismen und von den in Abschnitt 3.3.2 und 3.3.3 beschriebenen Störquellen die Ausbildung von Raummoden zu berücksichtigen. Diese koppeln ebenfalls elektromagnetisch in Empfangsstrukturen ein.

Wird ein zylindrischer Hohlleiter der Länge l_H an beiden Enden durch eine leitende Fläche abgeschlossen, entsteht ein Hohlraum, in dem sich eine Schwingung mit ortsfesten Minima und Maxima sowie Knoten ausbildet, wenn ein ganzzahliges Vielfaches n_z der Hohlraumleiterwellenlänge λ_L genau in die Länge des Hohlraumleiters l_H gemäß

$$l_H = \frac{n_z \lambda_L}{2} \quad (3.29)$$

hineinpasst. Für einen Hohlraum mit den Maßen l_x , l_y und l_z in die jeweilige Raumrichtung ergeben sich die Eigenfrequenzen zu

$$f_R = \frac{c_0}{2} \sqrt{\frac{n_x^2}{l_x^2} + \frac{n_y^2}{l_y^2} + \frac{n_z^2}{l_z^2}} \quad (3.30)$$

mit der Ordnung der Moden $n_x, n_y, n_z = 0, 1, 2, \dots$ in die jeweilige Raumrichtung. [Kar20]

4

Erzeugung und Messung von Teilentladungssignalen

Zur Erprobung und Qualifizierung eines Entstörungsverfahrens und der entwickelten Patch-Strukturen sowie zur Entwicklung und Validierung eines Kalibrierungsverfahrens im Rahmen der TE-Diagnose, werden TE-Signale mit Hilfe eines bestehenden und in Teilen erweiterten Messaufbaus generiert, erfasst und durch eine entsprechende Signalaufzeichnung gespeichert. Der Aufbau besteht zum einen aus einem Prüfling, in welchem die TE erzeugt werden, einer Teilentladungsmessschaltung nach IEC 60270 sowie den elektromagnetischen Sensoren (EMS) zur kontaktlosen Erfassung der TE. Außerdem werden die zur Datenspeicherung verwendeten Aufzeichnungsmodi unterschieden, woraus sich die Entwicklung eines Entstörungsverfahrens motiviert. Der Aufbau wird für die Untersuchungen im Kleinlabor und in einer Hochspannungshalle realisiert.

4.1 Versuchsaufbau zur Generierung von Teilentladungssignalen

In Abbildung 4.1 ist der verwendete Messaufbau dargestellt, der sich im Wesentlichen in vier Bereiche einteilen lässt. Links befindet sich eine Gleichspannungsquelle¹ mit Teilentladungsmesskreis nach IEC 60270 bestehend aus Koppelkondensator C_k und AKV. Die Messzelle stellt den Bereich der TE-Quelle dar, in der im Inneren an einer Nadel TE erzeugt werden. Die Messzelle ist außerdem mit einer Luftspule versehen. Eine weitere Komponente ist der EMS zur kontaktlosen elektromagnetischen Erfassung der TE. Der EMS stellt im Rahmen dieser Arbeit entweder eine klassische logarithmisch periodische Antenne dar oder eine der entwickelten Patch-Sensoren. Der letzte Bereich ist die Messdatenaufzeichnung. Die Aufzeichnung erfolgt über ein Oszilloskop, welches über einen sequenziellen und einen zeitlich fortlaufenden Aufzeichnungsmodus verfügt.

4.1.1 Teilentladungsmesskreis nach IEC 60270

Die Erfassung von TE nach IEC 60270 [IEC60] ermöglicht die Bestimmung der scheinbaren Ladung durch die Auskopplung der TE-Impulse aus dem Prüfling mit Hilfe eines Koppel-

¹Heinzinger electronic GmbH, Typ PNCHp 30000 - 5 UMP

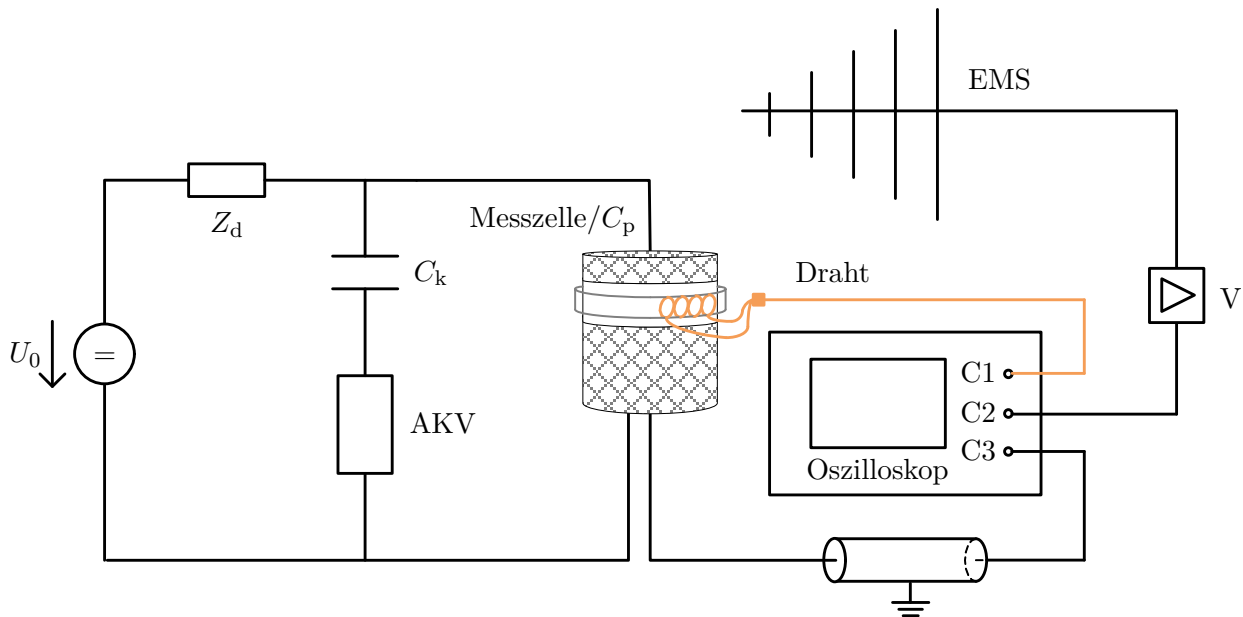


Abbildung 4.1: Messaufbau mit Messkreis nach IEC 60270 bestehend aus Hochspannungsquelle mit U_0 , Entkopplungsimpedanz Z_d , Koppelkondensator C_k , AKV und Messzelle mit Nadel-Ebene Anordnung im Inneren als C_p ; angebrachte Drahtspule; EMS mit Verstärker V und Oszilloskop

kondensators. Dazu wird ein Koppelkondensator¹ C_k parallel zum Prüfling in den Messkreis eingebracht. Der Prüfling stellt hier die in Abbildung 4.1 dargestellte Messzelle dar und wird im nachfolgenden Abschnitt 4.1.2 näher betrachtet. Im Falle einer Darstellung mit konzentrischen Elementen wird der Prüfling als Prüflingskapazität C_p abgebildet. Eine TE innerhalb des Prüflings bewirkt einen Spannungseinbruch ΔU an eben diesem und hat eine Ladungsänderung ΔQ zur Folge. Diese Ladungsänderung tritt ebenfalls in der Koppelkapazität C_k auf und wird mithilfe des AKV², welcher im Wesentlichen als Messimpedanz dient, einem Mess- und Analysesystem³ für TE zugeführt. Das Analysesystem ist über Glasfaser an eine Steuereinheit⁴ angeschlossen, die das optische Signal in ein USB-Signal umwandelt. Die Steuereinheit ist wiederum mit dem PC verbunden. In der Auswertesoftware⁵ wird unter anderem die scheinbare Ladung, die Wiederholrate und die kumulierte Ladungsmenge dargestellt. [IEC60] [Küc17] [Sch16]

Die Ladungsmenge ist ein Bewertungskriterium bezüglich des Schädigungspotenzials, da diese in proportionalem Zusammenhang mit der Teilentladungsenergie steht. Die tatsächliche Ladungsmenge Q_w bzw. der Spannungseinbruch ΔU sind direkt am Prüfling nicht erfassbar. Deshalb erfolgt die Erfassung der Ladungsverschiebung innerhalb des Koppelkondensators C_k , welcher die Prüflingskapazität nachlädt. Der AKV dient damit als Strommessimpedanz und das Mess- und Analysesystem als Integrator zur Berechnung der scheinbaren Ladung Q_s . Die

¹Omicron electronics GmbH, Typ MCC 210-L

²Omicron electronics GmbH, Typ CPL 542

³Omicron electronics GmbH, Typ MPD 600

⁴Omicron electronics GmbH, MCU 502

⁵Omicron electronics GmbH, MPD/MI Software

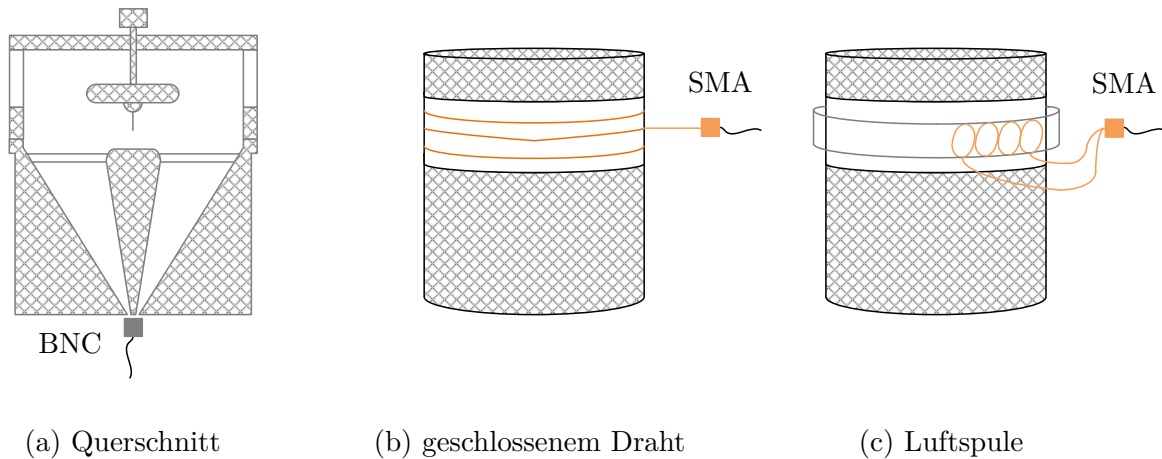


Abbildung 4.2: Schematische, nicht maßstabgetreue, Zeichnung der Messzelle: (a) Querschnitt mit Nadel, (b) mit geschlossenem Draht, (c) mit Luftspule um Kunststoffschlauch; metallische Materialien gemustert, Kunststoff weiß

scheinbare Ladung ist kleiner als die wahre Ladung Q_w , welche zu

$$Q_w = Q_s \cdot \frac{C_k}{C_k + C_p} \quad (4.1)$$

berechnet wird. Der verwendete Koppelkondensator verfügt über einen Kapazitätswert von 1 nF. Die Prüflingskapazität C_p wird in Abschnitt 4.1.2 betrachtet.[IEC60]

Die Kalibrierung des Prüf- und Messkreises erfolgt mit Hilfe eines Ladungskalibrators¹. Es werden Impulse definierter Ladungsmenge und Wiederholrate auf den Aufbau gegeben und die Software auf die eingestellte Ladungsmenge in Bezug auf den Messaufbau abgeglichen. Dadurch wird ein Ladungsabfluss über Streukapazitäten des Aufbaus berücksichtigt und durch einen Maßstabsfaktor ausgeglichen. [Sch16] [IEC60]

Die integrierte Entkopplungsimpedanz Z_d führt zu einer Strombegrenzung im Falle eines Durchschlages in der Messzelle und trägt somit zum Schutz der Spannungsquelle bei. Darüber hinaus bildet die Entkopplungsimpedanz Z_d zusammen mit der Koppelkapazität C_k einen RC -Tiefpass, wodurch eine Einkopplung hochfrequenter leitungsgebundener Störer netzseitig unterbunden wird. Der Spannungseinbruch durch die TE an der Prüflingskapazität verursacht aufgrund ihres transienten Charakters und des RC -Tiefpasses keine Rückwirkung auf die Spannungsquelle.

Das beschriebene Messsystem verfügt über einstellbare Bandbreiten von 9 kHz bis zu 3 MHz. Im Rahmen dieser Arbeit wird das Verfahren nach IEC 60270 zu Ladungspegelüberwachung genutzt, um für die Messreihen die Ladungsmenge reproduzierbar einzustellen. Hierfür wird der Norm entsprechend die Bandbreite mit 300 kHz und die Mittenfrequenz zu 250 kHz festgelegt.

4.1.2 Reflexionsfreie Messzelle zur leitungsgebundenen Messung

Die in Abbildung 4.2 dargestellte Messzelle wird unter anderem in [Kur93] und [Vog15] zu Untersuchungen schädigungsrelevanter Energien von TE sowie von Impulsform, Wiederholrate,

¹Omicron electronics GmbH, CAL 542

Spektrum und dazugehörigen Streu- und Lageparameter verwendet. In der Messzelle befindet sich eine Nadel-Ebene Anordnung, an welche zur Erzeugung von TE-Impulsen Hochspannung angelegt wird. Die Messzelle weist aufgrund der konischen Form einen Wellenwiderstand von $50\ \Omega$ auf und ermöglicht somit eine reflexions- und störungsfreie Messung des Teilentladungsstromes. Mit Hilfe eines Koaxialkabels wird das Signal aus der Zelle zum Oszilloskop geführt. Auf Höhe der Nadel besteht die Außenwand der Zelle aus einem Kunststoffring, sodass die entstehende elektromagnetische Welle nicht geschirmt ist und eine Erfassung durch eine Antennenstruktur möglich ist. Außerdem wird an diesen Kunststoffring die im nächsten Abschnitt 4.1.3 beschriebene Luftspule angebracht.

Da das über die Messzelle leitungsgebunden ausgekoppelte Signal, störungsfrei und eindeutig den TE-Impulsen zuzuordnen ist, wird es zur späteren Bewertung der Impulsdetektion im Rahmen der Erprobung eines Entstörungsverfahrens als Vergleichssignal genutzt. Es wird simultan erfasst, um die Zuverlässigkeit der Impulsdetektion zu ermitteln. Dies ermöglicht eine Bewertung wie viele der TE-Impulse im entstörten Signal vorhanden sind oder fälschlicherweise aus dem Signal herausgefiltert werden. Außerdem ermöglicht das Vergleichssignal verbleibende Störimpulse als solche zu identifizieren.

Um die wahre Ladung Q_w gemäß Gleichung (4.1) zu berechnen, ist eine Abschätzung der Kapazität der Messzelle, welche die Prüflingskapazität C_p darstellt, notwendig. Dies erfolgt in [Kur93] und [Vog15], wobei in diesen Arbeiten ebenfalls Streukapazitäten innerhalb der Messzelle betrachtet werden. Im Rahmen dieser Arbeit erfolgt eine Abschätzung gemäß

$$C_p = \frac{2\varepsilon}{3\text{ cm}} \cdot \frac{\pi \cdot (4,5\text{ cm})^2 \cdot \pi \cdot (4,0\text{ cm})^2}{\pi \cdot (4,5\text{ cm})^2 + \pi \cdot (4,0\text{ cm})^2} = 1,658\text{ pF}. \quad (4.2)$$

Der Radius der Hochspannungselektrode beträgt 4,5 cm, der Radius der Erdungselektrode wird aufgrund der stärkeren Rundung der Außenkante zu 4,0 cm angenähert. Der Abstand zwischen den Elektroden beträgt 3 cm. Der so berechnete Wert von 1,658 pF entspricht in etwa dem in [Vog15] ermittelten Wert, wobei dort eine größere Hochspannungselektrode verwendet wird. Damit ergibt sich gemäß Gleichung (4.1) ein Faktor von 0,998 zur Umrechnung von der scheinbaren Ladung Q_s auf die wahre Ladung Q_w .

Das über die Messzelle ausgekoppelte Signal repräsentiert den Teilentladungsstrom gemäß Gleichung (3.2). Durch Integration wird hier ebenfalls eine Ladung

$$Q_{MZ} = \int_{t_1}^{t_2} I(t) \cdot dt \quad (4.3)$$

ermittelt, die von der scheinbaren Ladung Q_s und der wahren Ladung Q_w abweicht. Dies ist insbesondere durch die schmalbandige Erfassung im Rahmen der Messung nach IEC 60270 und die Angabe der scheinbaren Ladung als Quasischeitelwert der größten wiederholt auftretenden Ladungsstärke begründet.

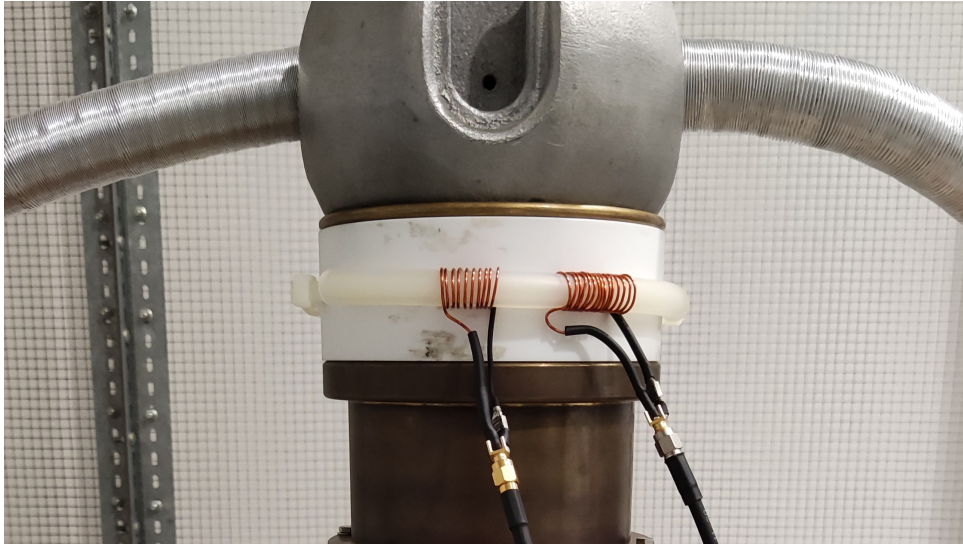


Abbildung 4.3: Messzelle mit Luftspulen zwei verschiedener Wicklungszahlen

4.1.3 Messung über elektromagnetische Induktion

Die bestehende Messzelle wird um eine Drahtwicklung ähnlich einer Luftspule, wie in Abbildung 4.3 dargestellt, erweitert. Dazu wird um einen Kunststoffschlauch ein isolierter Kupferdraht gewickelt und mit einem Kabelbinder am Kunststoffring der Messzelle befestigt. Ein Ende des Drahtes ist auf den Innenleiteranschluss eines SMA-Steckers geführt, während das andere Ende mit den Erdungsanschlüssen des SMA-Steckers verbunden ist. Durch den Teilentladungsstrom, welcher senkrecht in der Messzelle orientiert ist, wird eine magnetische Feldstärke H in φ -Orientierung gemäß des Ampèreschen Durchflutungssatzes (3.3) konzentrisch um das Zentrum der Messzelle herum hervorgerufen. Die magnetischen Feldlinien durchtreten die Drahtwicklungsfläche senkrecht, sodass in dieser gemäß des elektromagnetischen Induktionsgesetzes (3.4) eine Spannung

$$U_{\text{ind}}(t) = -N_{\text{W}} \int \int_A \mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \cdot d\mathbf{A} \quad (4.4)$$

induziert wird. Das Flächenelement $d\mathbf{A}$ repräsentiert hier die durch eine Wicklung des Drahtes aufgespannte Fläche.

Zur mathematischen Nachbildung einer durch eine TE emittierten elektromagnetischen Welle wird ein isolierter Kupferdraht in azimuthaler Richtung um den Kunststoffring der Zelle gewickelt. Diese Variante bildet im Gegensatz zur Luftspule eine Drahtantenne nach und erfasst das Frequenzspektrum der TE mit geringen Störeinflüssen und hohem Signalpegel. Da für diese Drahtantenne kein Antennenfaktor vorliegt, ist sie für eine Abschätzung der emittierten Feldstärken bzw. der Signalenergie nicht geeignet, sodass im Rahmen der Entwicklung eines Kalibrierungsverfahrens und Ermittlung eines Korrekturfaktors mit der oben beschriebenen Anordnung unter Anwendung des elektromagnetischen Induktionsgesetzes gearbeitet wird. Der Antennenfaktor eines Dipols variiert mit der Frequenz, während unter Verwendung der Luftspule eine von der Frequenz unabhängige Einkopplung des Signals zu erwarten ist.

4.1.4 Messung durch Einkopplung elektromagnetischer Wellen

Antennenstrukturen wandeln elektromagnetische Wellen im Raum in ein leitungsgebundenes Signal und umgekehrt. Die kontaktlose Erfassung unter Ausnutzung der elektromagnetischen Einkopplung erfolgt im Folgenden zum einen über eine in Abbildung 4.1 schematisch dargestellte logarithmisch periodische Antenne¹ mit einer Bandbreite von 30 MHz bis 2000 MHz. Diese Antenne klassischer Bauform wird in Vorarbeiten wie [Wie17], [Wie18] und [Wie19] genutzt, um die grundsätzliche Eignung derartiger Strukturen zur Erfassung von TE zu erproben. Besonderer Fokus liegt dabei auf Untersuchungen im Frequenzbereich unter Berücksichtigung der Übertragungstrecke. Hierzu wird der in Abschnitt 4.3.1 beschriebene sequenzielle Aufnahme-Modus verwendet, wodurch sich wesentliche Anteile der Störumgebung über die Anzahl aufgenommener Impulse aus dem Signal herausmitteln. Unter Verwendung der klassischen logarithmisch periodischen Antenne wird ein Entstörungsverfahren erprobt und bewertet. Ziel der Entstörung ist die Detektion der im fortlaufend aufgezeichneten Signal enthaltenen TE-Impulse.

Außerdem erfolgt die Erfassung mit den in Kapitel 6 beschriebenen und entwickelten Patch-Antennenstrukturen. Diese ermöglichen genau wie Antennen klassischer Bauform eine Wandlung von elektromagnetischen Wellen im Raum in ein leitungsgebundenes Signal und umgekehrt.

Zur Anpassung der durch die Antennenstrukturen erfassten Signale auf den Messbereich des Oszilloskops, wird das kontaktlos erfasste Signal über einen nachgelagerten Verstärker² mit linearer Verstärkung um den Faktor 100 über die gesamte Antennenbandbreite dem Oszilloskop zugeführt. Das Signal wird dem Verstärker über ein Koaxialkabel³ zugeführt.

4.1.5 Reflexions- und wandlungsmaßrelevante Übergänge

Neben den in Abschnitt 3.3.2 und 3.3.3 beschriebenen Störquellen, treten die in Abschnitt 3.2.2 beschriebenen Effekte an Übergangsstellen auf. Diese sind zum einen reflexionsrelevant und zum anderen über Wandlungsmaße abbildbar. Die Übergangsstellen sind in Bezug auf den Messaufbau in Abbildung 4.4 dargestellt.

Der Übergang von Feldwellenwiderstand Z_0 auf Impedanz der Antennenstruktur $Z_{E,A}$ wird durch ein Wandlungsmaß, den Antennenfaktor A_F gemäß Gleichung (3.26), beschrieben. Da der um die Zelle gewickelte Draht mit offenem Ende einen elektrischen Dipol darstellt, ist auch hier das Wandlungsmaß in Form des Antennenfaktors A_F zur Abbildung des Übergangs theoretisch relevant. Die Signalerfassung über diesen Draht dient maßgeblich der Nachbildung der Signalform in Abschnitt 5.3.1, sodass das Wandlungsmaß nicht ermittelt wird.

Der Übergang zwischen Leitungswiderstand Z_L und Impedanz der Antennenstruktur $Z_{E,A}$ wird durch das Stehwellenverhältnis s_A gemäß Gleichung (3.24) charakterisiert. Die Bestimmung des Stehwellenverhältnisses erfolgt für die realisierten Patch-Strukturen in Abschnitt 6.4.1. Im Falle von nicht angepassten Leitungswiderständen bzw. Lastwiderständen, wie es beim Übergang zwischen 50 Ω -Koaxialkabel und Draht der Fall ist, wird zur Beschreibung dieses Effektes üblicherweise der Reflexionsfaktor Γ genutzt. Für den Draht mit offenem Ende geht $Z_{E,A} \rightarrow \infty$

¹Frankonia GmbH, BTA-H 050005H

²Femto Messtechnik GmbH, High Speed Amplifier HSA-X-I-2-40

³DeLOCK RF195 Low Loss 50 Ω Coaxial Cable

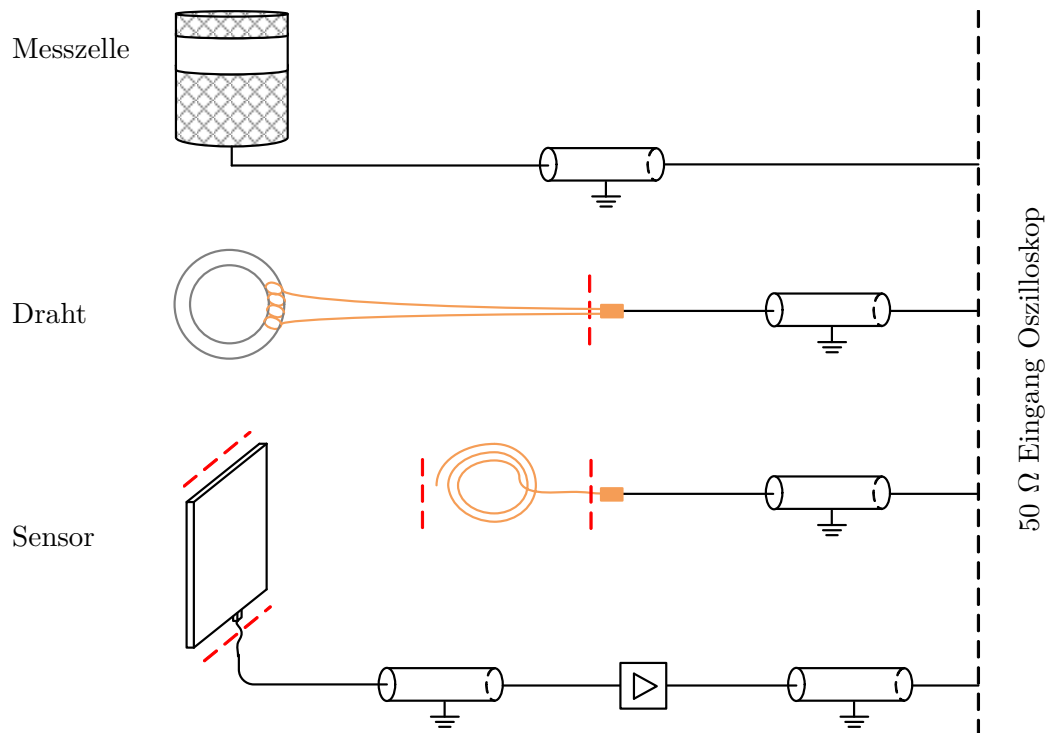


Abbildung 4.4: Darstellung der reflexions- und wandlungsmarelevanten Übergänge im Rahmen der Erfassung, relevante Stellen markiert in rot

und gemäß Gleichung (3.23) gilt $\Gamma = 1$, was einer vollständigen Reflexion der Welle entspricht. Für die Luftspule geht $Z_{E,A} \rightarrow \infty$ und es gilt $\Gamma = -1$, was einer vollständigen Reflexion der Welle mit zusätzlicher Phasenverschiebung entspricht.

4.2 Hochspannungslabor mit integriertem Versuchsaufbau

In Abbildung 4.5 ist das Hochspannungskleinlabor bestehend aus Hochspannungskäfig und Steuerraum dargestellt. Schematisiert ist die Draufsicht des Raumes von oben und alle für den Messaufbau relevanten Komponenten sowie Hochspannungs- und Signalleitungen. In Abbildung 4.6 ist außerdem ein Foto des Aufbaus innerhalb des Hochspannungskleinlabors dargestellt. Die Hochspannung wird über eine Hochspannungsdurchfhrung in den Käfig geführt und von dort mit Westaflexrohren an den Aufbau geführt. Zwischen Entkopplungsimpedanz und Messzelle sowie Messzelle und Koppelkondensator ist ebenfalls eine Verbindung mit Hilfe von Westaflexrohren hergestellt. Die Erdung erfolgt über Erdungspinne im Boden (nicht dargestellt). Zur Reduktion von unbeabsichtigten TE und für einen stabilen Stand ist die Messzelle auf einem Isolator und einer Spanplatte positioniert. Sowohl in der schematischen Darstellung als auch im Foto ist als Antenne einer der untersuchten Patch-Strukturen dargestellt. Zur gezielten Positionierung der Patch-Strukturen wird ein Stativ verwendet, das zur Vermeidung kapazitiver Einkopplungen, wie etwa bei einem klassisches Metallstativ, aus Holz gefertigt ist. Die ebenfalls für Untersuchungen verwendete klassische logarithmisch periodische Antenne verfügt ebenfalls über ein eigenes Stativ aus Holz. Der in der Hochspannungshalle realisierte Messaufbau ist in Abbildung B.9 dargestellt und entspricht bis auf den Wechsel des Labors

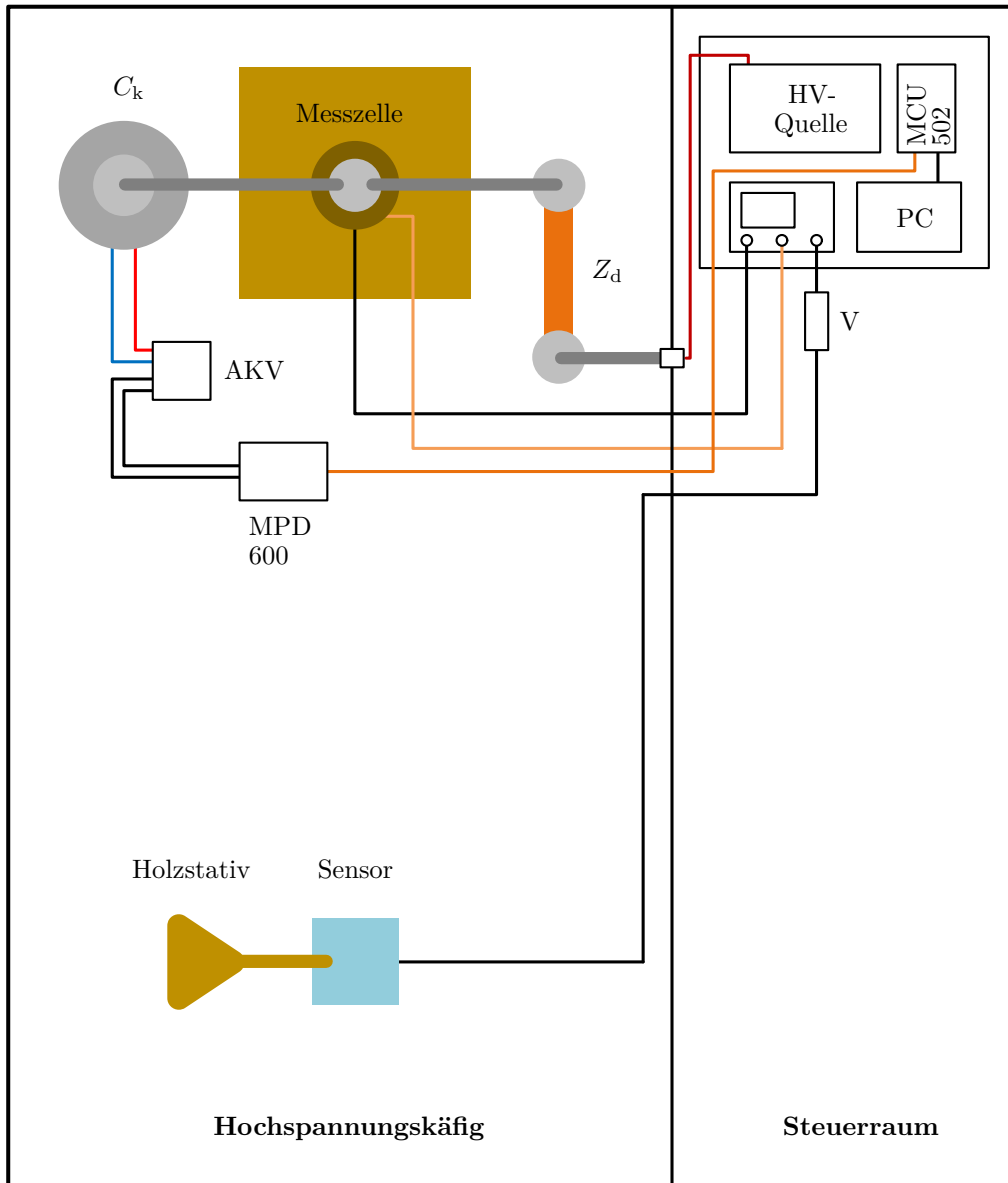


Abbildung 4.5: Schematische, nicht maßstabsgetreue, Darstellung des Kleinlabors von oben mit Patch-Struktur; bei Verwendung der klassischen logarithmisch periodischen Antenne erfolgt die Ausrichtung vertikal und im direkten Lot der Spitze mit der Messzelle

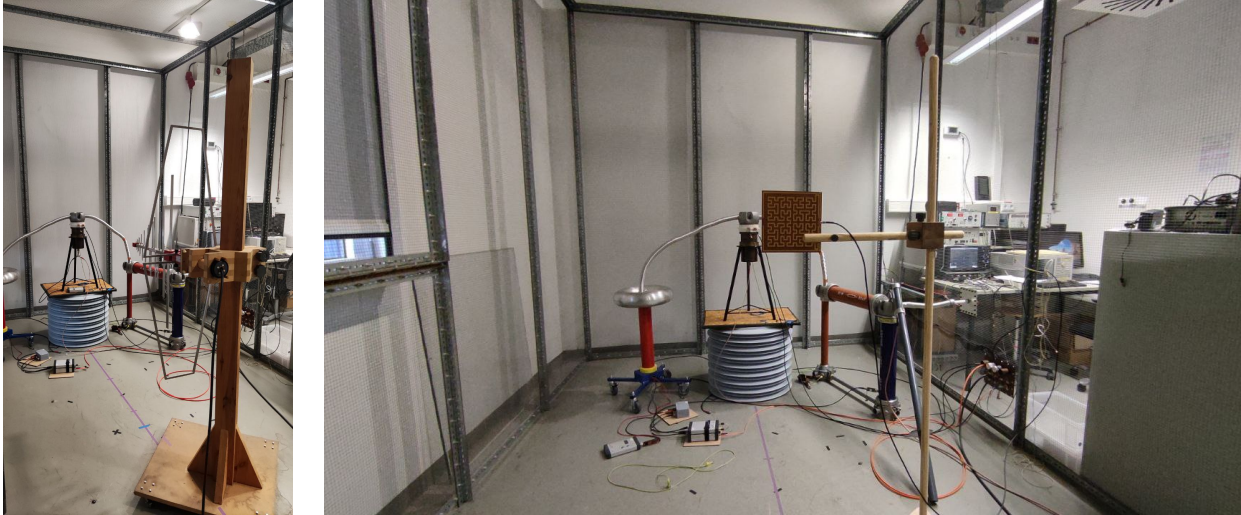


Abbildung 4.6: Kleinlabor mit integriertem Messaufbau, Perspektive aus Hochspannungskäfig mit Blick in den Steuerraum hinten rechts; links mit klassischer logarithmisch periodischer Struktur; rechts mit Hilbert-Fraktal-Struktur

dem im Kleinlabor.

4.3 Datenaufnahme der erzeugten Teilentladungssignale

Das verwendete Oszilloskop¹ bietet zum einen die Möglichkeit einer sequenziellen und zum anderen einer zeitlich fortlaufenden Datenaufnahme. Beide Aufnahmemodi werden im Rahmen dieser Arbeit je nach Untersuchungsaspekt verwendet und sind in Abbildung 4.7 schematisch dargestellt. Das Oszilloskop verfügt über eine analoge Bandbreite von 4 GHz und wird mit einer Abtastfrequenz von 20 GHz oder 10 GHz betrieben. Darüber hinaus verfügt das Oszilloskop über 4 Eingänge, deren Aufzeichnung und Speicherung simultan erfolgt.

4.3.1 Sequenzielle Signalaufnahme

Im Rahmen der sequenziellen Signalaufnahme wird das TE-Signal unter Verwendung eines Triggers in Form des leitungsgebundenen Messsignals aufgenommen. Dadurch entstehen Sequenzen, die genau eine TE enthalten. Alle belegten Kanäle werden nach Auslösen des Triggers simultan aufgenommen. Es entsteht eine Datenmatrix $\mathbf{S}_{m,n}$ der Signalpegel und eine Datenmatrix $\mathbf{T}_{m,n}$ der dazugehörigen Zeitwerte auf jedem Kanal zu

$$\mathbf{S}_{m,n} = \begin{pmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} & \cdots & s_{1,n} \\ s_{2,1} & s_{2,2} & \cdots & s_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{m,1} & s_{m,2} & \cdots & s_{m,n} \end{pmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{T}_{m,n} = \underbrace{\begin{pmatrix} t_{1,1} & t_{1,2} & \cdots & t_{1,n} \\ t_{2,1} & t_{2,2} & \cdots & t_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_{m,1} & t_{m,2} & \cdots & t_{m,n} \end{pmatrix}}_{t_s}. \quad (4.5)$$

¹Teledyne Lecroy GmbH, Typ WaveRunner 640 Zi

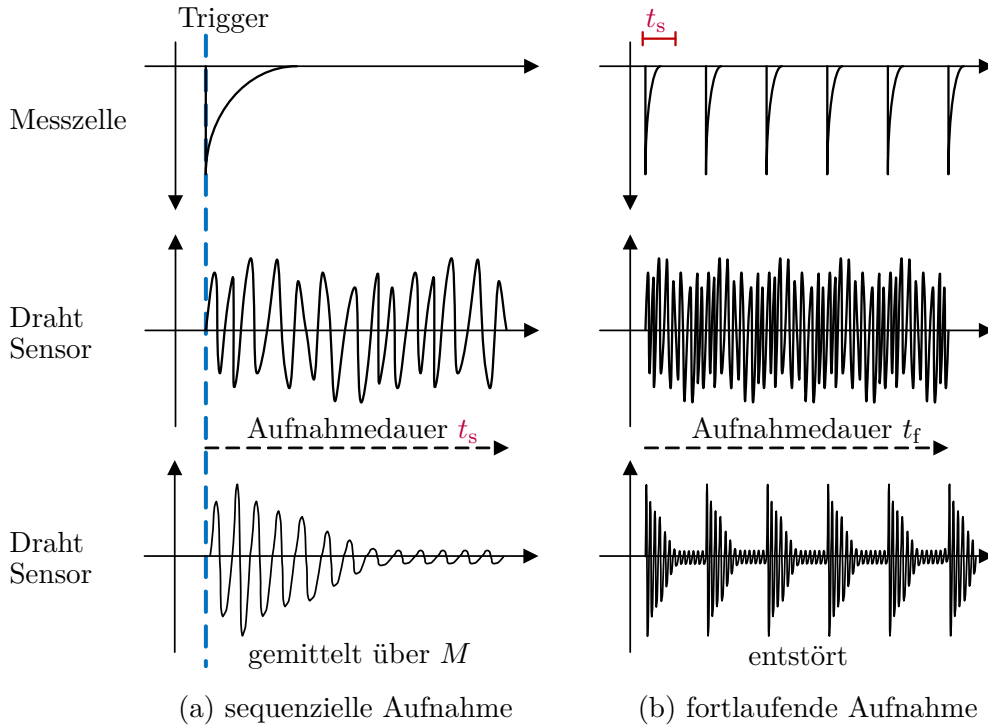


Abbildung 4.7: Messaufnahme (a) sequenziell und (b) zeitlich fortlaufend mit schematischem Signal erfasst von Messzelle, Draht und elektromagnetischem Sensor

Dabei erfasst eine Zeile genau eine TE mit der sequenziellen Aufnahmezeitdauer t_s und N Abtastwerten. Es ist $t_{m,n}$ der Abtastzeitpunkt t_n der m -ten Aufnahme. Dieser ist bis auf einen Quantisierungsfehler von maximal 0,1 ns bezogen auf den Triggerzeitpunkt immer identisch. Durch Mittelung über alle M aufgenommenen Sequenzen wird die Störumgebung in wesentlichen Anteilen aus dem Signal heraus gemittelt. Dies wird in Abschnitt 5.1.1 genauer dargestellt. Wie in Abbildung 4.7a zu sehen, ist dann, im Gegensatz zu einer einzelnen nicht gemittelten Sequenz, in der Signalmittelung über M Aufnahmen das kontaktlos erfasste TE-Signal zu erkennen. Dies ermöglicht anschließende Grundlagenuntersuchungen im Bereich der TE-Impulse, wie beispielsweise des Frequenzspektrums. Dieses Messverfahren wird im Rahmen dieser Arbeit in Kapitel 6 zur Qualifizierung der entwickelten Patch-Sensoren verwendet.

4.3.2 Zeitlich fortlaufende Signalaufnahme

Die zeitlich fortlaufende Signalaufnahme entspricht der geläufigen Aufzeichnung von Messdaten. Dabei wird über die Aufnahmezeitdauer t_f ein Datenvektor \mathbf{s} des Signalpegels und ein Datenvektor \mathbf{t} der dazugehörigen Zeitwerte mit insgesamt N Abtastwerten erzeugt:

$$\mathbf{s} = (s_1 \quad s_2 \quad \dots \quad s_N) \quad \text{und} \quad \mathbf{t} = \underbrace{(t_1 \quad t_2 \quad \dots \quad t_N)}_{t_f} \quad (4.6)$$

Die Aufnahmezeitdauer der fortlaufenden Aufnahme t_f ergibt sich aus $t_N - t_1$. In Abbildung 4.7b ist die aus der fortlaufenden Signalaufnahme resultierende Konsequenz dargestellt. In den kontaktlos erfassten Datensätzen sind die TE nicht zu erkennen. Im Anwendungsfall entfällt das leitungsgebundene Signal als Triggersignal zur sequenziellen Aufnahme oder als Referenz im

Rahmen der zeitlich fortlaufenden Aufnahme. Hierdurch motiviert sich die Notwendigkeit eines Entstörungsverfahrens, durch das die TE-Impulse im Signal detektiert und aus den Störanteilen des Signal isoliert werden. Ein entsprechendes Verfahren wird in Kapitel 5 entwickelt und bewertet.

Die Störumgebung wird bei beiden Aufnahmeverfahren mit einer anliegenden Spannung von 0 V über eine zufällige Triggerflanke des Störsignals aufgezeichnet.

4.4 Messzyklus

Das Teilentladungsverhalten innerhalb der Messzelle wird von Umgebungsbedingungen wie Temperatur, Luftdruck und Luftfeuchtigkeit beeinflusst. Diese Umgebungsbedingungen wirken sich auf die Impulsform der TE und damit auf die Ladungsmenge, sowie die Wiederholrate der TE aus. Als Kriterium zur Vergleichbarkeit der Messung wird hier die konstante scheinbare Ladungsmenge Q_s über den Messzeitraum definiert. Der Teilentladungsmesskreis nach IEC 60270 dient hier somit der Überwachung der scheinbaren Ladungsmenge. Beim vorliegenden Messaufbau ist je nach Umgebungsbedingungen eine konstante Ladungsmenge im Intervall von 14 pC bis 28 pC erreichbar. Die Ladungsmenge schwankt nach Erreichen der Einsetzspannung und stabilisiert sich erfahrungsgemäß nach 5 min. In Abbildung 4.8 ist der Ablauf eines Messzyklusses zur Aufzeichnung von TE-Signalen und der Störumgebung dargestellt. Zunächst wird die Antenne für die jeweilige Messung ausgerichtet und in entsprechendem Abstand zur Messzelle positioniert. Nach Entfernen der Erdungsstange und Kontrolle aller spannungsführenden Verbindungen sowie der notwendigen Signalleitungen wird der Hochspannungskäfig geschlossen und der Sicherheitskreis aktiviert. Die Spannung wird bis zur Einsetzspannung erhöht. Erfahrungsgemäß sinkt die scheinbare Ladung Q_s nach einer Einbrenndauer von ein paar Sekunden bis hin zu einigen Minuten wieder ab. Dieser Vorgang erklärt sich durch das Abbrennen von Staubpartikeln und Metallablösungen an den Elektroden. Die Oberfläche und somit die Homogenität des Feldes verändern sich hierdurch, womit sich auch die Ladungsmenge und die Einsetzspannung verändern. Außerdem entsteht durch die Ionisierungsvorgänge Ozon in der Messzelle, welches das Teilentladungsverhalten ebenfalls reduziert. Die Spannung wird solange erhöht beziehungsweise nachgeregelt, bis der Zielwert der scheinbaren Ladungsmenge Q_s erreicht ist und dieser für mindestens 5 min konstant bleibt. Die konstantbleibende Ladungsmenge Q_s ist abhängig von der Krümmung der Nadel in der Messzelle sowie atmosphärischen Einflüssen. Die Aufnahme und Datenspeicherung der TE-Signale erfolgt dann über das Oszilloskop. Direkt im Anschluss wird die Spannung auf 0 V heruntergeregelt, jedoch nicht ausgeschaltet, und die Störumgebung über die Antenne aufgenommen und gespeichert.

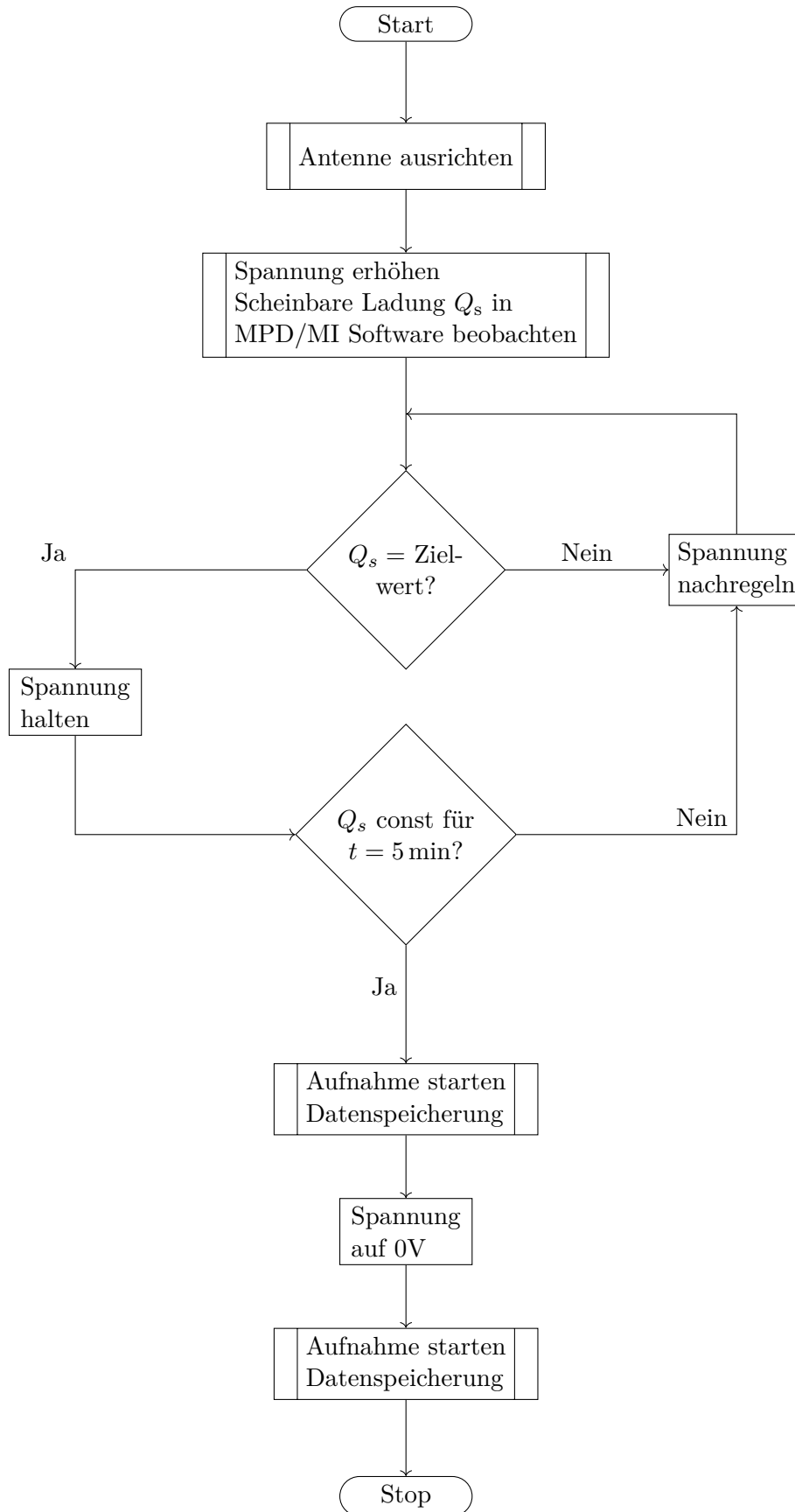


Abbildung 4.8: Ablauf eines Messzyklus zur Aufzeichnung von TE-Signalen

5

Entstörung elektromagnetisch erfasster Teilentladungssignale

In diesem Kapitel wird das Wavelet-Denoising zur Entstörung von elektromagnetisch erfassten TE-Signalen erprobt und bewertet. Zunächst erfolgt eine Betrachtung des Frequenzspektrums der TE-Signale sowie der Störumgebung. Dies dient der Abschätzung der Störer sowie des Frequenzbereiches der vorliegenden TE-Signale. Es folgt eine Vorstudie mit einem synthetischen Testsignal, für welches Nutz- und Störanteile eindeutig bekannt sind. Unter Berücksichtigung der Erkenntnisse aus der Vorstudie wird das Wavelet-Denoising auf TE-Signale angewendet, die mit einer klassisch logarithmischen Antenne erfasst werden. Es wird außerdem ein Bewertungsverfahren eingeführt, in welchem die Reduktion des Rauschens und der Einfluss des Entstörungsprozesses auf das Nutzsignal selbst, bewertet werden. Außerdem wird eine neue Größe zur Bewertung der Zuverlässigkeit der Impulsdetektion eingeführt.

5.1 Gestörte Teilentladungsmesssignale

Die Datenaufnahme erfolgt unter Verwendung der klassischen logarithmisch periodischen Antenne, die in Abschnitt 4.1.4 vorgestellt wird. Die zeitlich fortlaufende Messaufnahme stellt dabei die anwendungsrelevante Aufnahme dar, da die Triggerung über das aus der Messzelle leitungsgebunden ausgekoppelte Signal im Anwendungsfall nicht umsetzbar ist. Aufgrund der zeitsynchronen Aufnahme des leitungsgebunden ausgekoppelten Signals, wird dieses als Vergleichssignal verwendet, um die Impulse im entstörten Signal als TE-Impulse zu identifizieren. Die sequenzielle Aufnahme wird zur genaueren Betrachtung der Signale unterstützend herangezogen.

Abbildung 5.1a zeigt das über die Messzelle leitungsgebunden ausgekoppelte TE-Messsignal, in dem die TE-Impulse deutlich zu erkennen sind. In Abbildung 5.1b ist der Ausschnitt eines zeitsynchron durch eine Antenne erfassten TE-Signals dargestellt. Die Störumgebung überlagert im Falle der Erfassung durch eine Antenne das Nutzsignal vollständig, sodass dieses in dem Messsignal nicht zu erkennen ist. Der SNR ist entsprechend $\ll 1$. Der SNR beschreibt im Allgemeinen für ein Nutzsignal $s(t)$ und ein von $s(t)$ unabhängiges Störsignal $z(t)$ das Verhältnis

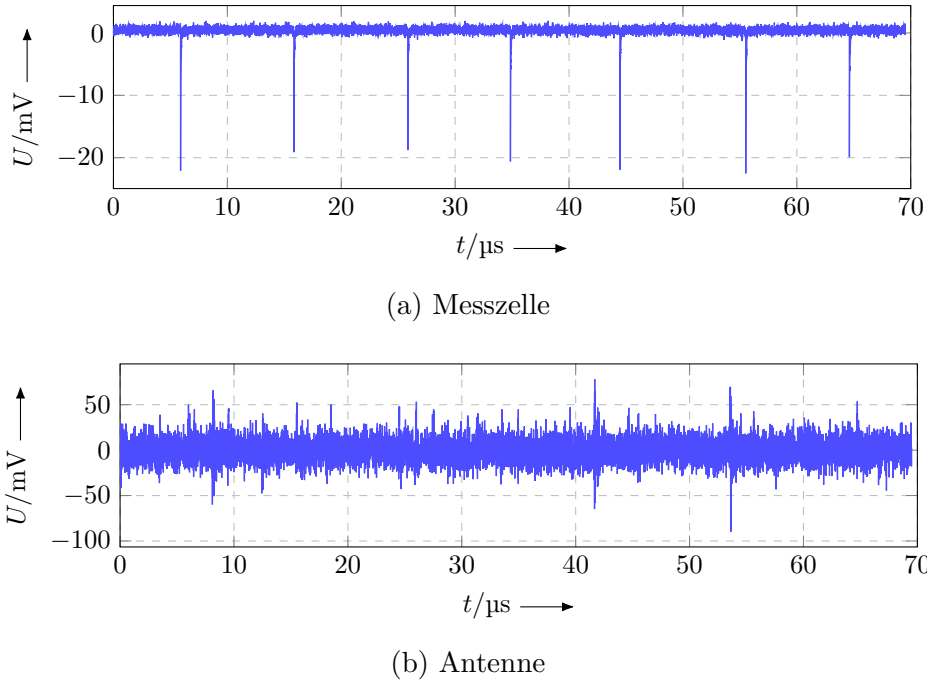


Abbildung 5.1: Ausschnitte der simultan zeitlich fortlaufend aufgenommenen TE-Messsignale; erfasst mit (a) Messzelle und (b) Antenne

zwischen mittlerer Nutzleistung zu mittlerer Störleistung [Mer20]:

$$\text{SNR} = \frac{\mathbb{E} \{ |s(t)|^2 \}}{\mathbb{E} \{ |z(t)|^2 \}}. \quad (5.1)$$

Im Rahmen einer Entstörung wird das Nutzsignal von dem überlagernden Störsignal isoliert. Dies erfolgt über Filterverfahren und Algorithmen, welche die Frequenzanteile der Störumgebung im Messsignal unterdrücken. Ist der SNR nach der Entstörung > 1 ist das Nutzsignal im Signalverlauf zu erkennen. Je größer der SNR desto geringer der verbleibende Störanteil.

5.1.1 Triggerbasierte Mittelung

Durch die in Abschnitt 4.3.1 beschriebene sequenzielle Datenaufnahme wird eine triggerbasierte Mittelung über M Aufnahmen ermöglicht. Als Trigger wird das leitungsgebunden aus der Messzelle ausgekoppelte Signal verwendet. Im Anwendungsfall entfällt diese Art der Triggerung. Im Rahmen dieser Arbeit wird die triggerbasierte Mittelung begleitend sowie zur Qualifizierung der Patch-Strukturen in Kapitel 6 genutzt und gilt trotz der Störreduktion im Hinblick auf eine Anwendungsrelevanz nicht als Entstörungsmethode.

Durch die Mittelung ist eine Verbesserung des SNR zu erwarten. Die nachfolgende mathematische Betrachtung erfolgt unter vereinfachten Annahmen hinsichtlich der Störumgebung. Diese wird im Rahmen der mathematischen Betrachtung der triggerbasierten Mittelung vereinfacht als weißer gaußscher Rauschprozess angenommen. Die Störumgebung enthält neben Rauschen jedoch auch Reflexionen und Störeinflüsse wie energiereiche schmalbandige Signale gemäß Tabelle 3.2 und breitbandige Störquellen wie in Abschnitt 3.3.3 beschrieben. Aufgrund der Trig-

gerung auf dem leitungsgebundenen TE-Signal, welches eine Wiederholrate im μs -Bereich mit geringer Streuung [Vog15] aufweist, treten die Störeinflüsse zu verschiedenen Zeitpunkten in den Aufnahmesequenzen auf. Aufgrund dessen ist zu erwarten, dass diese sich ebenfalls durch Mittelung ähnlich dem Rauschprozess reduzieren.

Signale, die mit mathematischen Funktionen abbildbar und gewissermaßen vorhersagbar sind, werden deterministische Signale genannt [Sto17]. Im Allgemeinen besitzen sie keine Information und werden daher als Träger zur Informationsübertragung genutzt. TE-Signale werden im Rahmen der Betrachtung der triggerbasierten Mittelung als deterministische Signale angenommen, da sie je nach Messmethode durch Zusammensetzung von mathematischen Basisfunktionen wie Exponentialfunktionen und oszillierende Funktionen mathematisch abbildbar sind. Aufgrund der Streuung des zeitlichen Auftretens, der Signalamplitude und der Impulsformparameter weisen TE in Abgrenzung zum Begriff des deterministischen Signals ein stochastisches Verhalten auf. [Vog15].

Im Fall der sequenziellen Datenaufnahme besteht das digitale Nutzsignal \mathbf{s} aus Abtastwerten s_n zum Zeitpunkt t_n und es ergeben sich bei M Aufnahmen die Datenmatrizen (4.5). Werden die Messwerte zu jedem Zeitpunkt t_n ¹ M mal aufgezeichnet, bilden die Messwerte den Ereignisraum $\mathcal{S}_n = \{s_1, s_2, s_3, \dots, s_N\}$ für jede sequenzielle Messaufnahme über die Zeit t_s beziehungsweise den Ereignisraum $\mathcal{S}_m = \{s_1, s_2, s_3, \dots, s_M\}$ für jeden Zeitpunkt $t_n = \mathbb{E}\{\mathbf{t}_m\}$.

Bei Durchführung von M Messungen nähert sich der Mittelwert μ_s über diese M Messungen dem "wahren" Messwert. Der "wahre" Messwert entspricht dem Erwartungswert $\mathbb{E}\{\mathcal{S}_m\}$ nach unendlich vielen Stichproben

$$\mu_s = \mathbb{E}\{\mathcal{S}_m\} = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M s_m. \quad (5.2)$$

Der Mittelwert wird Schätzwert des wahren Wertes genannt. Hier ist aufgrund des transienten Charakters des TE-Signales zu beachten, dass der Mittelwert μ_s über M Aufnahmen zum Zeitpunkt t_n , also das sogenannte Scharmittel $\mathbb{E}\{\mathcal{S}_m\} = \mu_s$, nicht dem Mittelwert einer Messung über die Zeit t_s , also dem Zeitmittel $\mathbb{E}\{\mathcal{S}_n\} = \mu_t$, entspricht. [Sto17] [Ohm14]

Die Streuung der Messwerte ergibt sich als Varianz zu [Sto17]

$$\sigma_s^2 = \mathbb{E}\{(\mathcal{S}_m - \mu_s)^2\} = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (s_m - \mu_s)^2. \quad (5.3)$$

σ_s bezeichnet die Standardabweichung des Nutzsignals bezogen auf das Scharmittel. Diese wird $\propto 1/\sqrt{M}$ kleiner und geht für $M \rightarrow \infty$ gegen Null. [Sto17] [Wal19]

Rauschsignale sind Signale mit zufälligem Amplitudenverlauf und lassen sich deshalb im Zeitverlauf mathematisch nicht geschlossen beschreiben. Sie sind nicht-deterministische Signale, deren mathematische Eigenschaften unter Voraussetzung eines ergodischen und stationären Charakters durch Wahrscheinlichkeitsdichte-Funktion, Leistungsdichte-Spektrum oder Autokorrelations-Funktion beschreibbar sind. Stationär bedeutet, dass der Signalprozess unabhängig

¹Es wird hier nachfolgend t_n zum besseren Verständnis gewählt, auch wenn die Aufnahme immer zum Zeitpunkt t_m erfolgt. Wie in Abschnitt 4.3.1 beschrieben, sind die Abtastzeitpunkte t_n und t_m aufgrund des Eventtriggers bis auf Quantisierungsfehler identisch, beziehungsweise gilt $t_n = \mathbb{E}\{\mathbf{t}_m\}$.

von Ort und Zeit seine Eigenschaften beibehält. Ergodisch bedeutet, dass die Erwartungswerte $\mathbb{E}\{\mathcal{S}_n\}$ der zeitlichen Mittel einer Stichprobe jenen des Scharmittels $\mathbb{E}\{\mathcal{S}_m\}$ entsprechen. [Sto17] [Ohm14]

Rauschsignale sind Leistungssignale, da ihre Energie im Gegensatz zu Energiesignalen nicht konvergiert. Wird ein Störsignal $z(t)$ als zeitkontinuierlicher weißer gaußscher Rauschprozess angenommen [Mer20] [Sto17], gilt

$$\mathbb{E}\{\mathcal{Z}\} = 0 \quad \text{und} \quad \mathbb{E}\{\mathcal{Z}^2\} = \sigma_z^2. \quad (5.4)$$

Die beschriebenen Merkmale ergodischer Signale setzen bei ihrer Betrachtung eine zeitsynchrone Aufnahme des Rauschens über M Kanäle voraus. Die Triggerung erfolgt eventbasiert auf der Flanke des reflexionsfrei über die Messzelle erfassten TE-Impulses zeitlich hintereinander. Es wird zur Vereinfachung Zeitsynchronität und in der Folge die Ergodizität der in den so erfassten TE-Signalen ebenfalls enthaltenen Störumgebung angenommen. Eine weitere Erfassung der Störumgebung erfolgt bei einer anliegenden Spannung von 0 V mit Triggerung auf einer zufälligen Flanke im Störsignal. Aufgrund dessen, dass ein ergodischer Zufallsprozess angenommen wird, gilt Gleichung (5.4) gleichermaßen für das Scharmittel, also den Ereignisraum $\mathcal{Z}_m = \{z_1, z_2, z_3, \dots, z_M\}$ und das Zeitmittel mit dem Ereignisraum $\mathcal{Z}_n = \{z_1, z_2, z_3, \dots, z_N\}$.

Das nicht störungsfrei aufgenommene Messsignal $s_z(t)$ setzt sich zusammen aus dem Nutzsignal $s(t)$ und dem Störsignal $z(t)$

$$s_z(t) = s(t) + z(t). \quad (5.5)$$

Die abgetasteten Datenvektoren ergeben sich entsprechend zu

$$\mathbf{s}_z = \mathbf{s} + \mathbf{z}. \quad (5.6)$$

Wird das so zusammengesetzte Signal M -mal mit N Abtastwerten aufgezeichnet ergibt sich das Scharmittel zu

$$\mathbb{E}\{\mathcal{S}_m\} + \mathbb{E}\{\mathcal{Z}\} = \mu_s + \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M z_m. \quad (5.7)$$

Durch Einsetzen in Gleichung 5.1 ergibt sich der SNR zu:

$$\text{SNR} = \frac{\mathbb{E}\{|\mu_s|^2\}}{\mathbb{E}\left\{\left|\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M z_m\right|^2\right\}}. \quad (5.8)$$

Da das Rauschsignal ergodisch und unkorreliert ist, wird der Nenner vereinfacht zu:

$$\mathbb{E}\left\{\left|\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M z_m\right|^2\right\} = \frac{1}{M^2} \mathbb{E}\left\{\left|\sum_{m=1}^M z_m\right|^2\right\} = \frac{1}{M^2} M \mathbb{E}\{|z_m|^2\} = \frac{1}{M} \underbrace{\mathbb{E}\{|z_m|^2\}}_{\sigma_z^2}. \quad (5.9)$$

Daraus ergibt sich die Abhängigkeit des SNR zur Anzahl der Messungen zu

$$\text{SNR} = M \frac{\mu_s^2}{\sigma_z^2}. \quad (5.10)$$

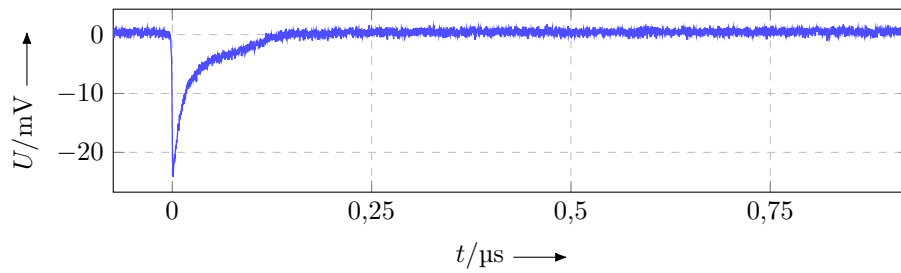
Es sei darauf hingewiesen, dass die Betrachtung des SNR hier für das Scharmittel erfolgt, um den Effekt der Störreduktion durch die triggerbasierte Mittelung zu zeigen. Der SNR wird im weiteren Verlauf der Arbeit unter Verwendung des Schar- und Zeitmittels $\mu_{s,t}$ berechnet. Das heißt es wird zunächst das Scharmittel der Abtastpunkte über die Anzahl der Messungen M gebildet. Es resultiert ein Zeitsignal mit N Abtastpunkten, aus dem dann zur Berechnung des SNR gemäß Gleichung (5.41) das Zeitmittel gebildet wird.

In Abbildung 5.2 sind die durch die Messzelle und die Antenne erfassten TE-Signale dargestellt. Dabei ist jeweils eine Einzelsequenz der Länge t_s , also die Ereignismenge \mathcal{S}_n der m -ten Messung und der Mittelwert über $M = 1000$ Messungen dargestellt. In der Einzelsequenz des über die Messzelle leitungsgebunden ausgekoppelten Signals ist gegenüber dem gemittelten Signal ein deutlicher Störanteil zu erkennen. Im gemittelten Antennensignal ist gegenüber der Einzelsequenz die Störumgebung durch Mittelung reduziert, sodass ein über $M = 1000$ gemittelter TE-Impuls erkennbar ist. In Abbildung 5.3 ist eine Einzelsequenz einer mit der Antenne erfassten Störumgebungsmessung und der Mittelwert über $M = 1000$ Messungen visualisiert. Die über M gemittelte Störumgebung ist ebenfalls in Abbildung 5.2d für $t < 0$ s zu sehen.

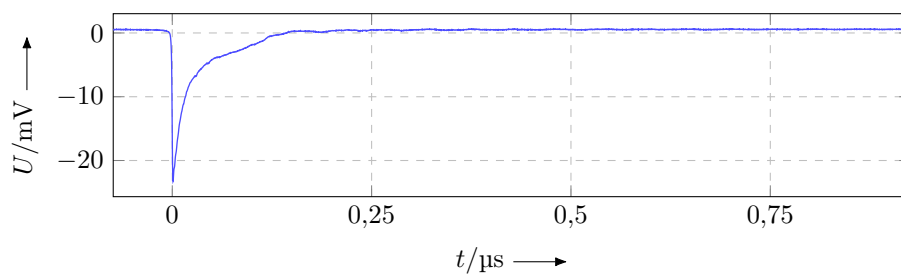
In Tabelle 5.1 sind der SNR sowie die Varianz der Störumgebung σ_z^2 für unterschiedliche Anzahl an Messungen M aufgeführt. Gemäß Gleichung (5.10) ist eine Zunahme des SNR im Verhältnis des Stichprobenumfangs zum nächst kleineren Stichprobenumfang zu erwarten. Der SNR wird entsprechend auf den des kleineren Stichprobenumfangs bezogen und sowohl Soll- als auch Ist-Faktor angeben. Bezüglich der Varianz der Störumgebung σ_z^2 ist eine Abnahme $\propto 1/M$ erwarten. Mit Anzahl der Messungen M wird die Varianz σ_z^2 der Störumgebung kleiner und der SNR größer. Die voranstehenden Betrachtungen, insbesondere Gleichungen (5.2), (5.3) und (5.4), gelten für $M \rightarrow \infty$. Daher ergeben sich in der hier exemplarisch vorgenommenen Anwendung auf die Messdaten Abweichungen von der Proportionalität zwischen M und σ_z^2 sowie SNR. Außerdem schwankt der Maximalwert des TE-Signals mit jeder Messung m , da TE stochastischen Teilchenprozessen unterliegen. Die angenommene Ergodizität ist nicht

Tabelle 5.1: Effekt der triggerbasierten Mittelung auf den SNR des TE-Signals und die Varianz der Störumgebung σ_z^2 für eine unterschiedliche Anzahl M an Messungen mit der Antenne

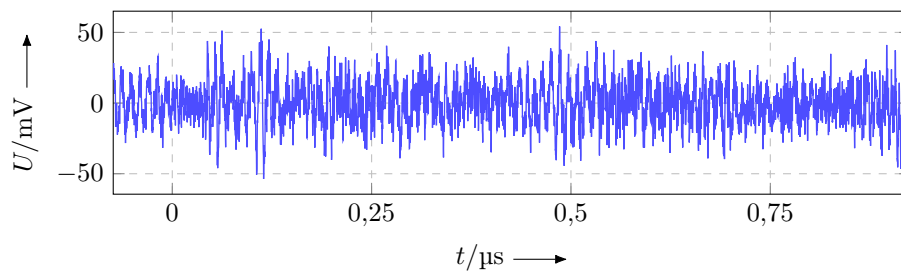
M	SNR	Faktor		σ_z^2	Faktor	
		Soll	Ist		Soll	Ist
10	4,948			$14,252 \cdot 10^{-6}$		
50	22,027	5	4,5	$2,375 \cdot 10^{-6}$	0,2	0,17
100	29,087	2	1,3	$1,734 \cdot 10^{-6}$	0,5	0,73
500	79,554	5	2,7	$0,570 \cdot 10^{-6}$	0,2	0,33
1000	224,688	2	2,8	$0,169 \cdot 10^{-6}$	0,5	0,30



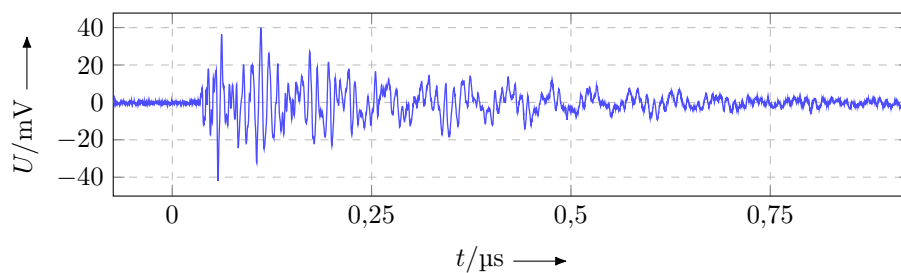
(a) Messzelle Einzelsequenz



(b) Messzelle gemittelt über $M = 1000$

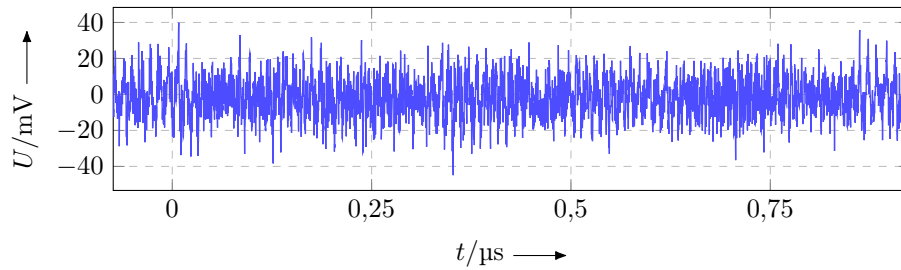


(c) Antenne Einzelsequenz



(d) Antenne gemittelt über $M = 1000$

Abbildung 5.2: TE-Signale erfasst mit (a) Messzelle als Einzelsequenz, (b) Messzelle gemittelt über 1000 Messungen, (c) Antenne als Einzelsequenz und (d) Antenne gemittelt über 1000 Messungen



(a) Einzelsequenz

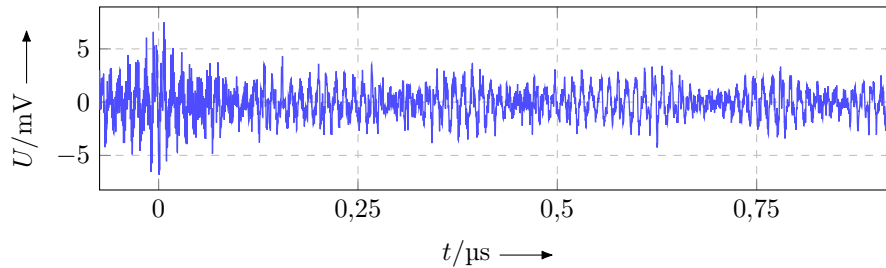
(b) gemittelt über $M = 1000$

Abbildung 5.3: Rauschsignale erfasst mit Antenne dargestellt als (a) Einzelsequenz und (b) gemittelt über 1000 Messungen

vollständig gegeben, da das Triggerevent zwar zu einem immer identischen Zeitvektor führt, Störer wie bspw. breitbandige Impulse gemäß Kapitel 3.3 jedoch unregelmäßig in die Signalaufnahme einkoppeln. Bezüglich Gleichung (5.2) gilt für ein Nutzsignal mit konstantem Pegel $\mathbb{E}\{\mathcal{S}_n\} = \mathbb{E}\{\mathcal{S}_m\} = \mu_s$.

5.1.2 Frequenzanalyse

Der Frequenzbereich von TE umfasst wie in Kapitel 3.3 dargestellt je nach Anwendungsbereich den HF-, VHF- und UHF-Bereich [CIG44] [IEC62] [StL03]. Die triggerbasierte Mittelung ermöglicht eine Abschätzung jenes Frequenzbereichs, in dem die überwiegenden Signalanteile der messaufbauspezifischen TE-Signale liegen. Aus dieser Abschätzung wird in der Folge eine Erwartung an die Störunterdrückung formuliert: Im entstörten Signal sind keine eindeutig der Störumgebung zuzuordnenden Frequenzanteile mehr enthalten, sondern lediglich die des TE-Signals. Voraussetzung hierfür ist, dass der Frequenzbereich der TE-Impulse nicht ebenfalls von Störern überlagert ist, die eine höhere Signalenergie als die Signalanteile der TE-Impulse besitzen. Liegen Signalanteile der TE in gestörten Frequenzbereichen ist eine Dämpfung, nicht jedoch eine Unterdrückung erstrebenswert. Vor diesem Hintergrund wird im Folgenden der Frequenzbereich der messaufbauspezifischen TE-Signale untersucht.

In Kapitel 4 wird der Prüfaufbau zur Erzeugung und Messung von TE-Signalen und eine entsprechende Datenaufnahme der Messsignale durch ein Oszilloskop beschrieben. Die Messsignale werden abgetastet und gespeichert und liegen damit als diskrete digitale Signale vor.

Voraussetzung für eine Fouriertransformierte ist eine endliche Energie [Mef18]

$$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt < \infty. \quad (5.11)$$

Zeitkontinuierliche aperiodische abklingende Signale weisen eine kontinuierliche spektrale Leistungsdichte¹ gemäß

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt \quad (5.12)$$

auf. Hier wird die kontinuierliche Fourier-Transformation (FT) angewendet. Diskrete Signale² werden mit der diskreten Fourier-Transformation (DFT) in ein diskretes Spektrum

$$S(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n \cdot e^{-j\omega \cdot nT_A} \quad (5.13)$$

zerlegt. T_A beschreibt das Intervall zwischen zwei Abtastpunkten. Aufgrund digitaler Verarbeitung erfolgt eine Abtastung des Spektrums mit $\Delta\omega = 2\pi\Delta f = \frac{2\pi}{NT_A}$, sodass sich ein diskretes Frequenzspektrum zu

$$S_k = \sum_{n=1}^N s_n e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} \quad \text{für } k = 1, \dots, N \quad (5.14)$$

ergibt. Das diskrete Zeitsignal wird aus dem diskreten Frequenzspektrum zu

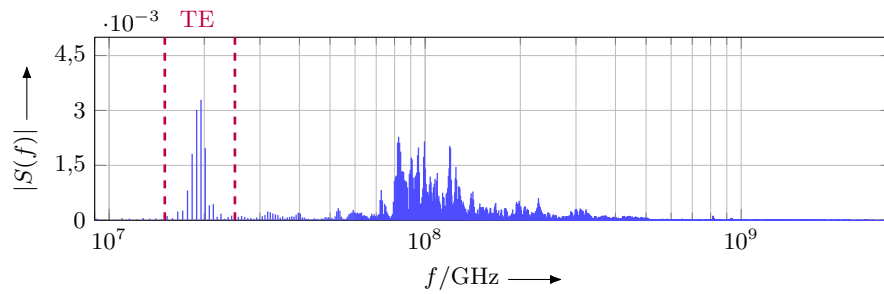
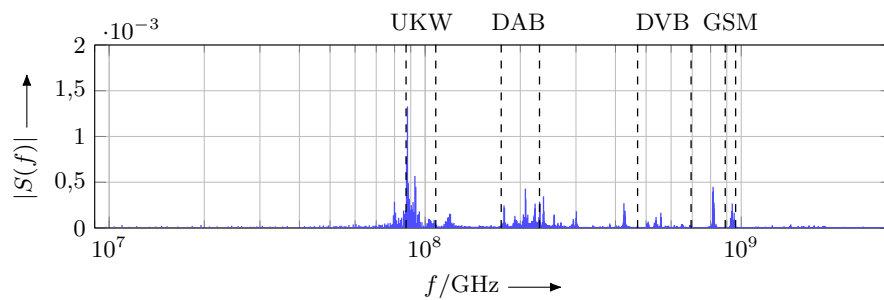
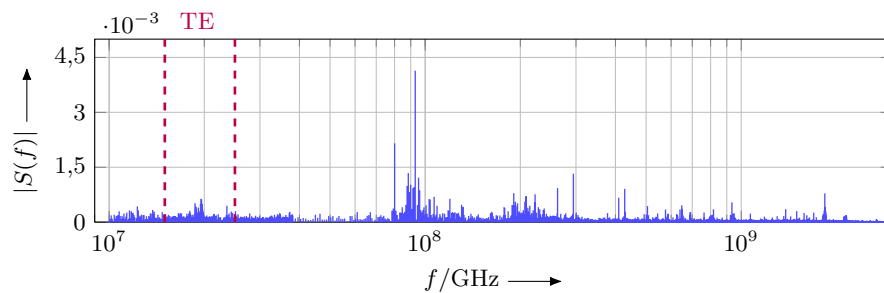
$$s_n = \frac{1}{N} \sum_{m=1}^N S_k e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad \text{für } n = 1, \dots, N \quad (5.15)$$

berechnet. Es ergibt sich ein symmetrisches Spektrum im positiven und negativen Frequenzbereich. Im Folgenden wird immer das einseitige Frequenzspektrum der Signale betrachtet, indem der Betrag des Frequenzspektrums des positiven Frequenzbereichs mit dem Faktor 2 multipliziert wird. [Mef18] [Ohm14]

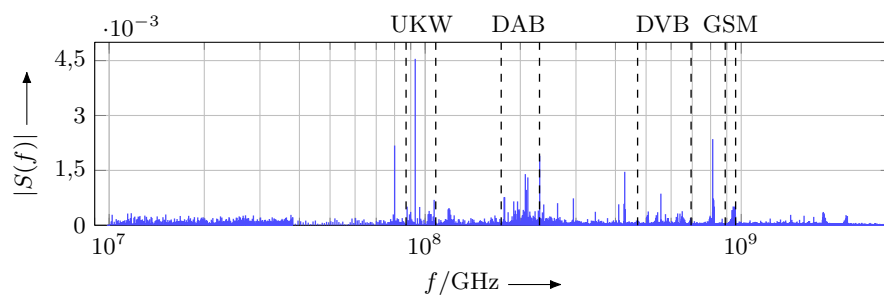
In Abbildung 5.4 sind die Frequenzspektren der sequenziell aufgenommenen TE-Signale und der Störumgebung sowie der fortlaufend aufgenommenen TE-Signale und Störumgebung einander gegenübergestellt. In Abbildung 5.4a ist das Frequenzspektrum des über $M = 1000$ sequenziell aufgenommenen und gemittelten TE-Signals dargestellt. Das Frequenzspektrum der aufgenommenen Störumgebung ist in Abbildung 5.4b zu sehen. Die dazugehörigen triggerbasiert gemittelten Zeitsignale sind in Abbildung 5.2d und 5.3 dargestellt. Im Frequenzspektrum des TE-Signals ist gegenüber der Störumgebung eine Häufung im Bereich von 15 MHz bis 25 MHz zu sehen. In diesem Bereich liegen im Vergleich zur Störumgebung deutlich erkennbare Anteile

¹im Folgenden auch Frequenzspektrum oder Spektrum genannt

²Hier wird zwischen periodischen und aperiodischen diskreten Signalen unterschieden. Für aperiodisch und periodische fortgesetzte diskrete Signale wird die diskrete Fourier-Transformation (DFT) angewendet, woraus sich ein diskretes Frequenzspektrum ergibt. Für aperiodische diskrete Signale ergibt sich eigentlich aus der Fourier-Transformation für zeitdiskrete Signale (DTFT) ein kontinuierliches Spektrum. Aufgrund der Anwendbarkeit in der digitalen Signalverarbeitung wird aber auch hier die DFT angewendet.

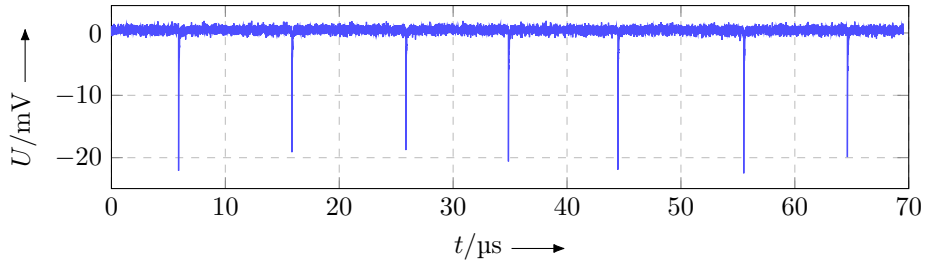
(a) TE-Signal gemittelt über $M = 1000$ (b) Störumgebung gemittelt über $M = 1000$ 

(c) TE-Signal zeitlich fortlaufende Messung

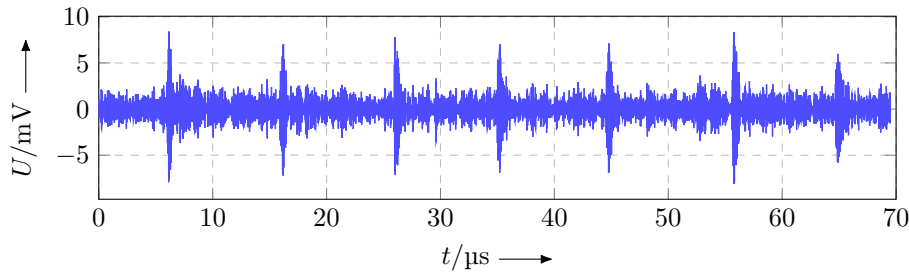


(d) Störumgebung zeitlich fortlaufende Messung

Abbildung 5.4: Frequenzspektren der sequenziell aufgenommen und über 1000 Messungen gemittelten (a) TE-Signale und (b) Störumgebung, sowie der zeitlich fortlaufend aufgenommenen (c) TE-Signale und (d) Störumgebung



(a) Messzelle



(b) Antenne mit Bandpassfilterung (15 MHz bis 25 MHz)

Abbildung 5.5: Ausschnitte der simultan aufgenommenen TE-Messsignale erfasst mit (a) Messzelle und (b) Antenne gefiltert mit Bandpassfilter

des TE-Signals. Im Frequenzspektrum der Störumgebung sind die energiereichen Kommunikationsdienste wie UKW-Rundfunk, DAB Rundfunk, DVB-T Rundfunk und GSM Mobilfunk entsprechend Tabelle 3.2 trotz der Mittelung im Zeitbereich, die wie in Abschnitt 5.1.1 dargestellt eine Dämpfung der Störanteile erwarten lässt, deutlich zu erkennen. Ebenfalls liegen Frequenzanteile im Frequenzbereich von Gleitwegsender und Drehfunkfeuer. Da die genannten Einflüsse keine ergodischen und mittelwertfreien Prozesse mit $\mathbb{E}\{\mathcal{Z}\} = 0$ sind, reduziert sich der Störeinfluss durch Mittelung nicht $\propto M$. Die Aufnahme der TE-Signale erfolgt allerdings mit einer Wiederholrate, die dazu führt, dass die nicht ergodischen Störprozesse zu unterschiedlichen Zeitpunkten t_n aufgenommen werden und sich somit trotzdem, wenn auch nicht $\propto M$, aus dem Signal mitteln.

Für das zeitlich fortlaufend aufgenommene TE-Signal wie in Abbildung 5.1b und eine entsprechend aufgenommene Störumgebung ergeben sich die in Abbildung 5.4c und Abbildung 5.4d dargestellten Frequenzspektren. Auch hier sind im Frequenzspektrum der Störumgebung die genannten Kommunikationsdienste deutlich zu erkennen. Die Häufung im Spektrum im Bereich von 15 MHz bis 25 MHz ist gegenüber dem Spektrum des triggerbasiert gemittelten TE-Signals schwächer ausgeprägt.

Die Betrachtung des Frequenzspektrums der triggerbasiert gemittelten Signale zeigt im Frequenzbereich von 15 MHz bis 25 MHz einen signifikanten Unterschied zum Frequenzspektrum der Störumgebung. Der Unterschied zwischen dem Frequenzspektrum der TE-Signale und der Störumgebung bei zeitlich fortlaufender Aufnahme sind weniger signifikant. Der Frequenzbereich der messaufbauspezifischen TE-Signale liegt folglich im nicht wesentlich von Störeinflüssen überlagerten Frequenzbereich von 15 MHz bis 25 MHz. Um auszuschließen, dass in dem genannten Frequenzbereich durch die triggerbasierte Mittelung Frequenzanteile entstehen, die nicht in

direktem Zusammengang mit den TE-Signalen stehen, wird ein FIR Bandpassfilter mit einer Unterfrequenz von 15 MHz und einer Oberfrequenz von 25 MHz auf das in Abbildung 5.1b dargestellte zeitlich fortlaufend aufgenommene Zeitsignal angewendet. Ein Ausschnitt des Signals nach Filterung durch diesen Bandpass ist in Abbildung 5.5 dargestellt. Das ebenfalls dargestellte Vergleichssignal der Messzelle zeigt, dass durch die Bandpassfilterung TE-Impulse von der Störumgebung isoliert werden. Hierdurch bestätigt sich, dass im Frequenzbereich von 15 MHz bis 25 MHz Frequenzanteile liegen, die sich eindeutig dem TE-Signal zuordnen lassen.

Darüber hinaus wird bei Betrachtung des Frequenzspektrums der TE-Signale und der Störumgebungen in Abbildung 5.4 ein weiterer Frequenzbereich deutlich, in dem sich TE-Signal von Störumgebung unterscheiden. Im Bereich von 67 MHz bis 150 MHz unterscheiden sich die Frequenzspektren der unterschiedlich aufgezeichneten und ermittelten TE-Signale im Vergleich zum jeweiligen Frequenzspektrum der Störumgebung. Auch hier ist der Unterschied bei triggerbasierter Mittelung deutlicher. Allerdings sind in diesem Bereich auch wesentliche Störanteile im Frequenzspektrum, nämlich des UKW-Bandes, zu sehen. Zum Ausschluss einer Verzerrung des Spektrums sowie Verstärkung nicht mittelwertfreier Störeinflüsse im diskutierten Frequenzbereich durch die triggerbasierte Mittelung, wird ebenfalls ein FIR Bandpassfilter mit einer Unterfrequenz von 67 MHz und einer Oberfrequenz von 150 MHz auf das in Abbildung 5.1b dargestellte Zeitsignal angewendet. Dabei ergibt sich keine Isolation von TE-Impulsen. Mögliche Anteile des TE-Signals in diesem Frequenzbereich sind aufgrund der starken Störüberlagerung in diesem Frequenzbereich nicht zu identifizieren.

5.2 Entstörungsprozess: Wavelet-Denoising

Im Rahmen der Fourier-Analyse wird ein vollständiges Zeitsignal einer Frequenzanalyse unterzogen. Dabei wird überprüft inwieweit ein Signal mit der Harmonischen einer jeweiligen Frequenz übereinstimmt. Frequenzänderungen im Signal werden hierdurch nicht abgebildet. Zu den Verfahren, welche die Analyse von Zeit- und Frequenzverhalten ermöglichen, zählen Verfahren wie beispielsweise die Kurzzeit-Fourier-Transformation (STFT) und die Wavelet-Transformation (WT). Bei der STFT wird das Zeitsignal in kleine Zeitschritte unterteilt und auf die dadurch entstehenden Signalsequenzen die klassische schnelle Fourier-Transformation (FFT) angewandt. Es wird also mit einer sogenannten Fensterfunktion gearbeitet, deren Breite konstant ist. Dies hat den Nachteil, dass eine zeitliche und ggf. räumliche Ausdehnung von Ereignissen wie Signalveränderungen nicht abgebildet werden. [Mef18]

Eine flexible Anpassung der Fensterbreite auf die Ausdehnung der Ereignisse erfolgt im Rahmen der WT. Diese ermöglicht eine hohe Auflösung von zeitlich kurzen und hochfrequenten Ereignissen in Bezug auf die Zeit und eine hohe Auflösung von zeitlich längeren und niederfrequenten Ereignissen in Bezug auf die Frequenz [Mef18] [Ber07]. Hierdurch ist die Anwendung im Bereich der TE-Diagnose, insbesondere im Rahmen der Erfassung durch breitbandige kontaktlose Verfahren, motiviert.

Im Rahmen des Wavelet-Denoisings wird nach der DWT gemäß bestimmter Entscheidungsregeln eine Manipulation der Koeffizienten vorgenommen und das Signal anschließend durch eine inverse diskrete Wavelet-Transformation (IDWT) zurücktransformiert (vgl. Abbildung 5.6). Da-

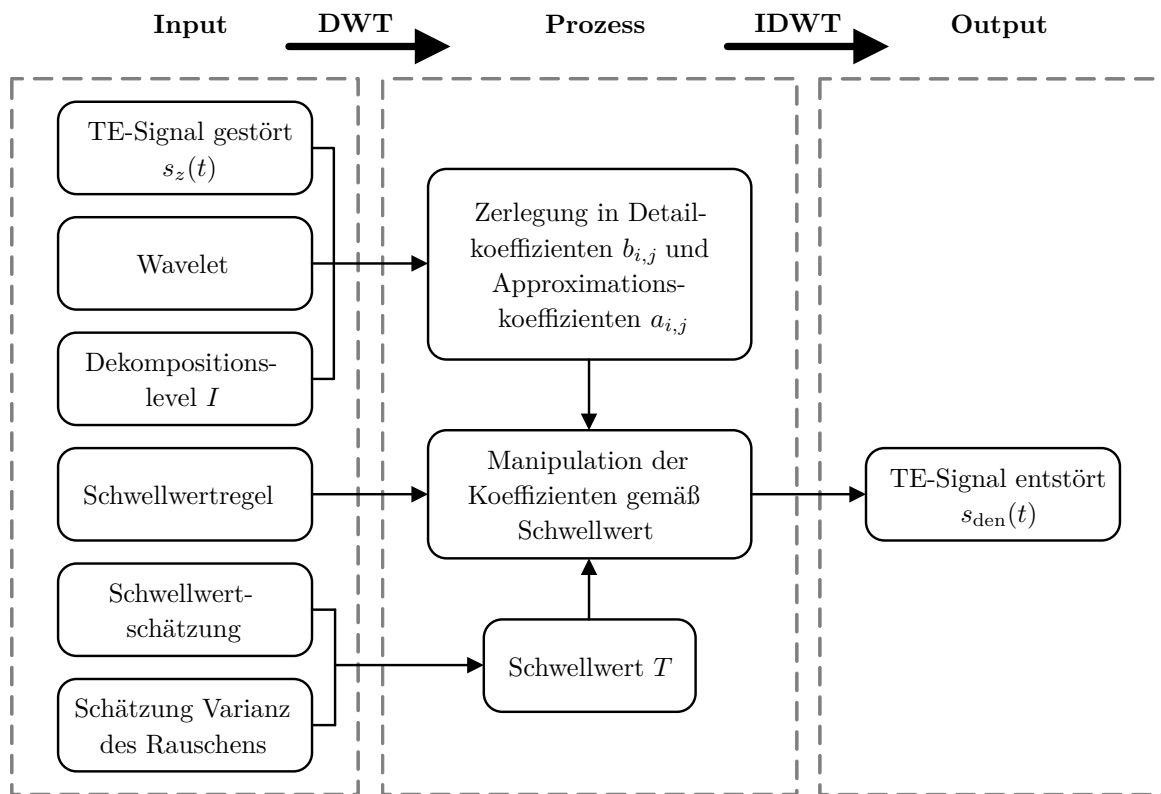


Abbildung 5.6: Ablauf des Wavelet-Denoisings

bei ergeben sich verschiedene Variationsmöglichkeiten von der Auswahl der Wavelet-Familie, über die Schwellwertregel bis hin zum Schwellwertschätzverfahren. Ein synthetisches und eindeutig bekanntes Testsignal wird im Rahmen einer Vorstudie dem Wavelet-Denoising unter Variation der in Tabelle 5.2 dargestellten Parameter zugeführt. Es werden alle aufgelisteten Wavelets so wie Schwellwertregeln und Schwellwertschätzverfahren getestet und das vorgestellte Bewertungsverfahren angewendet. Ausgewählte Kombinationen von Wavelet, Schwellwertregel und Schwellwertschätzverfahren werden dann auf reale TE-Signale angewendet. Das Wavelet-Denoising findet Anwendung in der Rauschreduktion. Die vorliegenden Untersuchungen dienen also auch dazu, die Eignung zur Unterdrückung von breitbandigen und schmalbandigen Stör-signalen neben einer Rauschreduktion zu validieren.

5.2.1 Wavelet-Transformation

Die Fourier-Transformation liefert keine Information darüber, an welcher Stelle im Signal welche Frequenzen auftreten. Die STFT ermöglicht durch eine Fensterfunktion $g(t)$ eine zeitliche Auflösung des Frequenzbereichs. Es wird die Fouriertransformierte eines Fensterausschnittes $s(t)g(t - \tau)$ für verschiedene zeitliche Verschiebungen τ gemäß

$$S(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)g^*(t - \tau)e^{-j\omega t} dt \quad (5.16)$$

berechnet. Dabei ist $g^*(t - \tau)$ die konjugiert-komplexe Größe von $g(t - \tau)$. Aufgrund der Trans-

Tabelle 5.2: Übersicht zu den durchgeführten Untersuchungen mit Wavelet-Familien, gewählten Wavelets aus den Familien sowie Schwellwertschätzer und Schwellwertregel

Wavelet-Familie	gewählte Wavelets	Schwellwertschätzung/ -regel
<i>Orthogonale Wavelets</i>		
• Best-localized Daubechies	• bl7, bl9, bl10	• Universal Hard
• Beylkin	• beyl	• Universal Soft
• Coiflet	• coif1, coif3, coif5	• Bayes Hard
• Daubechies	• db4, db10, db25	• Bayes Soft
• Fejér-Korovkin Filter	• fk8, fk14, fk22	• Minimax Hard
• Han linear-phase moments	• han3.3, han4.5, han5.5	• Minimax Soft
• Morris mini.-bandwidth	• mb10.3, mb14.3, mb32.2	• FDR Hard
• Symlets	• sym4, sym10, sym25	• SURE Hard
• Vaidyanathan	• vaid	• SURE Soft
• Discrete Meyer	• dmey	
<i>Biorthogonale Wavelets</i>		
• BiorSplines	• bior1.5, bior3.9, bior6.8	
• ReverseBior	• rbio3.9, rbio5.5, rbio6.8	

lation der Fensterfunktion um τ ist eine Zuordnung der Frequenzen zu einem bestimmten Zeitintervall möglich. Fensterfunktionen weisen allgemein eine Bandpasscharakteristik auf. Um eine hohe Zeit-Frequenz-Auflösung zu erzielen, ist eine schmale Fensterbreite Δt bei gleichzeitig hoher Bandbreite Δf erforderlich, da sonst Frequenzinformationen verloren gehen. Aufgrund der Unschärferelation

$$\Delta t \cdot 2\pi \Delta f \geq \frac{1}{2} \quad (5.17)$$

ergeben sich Einschränkungen bei der Zeit-Frequenz-Auflösung. Der Minimalwert von $1/2$ wird durch Verwendung der Gaußfunktion als Fensterfunktion erreicht. [Len03] [Mef18] [Mer20]

Die WT motiviert sich aus den Vor- und Nachteilen der STFT. An Stelle der Fensterfunktion tritt eine skalierbare Basisfunktion $\psi(t)$, auch Mother-Wavelet genannt. Durch Translation und Skalierung entstehen verschiedene Versionen $\psi_{\zeta,\tau}(t)$ dieses Basis-Wavelets, auch Wavelet-Familie genannt:

$$\psi_{\zeta,\tau}(t) = \frac{1}{\sqrt{\zeta}} \psi\left(\frac{t-\tau}{\zeta}\right), \quad \zeta \in \mathbb{R}^{>0}, \tau \in \mathbb{R}. \quad (5.18)$$

Durch Veränderung des Skalierungsfaktors ζ und der Translation τ wird das Wavelet gestaucht bzw. getreckt und entlang des zu analysierenden Signals verschoben. Durch die Stauchung und Streckung wird die Mittenfrequenz und Bandbreite des so entstehenden Bandpassfilters beeinflusst. [Mer20]

Analog zur Frequenz im Rahmen der FFT wird bei der WT von sogenannten Skalen gesprochen, die umgekehrt proportional zur Frequenz sind. Die Wavelet-Transformierte $W(\zeta, \tau)$ ergibt

sich aus der kontinuierlichen WT zu:

$$W(\varsigma, \tau) = \langle s(t), \psi_{\varsigma, \tau}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \psi_{\varsigma, \tau}^*(t) dt. \quad (5.19)$$

Die Rücktransformation in den Zeitbereich aus der Wavelet-Transformierten ist durch

$$s(t) = \frac{1}{C_\psi} \int_0^\infty \int_{-\infty}^{\infty} W(\varsigma, \tau) \frac{1}{\varsigma^2} \psi_{\varsigma, \tau}(t) d\tau d\varsigma \quad (5.20)$$

gegeben. Dabei ist C_ψ das Ergebnis der Zulässigkeitsbedingung gemäß

$$C_\psi = \int_0^\infty \frac{|\Psi(\omega)|^2}{\omega} d\omega < \infty. \quad (5.21)$$

Eine Rücktransformation ist nur möglich, wenn diese Bedingung erfüllt ist. Diese ergibt sich daraus, dass sowohl die Basis-Funktion $\psi(t)$ als auch ihre Wavelet-Transformierte $\Psi(\omega)$ lokal begrenzt sind. [Ber07] [Bla03] [Len03] [Mef18] [Mer20]

Wavelet-Funktion

Grundsätzlich stellt eine allgemeine Fensterfunktion die Hüllkurve eines Bandpasses dar. Auch die Wavelet-Funktion gemäß Gleichung (5.18) ist eine Fensterfunktion, die gegenüber einer normalen Fensterfunktion den Vorteil hat, dass sie an Frequenzbänder anpassbar ist und somit der Unschärferelation flexibel begegnet wird. Für tiefe Frequenzen werden schmale Bänder mit geringer Auflösung im Zeitbereich und hoher Auflösung im Frequenzbereich gewählt. Für hohe Frequenzen werden breite Bänder mit hoher Auflösung im Zeitbereich und geringer Auflösung im Frequenzbereich gewählt. Die Bedingung

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0 \quad (5.22)$$

ist dabei immer erfüllt. [Bla03] [Len03]

Beispiele für Wavelet-Funktionen sind in Abbildung 5.7 dargestellt. Allgemein werden Wavelet-Funktionen in orthogonale und biorthogonale Wavelets unterschieden. Wavelets werden durch Filterbänke konstruiert, die ebenfalls entweder orthogonal oder biorthogonal sind. Die Herleitung der Filterbänke und der Kaskadenalgorithmus zur Konstruktion der Wavelets sind in [Ber07] und [Mer20] dargestellt. Wesentlicher Unterschied zwischen orthogonalen und biorthogonalen Wavelets ist, dass aufgrund der entsprechenden orthogonalen bzw. biorthogonalen Räume, beim orthogonalen Wavelet eine Wavelet-Funktion und beim biorthogonalen eine Wavelet-Funktion zur Zerlegung und ein weiteres Paar zur Rekonstruktion bestimmt wird. [Ber07] [Mat23] [Mer20]

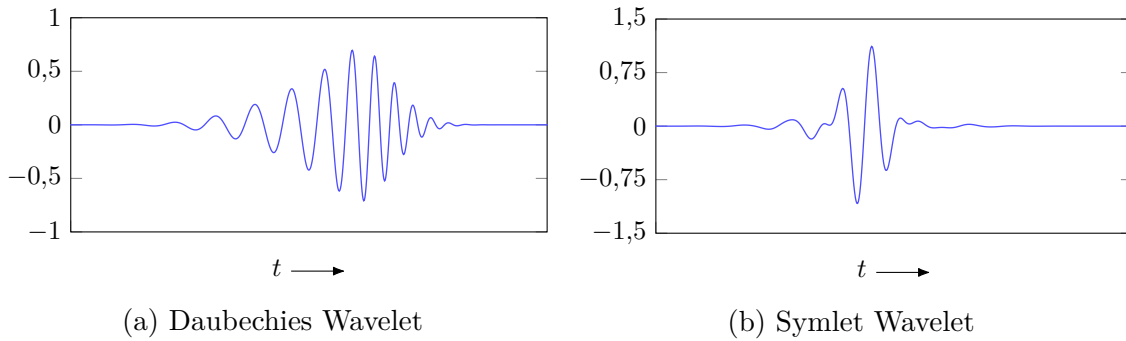


Abbildung 5.7: Wavelet (a) der Daubechies Familie und (b) der Symlet-Familie

Wavelets werden durch die Vorgabe von Filterkoeffizienten konstruiert. Dabei beschreibt die Anzahl an verschwindenden Momenten der Wavelet-Funktion $\psi(t)$, wie viele Nullstellen die Wavelet-Transformierte $\Psi(t)$ bei $\omega = 0$ besitzt. Für das Wavelet db25 aus der Daubechies-Familie (vgl. Tabelle 5.2) gibt die Zahl 25 die Anzahl der verschwindenden Momente an. Wavelet-Familien wie Beylkin, Vaidyanathan und Discrete Meyer bestehen nur aus einem Wavelet. Das Wavelet der Beylkin-Familie hat 3 verschwindende Momente und 18 Koeffizienten der entstehenden Filterfunktion. Das Wavelet der Vaidyanathan-Familie weist 24 Koeffizienten auf. Das Wavelet der Discrete Meyer Familie ist eine FIR Approximation des Meyer-Wavelets. [Mat23] [Mer20]

Wavelet-Reihe

Die Wavelet-Transformierte enthält Informationen des Signals mit großer Redundanz. Diese wird reduziert, indem für die Werte von ς und τ diskrete Werte gewählt werden. Die Abtastpunkte werden zu

$$\varsigma_i = 2^i, \quad i \in \mathbb{Z} \quad \text{und} \quad \tau_{i,j} = \varsigma_i j = 2^i j, \quad i, j \in \mathbb{Z} \quad (5.23)$$

festgelegt. Daraus resultiert eine dyadische Abtastung des Signals über I Level. Die Wavelet-Familie der Wavelet-Reihe

$$\psi_{i,j}(t) = \frac{1}{\sqrt{\varsigma_i}} \psi\left(\frac{t - \tau_{i,j}}{\varsigma_i}\right) = 2^{-i/2} \psi(2^{-i}t - j) \quad (5.24)$$

wird im Rahmen der DWT genutzt, die sich für ein Signal $s(t)$ zu

$$W(i, j) = \langle s(t), \psi_{i,j}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \psi_{i,j}^*(t) dt \quad (5.25)$$

ergibt. [Len03] [Mer20]

Diskrete Wavelet-Transformation

Für die DWT ist ein Algorithmus in Form einer Multiskalenanalyse notwendig. Bei eindimensionalen Zeitsignalen eignet sich zur Durchführung der Multiskalenanalyse die Subbandcodierung

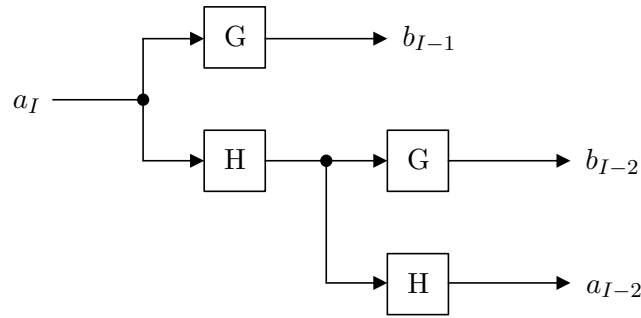


Abbildung 5.8: Koeffizientenzerlegung als iterative Filterbank; H repräsentiert den Tiefpassfilter mit den Koeffizienten h_i und G repräsentiert den Bandpassfilter mit den Filterkoeffizienten g_i

mit einhergehender Zerlegung in die Wavelet-Koeffizienten $w = \{a_{i,j}, b_{i,j}\}$, die als Maß der Ähnlichkeit zwischen der Originalfunktion und der entsprechenden Basisfunktion unter Angabe der Skalierung dienen [Mef18]. Im allgemeinen dient die Subbandcodierung der Analyse durch Aufteilung des Signals in einzelne Frequenzteilbänder. Im Rahmen der DWT wird das Signal zunächst einem Bandpassfilter zugeführt und danach üblicherweise um den Faktor 2, der sich aus Gleichung (5.23) ergibt, unterabgetastet. Außerdem wird das Signal einem Tiefpassfilter zugeführt und danach ebenfalls unterabgetastet. Der Ausgang des Tiefpasses wird wieder einer solchen Filterung durch einen neuen Band- und Tiefpass zugeführt. Die Filtercharakteristik wird durch Skalierung des Wavelets realisiert. Die Ausgangswerte der Tiefpässe heißen Approximations-Koeffizienten $a_{i,j}$, die der Bandpässe Detail-Koeffizienten $b_{i,j}$. Die Koeffizientenzerlegung wird je nach Festlegung der Level I mal durchführt. Das Vorgehen ist in Abbildung 5.8 schematisch dargestellt. [Mef18]

Das Signal $s(t)$ wird entsprechend durch eine Summe von Teilbandsignalen zu

$$s(t) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} u_i(t) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} \sum_{j \in \mathbb{Z}} b_{i,j} \psi_{i,j}(t) \quad (5.26)$$

dargestellt. Dabei ist $u_i(t)$ ein Teilbandsignal eines bestimmten Frequenzbands. Die Detail-Koeffizienten $b_{i,j}$ ergeben sich aus der Wavelet-Reihenentwicklung und sind das Ergebnis der WT des Signal $s(t)$ gemäß Gleichung (5.25). [Mer20]

Außerdem wird das Signal $s(t)$ in Tiefpass-Signale mit unterschiedlichen Bandbreiten zerlegt gemäß

$$s_i(t) = \sum_{j \in \mathbb{Z}} a_{I,j} \phi_{I,j}(t) \quad (5.27)$$

in Approximations- oder auch Skalierungs-Koeffizienten $a_{i,j}$ zerlegt. Dabei stellt $\phi_{i,j}(t)$ die Skalierungsfunktion

$$\phi_{i,j}(t) = 2^{-i/2} \phi(2^{-i}t - j) \quad (5.28)$$

dar. Die Approximations-Koeffizienten ergeben sich aus der WT des Signals $s(t)$ mit der Skalierungsfunktion $\phi(t)$. Das Signal $s(t)$ wird somit im Rahmen der Multiskalenanalyse durch

$$s(t) = \sum_{j \in \mathbb{Z}} a_{I,j} \phi_{I,j}(t) + \sum_{i \in \mathbb{Z}} \sum_{j \in \mathbb{Z}} b_{i,j} \psi_{i,j}(t) \quad (5.29)$$

beschrieben.

Es besteht eine rekursive Eigenschaft zwischen Approximations- und Detail-Koeffizienten in aufeinanderfolgenden Auflösungsebenen. Die Wavelet-Koeffizienten $w = \{a_{i,j}, b_{i,j}\}$ werden entsprechend durch die Koeffizienten h_l eines Tiefpassfilters und die Koeffizienten g_l eines Bandpassfilters zu

$$a_{i,j} = \sum_{l \in \mathbb{Z}} h_l a_{i-1, 2j-l}, \quad (5.30)$$

$$b_{i,j} = \sum_{l \in \mathbb{Z}} g_l a_{i-1, 2j-l}. \quad (5.31)$$

berechnet. Dabei sind die Approximations-Koeffizienten und Detail-Koeffizienten der Auflösungsebene j abhängig von der Auflösungsebene $j - 1$. Die Approximations-Koeffizienten auf dem Auflösungslevel $j - 1$ werden aus den Approximations- und Detail-Koeffizienten auf dem Auflösungslevel j entsprechend

$$a_{i-1,j} = \sum_{l \in \mathbb{Z}} h_l a_{i, 2j-l} + \sum_{l \in \mathbb{Z}} g_l b_{i, 2j-l}. \quad (5.32)$$

berechnet. [Len03] [Ros05] [Mer20]

5.2.2 Schwellwertregel

Das Signal $s(t)$ wird durch die DWT in Wavelet-Koeffizienten zerlegt, die zeitaufgelöste Informationen über die Frequenz beinhalten. In einer Störumgebung $z(t)$ addiert sich das Signal $s(t)$ gemäß Gleichung (5.5) zu einem gestörten Signal $s_z(t)$. Die Koeffizienten, die Störanteile repräsentieren, werden im Rahmen des Wavelet-Denoisings entweder ganz gelöscht oder auf ein Level korrigiert, welches eine Isolation des Nutzsignals von der Störumgebung erzielt. Beim Wavelet-Denoising wird auf die durch die DWT ermittelten Koeffizienten eine Schwellwertfunktion $\eta_T(w)$ angewendet. Die Wavelet-Koeffizienten $w = \{a_{i,j}, b_{i,j}\}$ werden bei einer harten Schwellwertregel gemäß

$$\eta_T(w) = \begin{cases} w & \text{wenn } |w| \geq T \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.33)$$

und bei einer weichen Schwellwertregel gemäß

$$\eta_T(w) = \begin{cases} w - T & \text{wenn } w \geq T \\ w + T & \text{wenn } w \leq -T \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.34)$$

manipuliert. [Ber07] [Mer20]

Der Schwellwert T wird mit einem Schätzverfahren geschätzt. Die Schätzer oder auch Estimator genannt, werden im Folgenden vorgestellt.

5.2.3 Schwellwertschätzung

Der Schwellwert T wird auf Basis verschiedener Annahmen das Rauschen betreffend und unter Festlegung von Kriterien den Schätzfehler betreffend berechnet. Die Varianz σ_n des Rauschens¹ $n(t)$ wird entweder unabhängig vom Dekompositionslevel I basierend auf den Koeffizienten höchster Stufe oder abhängig vom Level basierend auf den Koeffizienten jeder Auflösungsebene geschätzt. Zur Schätzung der Varianz der Störumgebung σ_n und des Schwellwerts T stehen verschiedene Verfahren zur Verfügung, die nachfolgend skizziert werden.

Minimax Estimation

Im Rahmen der Minimax Estimation wird angenommen, dass das Rauschsignal $n(t)$ einem mittelwertfreien normalverteilten Prozess gemäß

$$n(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_n^2) \quad (5.35)$$

entspricht. Die Annahme eines normalverteilten Rauschens ergibt sich aus dem zentralen Grenzwertsatz, der aufgrund der hohen Anzahl von unabhängigen Störgrößen in den Detail-Koeffizienten $b_{i,j}$ anwendbar ist. Die Standardabweichung σ_n ist unbekannt und wird aus den Detail-Koeffizienten $b_{i,j}$ der feinsten Skala geschätzt, da diese per Annahme am stärksten vom Rauschen betroffen sind. Die geschätzte Standardabweichung $\hat{\sigma}_n$ ergibt sich aufgrund der Normalverteilung des Rauschens durch Verrechnung des Medians mit einem Faktor, der sich theoretisch als Zusammenhang zwischen der mittleren absoluten Abweichung vom Median und der Standardabweichung herleiten lässt [Don94], zu:

$$\hat{\sigma}_n = \frac{\text{median}\{|b_{I-1,j}|\}}{0,6745}. \quad (5.36)$$

Durch die Minimax Estimation wird eine Minimierung des maximalen mittleren quadratischen Fehlers

$$\mathbb{E}\{s_{\text{den}}(t) - s(t)^2\} \quad (5.37)$$

zwischen dem tatsächlichen Nutzsignal $s(t)$ und dem geschätzten und entstörten Signal $s_{\text{den}}(t)$ angestrebt. Der Minimax-Schwellwert zielt darauf ab, den maximalen mittleren quadratischen Schätzfehler zu minimieren und wird gemäß

$$T = \arg \min_{T} \max_{s(t)} \quad (5.38)$$

bestimmt. [Ber07] [Ros05]

¹Im Sinne einer Konsistenz zur Literatur wird zur Erklärung des Wavelet-Denoisings ein Rauschsignal $n(t)$ mit einer Varianz σ_n verwendet. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird gezeigt, dass das Wavelet-Denoising auch zur Unterdrückung von breitbandigen und schmalbandigen Störquellen neben Rauschprozessen geeignet ist.

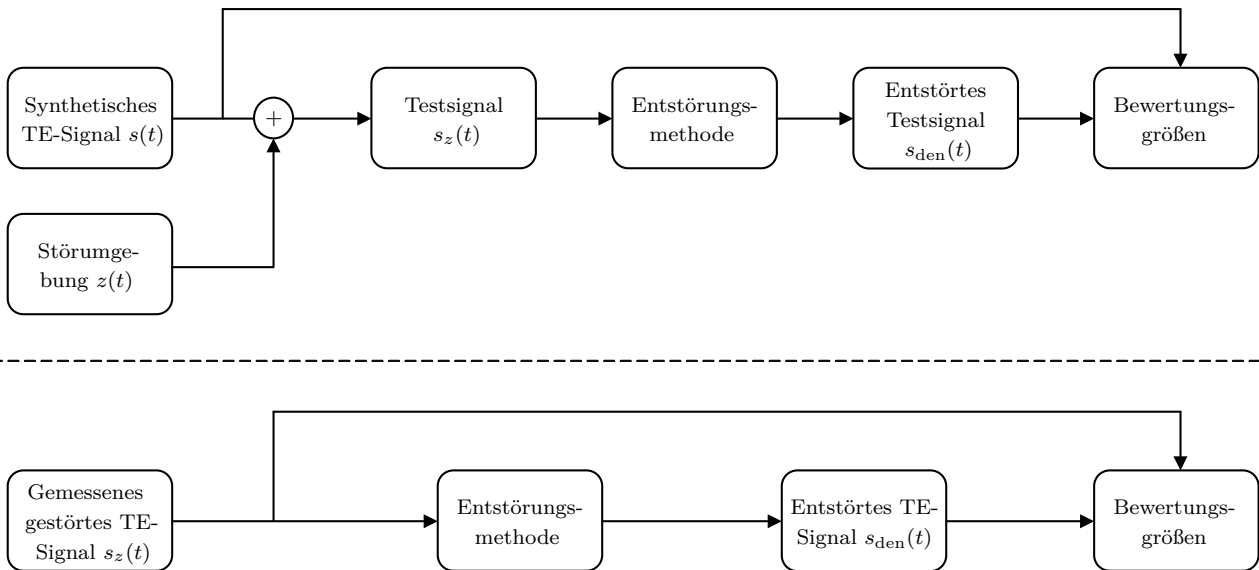


Abbildung 5.9: Ablauf des Bewertungsverfahrens unter Verwendung des synthetischen TE-Signals zur Durchführung einer Vorstudie (oben) und unter Verwendung des gemessenen TE-Signals (unten)

Universal Threshold

Die Universal Threshold Estimation ist eine Abwandlung der Minimax Estimation. Die Standardabweichung des Rauschens σ_n wird wie in Gleichung (5.36) geschätzt. Im Unterschied zur Minimax Estimation wird ein konstanter Schwellwert abhängig von der Anzahl N der Abtastpunkte des Signal gemäß

$$T = \hat{\sigma}_n \sqrt{2 \log(N)} \quad (5.39)$$

verwendet. Der Schwellwert ist allgemein größer als jener, der sich aus der Minimax Estimation ergibt und wird für jedes Dekompositionslevel berechnet. [Ber07] [Don94] [Ros05]

Weitere

Beim ebenfalls verwendete Bayes Estimator (Bayes) erfolgt die Schätzung durch Modellierung einer Verteilung der Signalanteile gemäß des Satzes von Bayes. Im Rahmen der Falscherkennungsrate (FDR) wird als Zielgröße ein gutes Verhältnis zwischen falschen Treffern und möglichst vielen richtigen Treffern formuliert und geschätzt. Ein ebenfalls bekanntes Verfahren ist der Stein's Unbiased Risk Estimator (SURE), bei dem die Schätzung des Risikos mit einer quadratischen Verlustfunktion erfolgt. [Ber07] [Don94] [Ros05]

5.3 Bewertungsverfahren

Das Ziel von Entstörungsprozessen ist die Störreduktion, die beispielsweise durch den SNR und die NRR messbar ist. Neben der Performance hinsichtlich der Störreduktion ist der Aspekt der Nutzsignalverzerrung durch die jeweilige Entstörungsmethode relevant. Eine ausschließliche Bewertung der Entstörungsmethode vor dem Hintergrund der Störreduktion lässt die Verzerrung

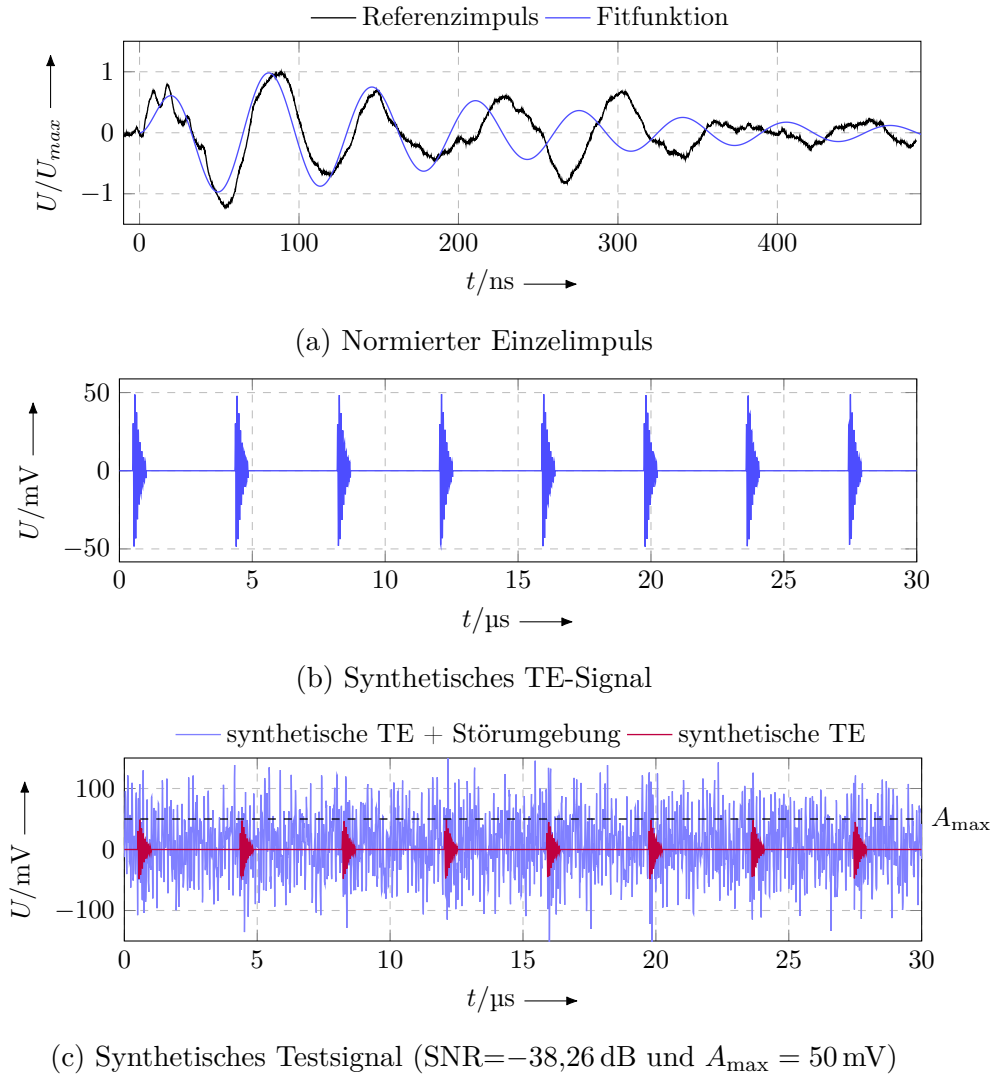


Abbildung 5.10: Gemessener und synthetischer Einzelimpuls (a), sowie Ausschnitt aus synthetischem TE-Signal (b) und Testsignal (c)

des Nutzsignals durch die Entstörungsmethode außer Acht. Diese Verzerrung ist unter Verwendung eines Testsignals, eines mathematisch nachgebildeten und damit eindeutig bekannten TE-Signals, durch den RMSE und den Korr bestimmbar. Aufgrund der Breitbandigkeit von TE-Signalen in Störumgebungen mit schmalbandigen und breitbandigen Störquellen, ist nicht nur eine Bewertung der erfolgreichen Störunterdrückung und Verzerrung der TE-Impulse notwendig, sondern auch die Bewertung der Zuverlässigkeit der Detektion der TE-Impulse. Dies wird durch die Zuverlässigkeitsquote der Impulsdetektion (RSPD) bewertet. In Abbildung 5.9 ist der Ablauf des Bewertungsverfahrens schematisch dargestellt

5.3.1 Synthetisches Testsignal

Das störungsfreie synthetische TE-Signal wird durch das Produkt aus einer steigenden Exponentialfunktion, einer fallenden Exponentialfunktion und einer oszillierenden Funktion mit

$$f(t) = A_1 e^{-t/\tau_1} \cdot A_2 \left(1 - e^{-t/\tau_2}\right) \cdot \sin(2\pi f_0 \cdot t) \quad (5.40)$$

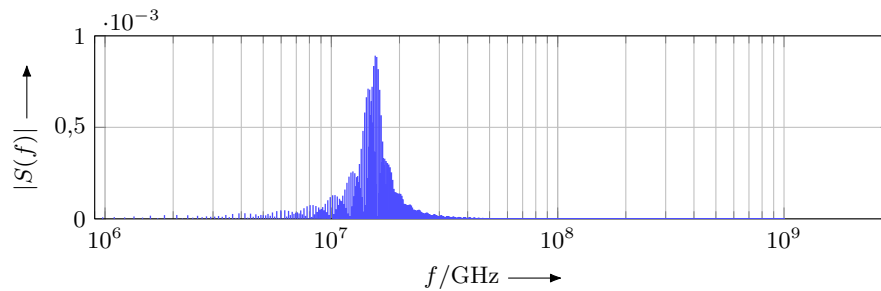


Abbildung 5.11: Frequenzspektrum des synthetischen TE-Signals

mathematisch abgebildet. Als Referenzsignal dient das durch den Draht erfasste TE-Signal. Mit dem Draht werden 1000 TE-Referenzimpulse sequenziell aufgenommen, gemittelt und dann auf den Maximalwert normiert. Die Variablen A_1 , A_2 , f_0 , τ_1 und τ_2 in Gleichung (5.40) werden dann iterativ an den normierten Referenzimpuls angepasst. Der normierte Referenzimpuls und der mathematisch abgebildete TE-Impuls sind in Abbildung 5.10a dargestellt. Zusätzlich zur sequenziellen Aufnahme wird das TE-Referenzsignal zeitlich fortlaufend aufgezeichnet. Unter Berücksichtigung der TE-Wiederholrate im zeitlich fortlaufenden TE-Referenzsignal, wird die Fitfunktion fortlaufend zu einem synthetischen TE-Signal zusammengefügt, welches über 100 TE-Impulse enthält. Ein Ausschnitt dieses mathematisch modellierten TE-Signals ist in Abbildung 5.10b zu sehen. Das synthetische TE-Signal und das unter realen Laborbedingungen mit der Antenne gemessene Störumgebungssignal werden zu einem synthetischen Testsignal überlagert. Hierbei erfolgt die Addition der Abtastwerte zu einer neuen Gesamtamplitude wie in Abbildung 5.10c dargestellt. Zur Modellierung von Signalen mit unterschiedlichem SNR wird die Amplitude A_{\max} des synthetischen TE-Signals vor der Addition so variiert, dass sich ein SNR gemäß Tabelle 5.3 einstellt. Signale mit einem SNR < 0 dB sind besonders repräsentativ für breitbandig elektromagnetisch erfasste TE-Signale, da diese ein geringeres Energielevel als die Störumgebung aufweisen. Das so erzeugte Testsignal enthält ein genau bekanntes Nutzsignal in Form des störungsfreien synthetischen TE-Signals. Das Signal, welches durch die Entstörung rekonstruiert werden soll, ist eindeutig bekannt. Dies ermöglicht einen Vergleich zwischen SNR vor und nach Entstörung, die Bewertung der Signalverzerrung durch die Entstörung, sowie die Bewertung der erfolgreichen Impulsdetektion aus dem Testsignal mit der RSPD. In Abbildung 5.11 ist das Frequenzspektrum des synthetischen TE-Signals dargestellt. Dieses entspricht in etwa dem in Abschnitt 5.1.2 identifizierten Frequenzbereich der gemessenen TE-Signale.

5.3.2 Bewertungsgrößen

Bewertet werden sowohl die Störunterdrückung als auch die Verzerrung des Signals durch den Entstörungsprozess. Darüber hinaus erfolgt die Bewertung der Detektion der TE-Impulse im Signal.

Tabelle 5.3: Fallunterscheidung zur Berechnung des SNR

Erzeugung des Testsignals	Bewertung mit Testsignal	Abschätzung mit gemessenem TE-Signal
$10 \cdot \log \left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_n ^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N z_n ^2} \right)$	$10 \cdot \log \left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_n ^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_{\text{den},n} - s_n ^2} \right)$	$10 \cdot \log \left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_{\text{den},n} ^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s_{z,n} - s_{\text{den},n} ^2} \right)$
$s(t)$: synthetisches TE-Signal	$s(t)$: synthetisches TE-Signal	$s_{\text{den}}(t)$: Signal nach Entstörung
$z(t)$: gemessene Störumgebung	$s_{\text{den}}(t)$: TE-Signal nach Entstörung	$s_z(t)$: Signal vor Entstörung
$s_z(t)$: Testsignal $s(t) + z(t)$	$s_{\text{den}}(t) - s(t)$: verbleibender Störanteil	$s(t), z(t)$ sind unbekannt

Störunterdrückung

Die Bewertung der Störreduktion erfolgt durch den Vergleich des SNR vor und nach Entstörung des Signals. Die Berechnung erfolgt gemäß Gleichung (5.1) und den Datenvektoren aus (4.6) zu

$$\text{SNR} = \frac{\mathbb{E} \left\{ |s(t)|^2 \right\}}{\mathbb{E} \left\{ |z(t)|^2 \right\}} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |s_n|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |z_n|^2} \quad (5.41)$$

bzw.

$$\text{SNR} = 10 \cdot \log \left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |s_n|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |z_n|^2} \right) \quad (5.42)$$

in dB [Mer20]. Ein nicht-logarithmischer Wert > 1 bzw. ein logarithmischer Wert > 0 bedeutet, dass die mittlere Nutzsignalleistung höher als die mittlere Störleistung ist. Bei kontaktlosen TE-Messungen durch Antennen ist die mittlere Leistung des TE-Signals oftmals wesentlich geringer als die Leistung der Störumgebungssignale. Daher sind hier dB-Werte $\ll 0$ zu erwarten.

Zur Berechnung des SNR wird eine Fallunterscheidung zwischen der Erzeugung des synthetischen Testsignals und der Bewertung Entstörung mit diesem Testsignal, sowie der Abschätzung des SNR der gemessenen TE-Signale vorgenommen. Die entsprechende Verwendung der Formel und Unterschiede in den eingesetzten Größen ist in Tabelle 5.3 dargestellt.

Im Rahmen der Erzeugung des synthetischen Testsignals wird auf das störungsfreie synthetische TE-Signal $s(t)$ die im Hochspannungslabor gemessene Störumgebung $z(t)$ zu $s_z(t) = s(t) + z(t)$ addiert, sodass sich der SNR vor Entstörung als Verhältnis des störungsfreien synthetischen TE-Signals $s(t)$ zur Störumgebung $z(t)$ ergibt. Entsprechend beschreibt $s_{\text{den}}(t)$ das Signal nach der Entstörung, welches noch Restanteile des Rauschens enthält. Der SNR des entstörten Signals wird ermittelt, indem das störungsfreie synthetische TE-Signal $s(t)$ auf den restlichen Rauschanteil $s_{\text{den}}(t) - s(t)$ bezogen wird.

Eine weitere Fallunterscheidung ergibt sich durch die Berechnung des SNR unter Verwendung von gemessenen TE-Signalen. Das elektromagnetische TE-Signal ist aufgrund der starken Stör-

überlagerung wie in Abbildung 5.1b zu sehen nicht bekannt. Aufgrund dessen wird der SNR des durch die Antenne erfassten TE-Signals abgeschätzt, indem das entstörte Signal $s_{\text{den}}(t)$ auf das unterdrückte Rauschen $s_z(t) - s_{\text{den}}(t)$ bezogen wird. Da kein ideales störungsfreies Signal als Erwartungswert zu Verfügung steht, ist das verbleibende Restrauschen nach der Entstörung nicht ermittelbar.

Da es sich bei TE-Signalen um transiente Signale handelt, wird im Rahmen der vorliegenden Untersuchungen eine weitere Variante des SNR genutzt. Dieser bezieht das Quadrat der maximalen Amplitude A_{max} des Nutzsignals auf das Quadrat der Standardabweichung des Störanteils:

$$\text{SNRA} = \frac{A_{\text{max}}^2}{\mathbb{E}\{(\mathbf{z} - \mathbb{E}\{\mathbf{z}\})^2\}} = \frac{A_{\text{max}}^2}{\sigma_z^2}. \quad (5.43)$$

Ein weiteres Kriterium zur Bewertung der Störreduktion ist die

$$\text{NRR} = 10 \cdot \log \left(\frac{\mathbb{E}\{(\mathbf{s}_z - \mathbb{E}\{\mathbf{s}_z\})^2\}}{\mathbb{E}\{(\mathbf{s}_{\text{den}} - \mathbb{E}\{\mathbf{s}_{\text{den}}\})^2\}} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{\sigma_{s,z}^2}{\sigma_{s,\text{den}}^2} \right) \quad (5.44)$$

in dB [Hua23] [Boy22]. Hier wird die Standardabweichung der Signale vor und nach der Entstörung aufeinander bezogen. Je höher dieser Wert ist, desto größer ist die Erhöhung des SNR.

Zuverlässigkeit der Impulsdetektion

Die in Abbildung 5.1 dargestellten Signale sind Teilausschnitte zeitsynchron aufgezeichneter Signale. Abgesehen von einigen ns Verzögerung aufgrund der Laufzeit der elektromagnetischen Welle von TE-Quelle zur Antenne sind im Antennensignal zu denselben Zeitpunkten TE-Impulse zu erwarten, wie im durch die Messzelle aufgezeichneten Signal. Das TE-Signal der Messzelle beinhaltet also die Anzahl der TE-Impulse und die zeitliche Position im Zeitsignal, die im entstörten Signal zu erwarten sind. Werden die detektierten Impulse auf die zu erwartenden Impulse bezogen, ergibt sich die RSPD [Fri24b] zu

$$\text{RSPD} = \frac{\text{Anzahl detektierte Impulse}}{\text{Anzahl erwartete Impulse}} \cdot 100\%. \quad (5.45)$$

Das Kriterium zur Detektion eines Impulses ist eine Signalamplitude A_{max} , die mindestens dem fünffachen Wert der Standardabweichung $\sigma_{z,\text{den}}$ des im Signal nach der Entstörung vorhandenen Störpegels entspricht:

$$|A_{\text{max}}| \geq 5 \cdot \sqrt{\mathbb{E}\{(\mathbf{z}_{\text{den}} - \mathbb{E}\{\mathbf{z}_{\text{den}}\})^2\}} = 5 \cdot \sigma_{z,\text{den}}. \quad (5.46)$$

Störimpulse, die durch die Entstörung nicht unterdrückt werden, gelten hier als falsch positive Treffer. Diese falsch positiven Treffer führen somit zu einer RSPD $> 100\%$. Sind mehr als ein Drittel der im entstörten Signal detektierten Impulse Störimpulse, gilt RSPD $> 150\%$ und die genaue Berechnung der Quote wird abgebrochen, da die verwendete Entstörungsmethode als nicht geeignet angenommen wird.

Signalverzerrung

Durchläuft ein störungsfreies synthetisches TE-Signal $s(t)$, welches zu $s_z(t) = s(t) + z(t)$ mit der Störumgebung $z(t)$ überlagert wird, einen verzerrungsfreien und die Störumgebung vollständig unterdrückenden Entstörungsprozess, ist die Ausgangsgröße $s_{\text{den}}(t)$ dieses Entstörungsprozesses wieder das störungsfreie synthetische TE-Signal $s(t)$. Die Wurzel des MSE, das sogenannte mittlere Abweichungsquadrat

$$\text{RMSE} = \sqrt{\mathbb{E} \{ (\mathbf{s}_{\text{den}} - \mathbf{s})^2 \}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (s_{\text{den},n} - s_n)^2} \quad (5.47)$$

ist ein Maß für die Abweichung zwischen entstörtem Signal $s_{\text{den}}(t)$ und störungsfreiem synthetischen TE-Signal $s(t)$ [Fah16] [Wal19]. Im Falle einer idealen Entstörung ohne Verzerrung des Nutzsignals bei vollständiger Störunterdrückung gilt $s_{\text{den}}(t) = s(t)$ und entsprechend $\text{RMSE} = 0$. In der Ausgangsgröße $s_{\text{den}}(t)$ eines nicht idealen Entstörungsprozesses sind neben der Signalverzerrung auch nicht unterdrückte Störanteile enthalten. Je größer der SNR, desto aussagekräftiger ist hier die Kenngröße des RMSE hinsichtlich der Signalverzerrung durch den Entstörungsprozess.

Der Korr beschreibt im Allgemeinen den linearen Zusammenhang zwischen zwei Merkmalen. Im Zusammenhang mit der Bewertung von Entstörungsprozessen gibt der

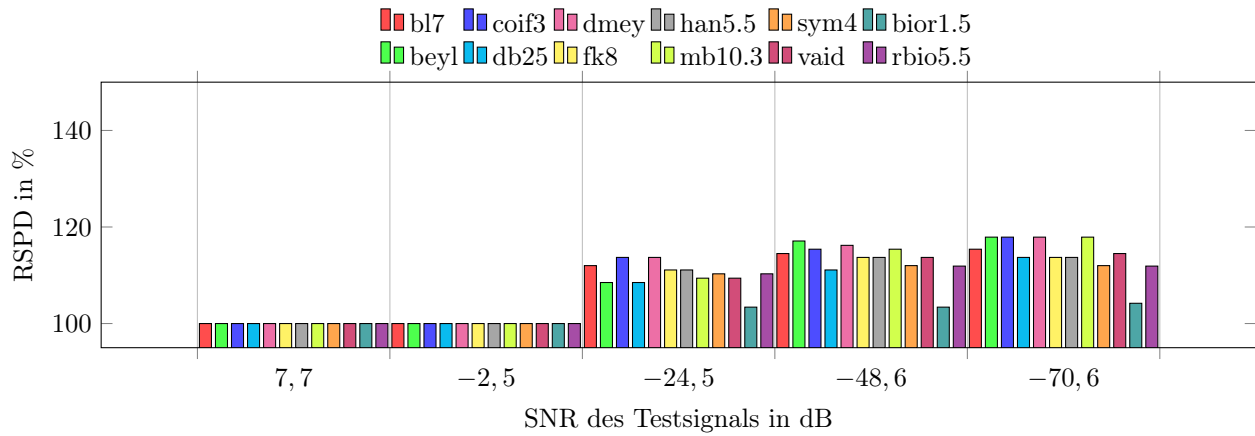
$$\text{Korr} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left(\frac{s_n - \mathbb{E} \{ \mathbf{s} \}}{\sqrt{\mathbb{E} \{ (\mathbf{s} - \mathbb{E} \{ \mathbf{s} \})^2 \}}} \right) \left(\frac{s_{\text{den},n} - \mathbb{E} \{ \mathbf{s}_{\text{den}} \}}{\sqrt{\mathbb{E} \{ (\mathbf{s}_{\text{den}} - \mathbb{E} \{ \mathbf{s}_{\text{den}} \})^2 \}}} \right) \quad (5.48)$$

die Ähnlichkeit zwischen dem störungsfreien synthetischen TE-Signal $s(t)$ und dem tatsächlichen Ausgangssignal des Entstörungsprozess $s_{\text{den}}(t)$ an. Für eine ideale Entstörung gilt $s_{\text{den}}(t) = s(t)$ und entsprechend $\text{Korr} = 1$. Der Wert geht gegen Null je weniger Ähnlichkeit zwischen den Signalen besteht. [Fah16] [Mef18] [Wal19]

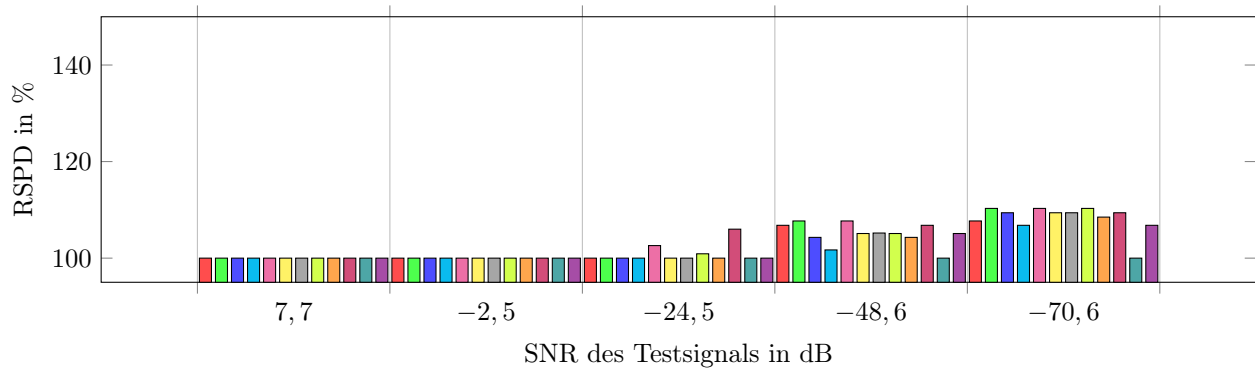
5.4 Bewertungsstudie mit Testsignal

Im Rahmen einer Vorstudie erfolgt die Anwendung des Wavelet-Denoisings auf das Testsignal. Da das Signal $s(t)$ und die Störumgebung $z(t)$ hier eindeutig bekannt sind, erfolgt sowohl eine Bewertung der Unterdrückung des Rauschens, als auch des Einflusses der Entstörung auf das TE-Signal. Mit Hilfe des SNR vor und nach der Entstörung gemäß der Fallunterscheidung in Tabelle 5.3 sowie der NRR wird die Störreduktion, die durch die Entstörung erzielt wird, bewertet. Durch den RMSE und Korr zwischen Eingangssignal und Ausgangssignal wird beurteilt, wie stark die Entstörung das Eingangssignal verändert. Dabei ist zu berücksichtigen, dass in die Berechnung von RMSE und Korr Störanteile einfließen, die durch die Entstörung nicht herausgefiltert werden. Außerdem wird die Zuverlässigkeit der Impulsdetektion durch Ermittlung der RSPD bewertet und zur Überprüfung der Eignung des Verfahrens zur Anwendung im Rahmen eines Online-Monitorings die Laufzeit t_{den} ermittelt.

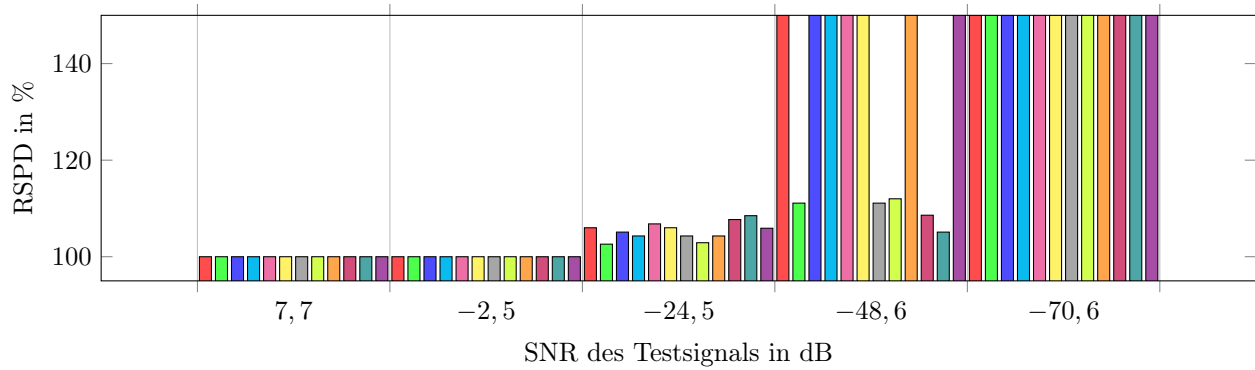
Alle in Tabelle 5.2 aufgeführten Wavelets sowie Schwellwertschätzer und Schwellwertregeln



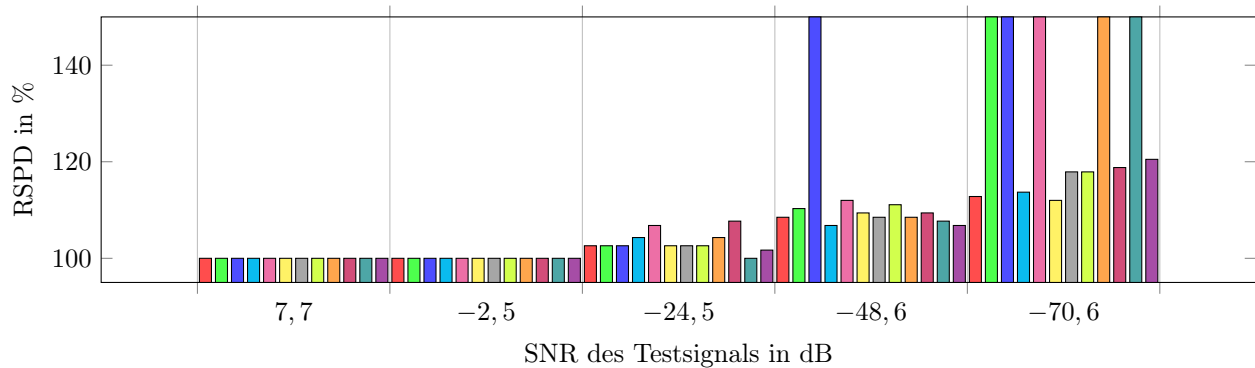
(a) Universal Threshold mit harter Schwellwertregel



(b) Universal Threshold mit weicher Schwellwertregel



(c) Bayes Estimation mit weicher Schwellwertregel



(d) Minimax Estimation mit weicher Schwellwertregel

Abbildung 5.12: Zuverlässigkeitsquote der Impulsdetektion RSPD für die verwendeten Wavelets und Kombinationen von Schwellwertschätzer und Schwellwertregel

werden angewendet. Dabei erweisen sich die Schwellwertschätzer FDR und SURE als ungeeignet und werden entsprechend in der Ergebnisdarstellung nicht berücksichtigt. In den Tabellen A.1 bis A.12 sind die Ergebnisse für die geeignetsten Kombinationen der übrigen Schwellwertschätzer und Schwellwertregeln für die orthogonalen und biorthogonalen Wavelets dargestellt. Mit den orthogonalen Wavelets der *Han linear-phase moments* Wavelet-Familie han.5.5 und der *Discrete Meyer* Familie dmey werden die besten Ergebnisse hinsichtlich der Störunterdrückung und TE-Impulsdetektion bei geringster Verzerrung des Nutzsymbols erzielt. Selbiges gilt unter Verwendung der biorthogonalen Wavelets der *BiorSplines* Familie bior1.5 und der *ReverseBior* Familie rbio5.5. Dabei erweisen sich die Schwellwertschätzung unter Verwendung des Universal Threshold Estimation sowohl bei harter als auch bei weicher Schwellwertregel, sowie die Schätzung unter Verwendung des Bayes Estimation und des Minimax Estimation jeweils unter Verwendung der weichen Schwellwertregel am geeignetsten. Durch alle anderen Kombinationen von Schwellwertschätzung und Schwellwertregel ergibt sich keine Impulsdetektion oder nur bei sehr großem SNR des Testsignals. Diese Kombinationen sind entsprechend zur TE-Impulsdetektion nicht geeignet und werden in der Ergebnisdarstellung nicht aufgeführt. Ergibt sich eine RSPD $> 150\%$ wird die Berechnung abgebrochen, da dann bereits $1/3$ der detektierten Impulse keine TE-Impulse sondern Störimpulse darstellen.

Im Rahmen der TE-Diagnose ist die Detektion von TE und die Bestimmung der Ladungsmenge wesentlicher Bestandteil. Entsprechend ist hinsichtlich der Detektion eine RSPD von 100% und hinsichtlich der Bestimmung der Ladungsmenge eine geringe Verzerrung des Nutzsymbols also ein $\text{Korr} = 1$ erstrebenswert. Der Korr unterscheidet sich zwischen den verschiedenen Schwellwertschätzungen und Schwellwertregeln um 1 bis 2 Prozentpunkte. Ein möglichst geringer Störanteil also ein hoher SNR nach Entstörung ist ebenfalls hinsichtlich der Genauigkeit der Bestimmung der Ladungsmenge vorteilhaft, da im Signal verbleibende Störanteile in die Berechnung der Ladungsmenge einfließen. Sowohl SNR und NRR unterscheiden sich in den Kombinationen nicht signifikant. Fokus wird daher im Folgenden auf die RSPD gelegt. Für alle Kombinationen von Wavelets, Verfahren zur Schwellwertschätzung und Schwellwertregeln ergibt sich eine RSPD von $\geq 100\%$, da alle TE-Impulse erhalten bleiben und keine TE-Impulse fälschlicherweise als Störimpulse identifiziert und unterdrückt werden. Allerdings gibt es für eine RSPD von $> 100\%$ falsch positive Treffer im Sinne von fälschlicherweise als TE-Impulse identifizierte Störimpulse.

In Abbildung 5.12 sind die Ergebnisse der RSPD dargestellt, die sich für Testsignale mit unterschiedlich starker Störüberlagerung und abhängig von Wahl des Wavelets, Verfahren zur Schwellwertschätzung und Schwellwertregel ergeben. Für ein Testsignal mit einem SNR von $7,7\text{ dB}$ und $-2,5\text{ dB}$ ergibt sich für alle Kombinationen von Schwellwertschätzung, Schwellwert und Wavelet eine RSPD von 100% . Für einen SNR von $-24,5\text{ dB}$ liegt die RSPD für die Universal Threshold Estimation mit weicher Schwellwertregel, die Bayes Estimation mit weicher Schwellwertregel und die Minimax Estimation mit weicher Schwellwertregel unter 110% . Für die Universal Threshold Estimation mit harter Schwellwertregel liegt der RSDP hier gering über 110% . Beträgt der SNR des Testsignals $-48,6\text{ dB}$ sind die Unterschiede in der RSPD bei Verwendung unterschiedlicher Wavelets und Kombinationen von Schwellwertschätzung und Schwellwertregel größer. Für die Schwellwertschätzung durch

Tabelle 5.4: Ergebnisse der Entstörung der TE-Messsignale mit dem Wavelet-Denoising

Wavelet	Entstörungsmethode		Abschätzung	Nach Entstörung	t_{den} in s	RSPD in %
	Schätzer	Schwellwert	SNR in dB	NRR in dB		
db25	Universal	hard	-59,230	25,853	2,597	<u>100,8</u>
	Universal	soft	-63,414	27,732	2,388	100,0
	Bayes	soft	-60,426	26,389	3,631	109,2
	Minimax	soft	-62,861	27,483	2,372	106,9
bior1.5	Universal	hard	-57,900	25,265	1,748	<u>107,6</u>
	Universal	soft	-62,672	27,400	1,751	103,1
	Bayes	soft	-59,600	26,024	2,886	113,0
	Minimax	soft	-62,124	27,154	1,760	117,6
rbio5.5	Universal	hard	-59,010	25,756	2,388	<u>104,6</u>
	Universal	soft	-63,304	27,683	2,380	101,5
	Bayes	soft	-60,578	26,458	3,535	113,0
	Minimax	soft	-62,768	27,441	2,386	111,5

die Universal Threshold Estimation mit harter Schwellwertregel ergeben sich mit dem bior1.5, dem rbio5.5 und dem db25 Wavelet die besten Werte für die RSPD. Selbiges gilt bei gleicher Schwellwertschätzung mit weicher Schwellwertregel. Für die Bayes Estimation mit weicher Schwellwertregel ergibt sich die beste RSPD für eine Überlagerung des Testsignals mit hohem Störsignalpegel mit dem bior1.5 Wavelet, sowie dem han5.5, dem mb10.3 und dem beyl Wavelet. Allerdings ist die RSPD bei einem SNR des Testsignals von $-48,6$ dB für mehr als die Hälfte der genutzten Wavelets bereits größer als 150 %. Bei einem SNR des Testsignals von $-70,6$ dB ist die RSPD für alle Wavelets größer als 150 %. Für die Minimax Estimation mit weicher Schwellwertregel führen je nach SNR des Testsignals unterschiedliche Wavelets zu den besten Ergebnissen hinsichtlich der RSPD.

Das Schätzverfahren der Universal Threshold Estimation führt hinsichtlich der Zuverlässigkeit der Impulsdetektion zu den besten Ergebnissen. Wird die weiche Schwellwertregel angewendet, liegt die RSPD auch für ein stark störüberlagertes Testsignal unter 110 %. Es gibt also weniger als 10 % falsch positiv als TE-Impulse identifizierte Impulse. Bei harter Schwellwertregel liegt die RSPD für ein stark störüberlagertes Testsignal unter 120 %. Die Universal Threshold Estimation erweist sich als robust gegenüber der Stärke der Störüberlagerung und der Wahl des Wavelets. Dies ist hinsichtlich einer Anwendungsrelevanz vorteilig, da die Störumgebung und auch der Frequenzbereich der TE je nach Art und Entstehung der TE variiert.

5.5 Bewertungsstudie mit realen Teilentladungssignalen

Auf Basis der Ergebnisse der Bewertung mit Hilfe der synthetischen TE-Signale, werden die besten Kombinationen auf das TE-Messsignal der Antenne in Abbildung 5.1b angewendet. Sowohl das bior1.5, als auch das rbio5.5 und db25 Wavelet führen unabhängig von Schwellwertschätzer, Schwellwertregel und SNR des Testsignals zu den besten Ergebnissen und werden deshalb in der Ergebnisauswertung dargestellt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.4 dargestellt. Die Bewertungsgrößen bezüglich der Verzerrung des Signals aufgrund der Entstörung entfallen,

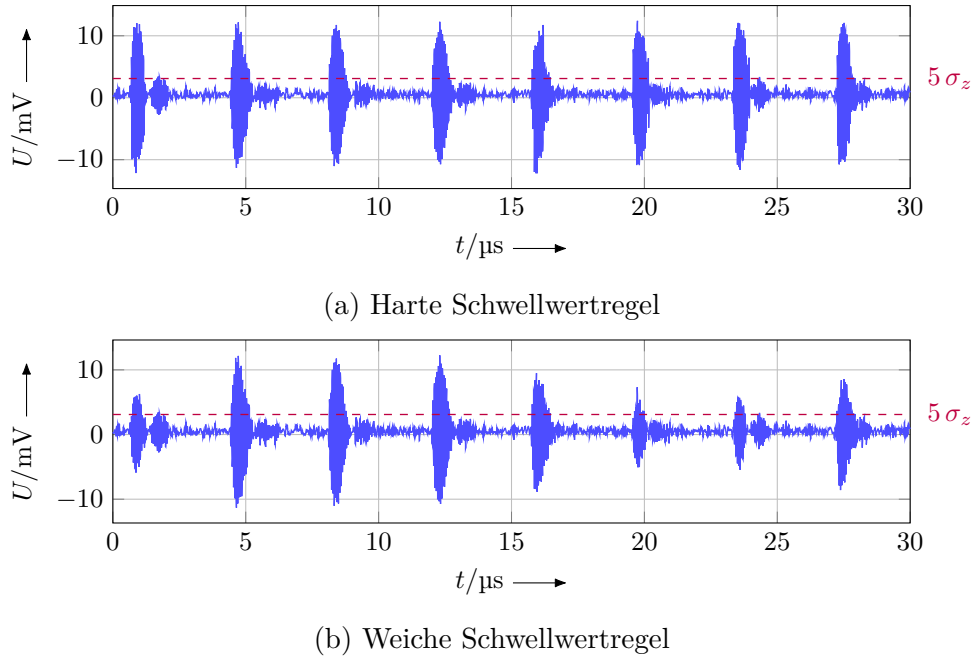
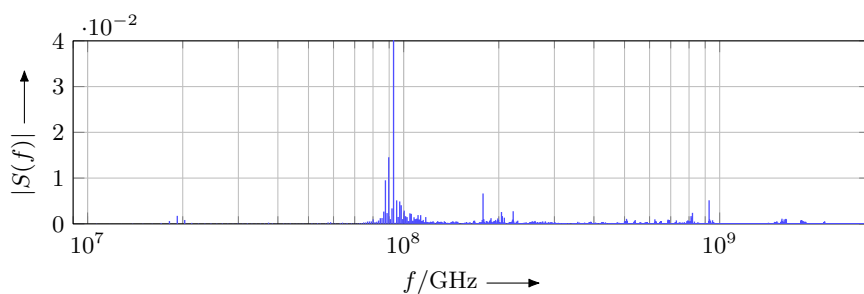


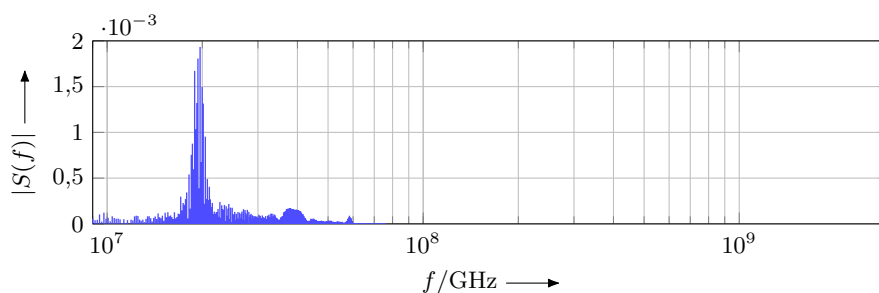
Abbildung 5.13: Ausschnitt aus dem entstörten TE-Messsignal $s_{\text{den}}(t)$ mit 8 TE-Impulsen nach Anwendung des Wavelet-Denoisings mit han5.5 Wavelet, Universal Threshold Estimator und (a) harter Schwellwertregel und (b) weicher Schwellwertregel

da das ideale Signal als Erwartungswert unbekannt ist. Der SNR wird abgeschätzt und die NRR ermittelt. Die Laufzeit t_{den} sowie die RSPD werden ebenfalls ausgewertet.

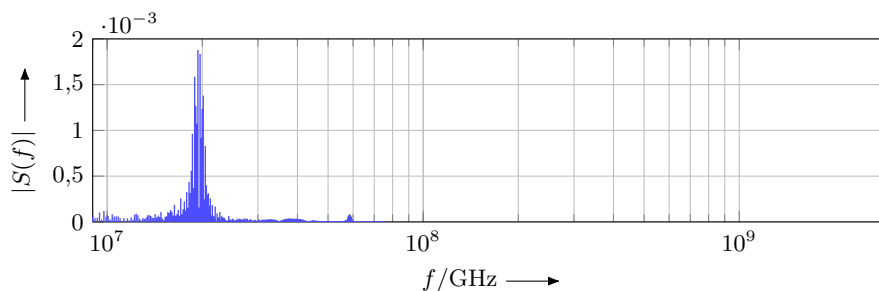
Unter Berücksichtigung der RSPD und NRR erweisen sich das db25 Wavelet mit (RSPD = 100,0 %) und das rbio5.5 Wavelet (RSPD = 101,5 %) unter Verwendung der Universal Threshold Estimation mit weicher Schwellwertregel als optimale Kombination für die Entstörung des kontaktlos und breitbandig erfassten TE-Messsignals. Bei harter Schwellwertregel ist die RSPD um 1 bis 4 Prozentpunkte größer. Bei genauerer Betrachtung des entstörten Signals $s_{\text{den}}(t)$ in Abbildung 5.13 wird deutlich, dass durch die weiche Schwellwertregel die Amplituden der TE-Impulse stark verzerrt werden und damit einhergehend eine Streuung der Amplitudenwerte der TE-Impulse entsteht. Verglichen mit dem in Abbildung 5.1a dargestellten störungsfreien Messsignal aus der Messzelle, ist eine weniger hohe Streuung in den Maximalamplituden der TE-Impulse zu erwarten. Diese Erwartung wird bei Verwendung der harten Schwellwertregel bestätigt. Durch die Schwellwertregel nach Gleichung (5.34) werden alle Koeffizienten, die nicht zu 0 gesetzt werden, um den Betrag des Schwellwerts T manipuliert, während unter Anwendung der harten Schwellwertregel nach Gleichung (5.33) alle Koeffizienten, die nicht zu 0 gesetzt werden, unverändert beibehalten werden. Hierdurch begründet sich eine nicht vernachlässigbare Verfälschung der Amplituden der TE-Impulse. Es gilt dabei zu berücksichtigen, dass durch die Verwendung der weichen Schwellwertregel im Zusammenhang mit anderen Schätzern eine bessere Impulsdetektion realisiert wird, als mit der harten Schwellwertregel. Aus den Erkenntnissen bezüglich der Signalverzerrung der Maximalamplituden ergibt sich die Notwendigkeit der künftigen Formulierung einer weiteren Bewertungsgröße, welche gerade im Hinblick auf eine Bestimmung der Ladungsmenge und der damit einhergehenden Anforderung an die Genauigkeit, die Beeinflussung der Amplituden im Signal bewertet.



(a) Vor Entstörung



(b) Harte Schwellwertregel



(c) Weiche Schwellwertregel

Abbildung 5.14: Frequenzspektrum des TE-Messsignals (a) vor Entstörung und nach Entstörung mit han5.5 Wavelet und Universal Threshold Estimator mit (b) harter Schwellwertregel und (c) weicher Schwellwertregel

In Abschnitt 5.1.2 werden die Frequenzanteile von TE-Signal und Störumgebung betrachtet. In Abbildung 5.14 sind die Frequenzspektren unter Verwendung des Universal Threshold Estimator und der harten und weichen Schwellwertregel, sowie im Vergleich vor der Entstörung dargestellt. Durch die Entstörung werden die in Abschnitt 5.1.2 als TE-Signalanteile identifizierten Frequenzen von der Störumgebung isoliert und diese erfolgreich unterdrückt. Ebenfalls zu erkennen sind Frequenzanteile, die durch die harte Schwellwertregel im Vergleich zur weichen Schwellwertregel nicht unterdrückt werden. Die zuvor diskutierte Amplitudenverzerrung ist durch die Unterdrückung dieser Frequenzanteile durch die weiche Schwellwertregel begründbar.

5.6 Fazit

Im Rahmen der Vorstudie mit synthetischen störbehafteten TE-Signalen zur Kombination aller in Tabelle 5.2 aufgeführten Wavelets und Schwellwertschätzern und -regeln erweisen sich

die Universal Threshold Estimation sowohl mit harter als auch mit weicher Schwellwertregel, die Bayes Estimation mit weicher Schwellwertregel und die Minimax Estimation mit weicher Schwellwertregel hinsichtlich der Fähigkeit zur TE-Impulsdetektion als geeignet. Die Universal Threshold Estimation ist besonders robust gegenüber der Wahl des Wavelets und der Intensität der überlagerten Störumgebung. Das orthogonale Wavelet db25 sowie die biorthogonalen Wavelets bior1.5 und rbio5.5 sind besonders robust gegenüber der Intensität der überlagerten Störumgebung. Aus der Studie mit einem synthetischen Signal geht hervor, dass diese Kombinationen auch bei einer starken Rausch- und Störüberlagerung des Signals alle TE-Impulse und nur wenige Störimpulse als falsch positive TE-Impulse isolieren.

Durch die Anwendung der in der Vorstudie als geeignet identifizierten Schwellwertschätzverfahren in Kombination mit der entsprechenden Schwellwertregel und Wavelet auf die TE-Messsignale wird die Eignung zur Entstörung von TE-Messsignalen validiert. Die Universal Threshold Estimation zeigt sich auch hier hinsichtlich der Detektion von TE-Impulsen als am besten geeignet.

Im Rahmen der Untersuchungen wird deutlich, dass der Korr die Verzerrung der TE-Signale durch die Entstörung nicht vollständig abbildet. Bei genauerer Betrachtung der entstörten Messsignale wird deutlich, dass durch die weiche Schwellwertregel die Maximalamplituden verzerrt werden. Dies ist hinsichtlich einer Bestimmung der Ladung nachteilig. Es ergibt sich hieraus die Notwendigkeit der Formulierung eines weiteren Bewertungskriteriums, wodurch insbesondere im Hinblick auf ein Kalibrierungsverfahren im Rahmen einer Ladungsermittlung, die Verzerrung der Amplituden im Signal bewertet und gegebenenfalls durch einen von der gewählten Entstörungsmethode abhängigen Korrekturfaktor korrigiert wird.

Das Wavelet-Denoising ist allgemein geeignet für das Online-Monitoring von mit Antennen erfassten TE-Signalen, da die Laufzeit der Entstörung t_{den} nur wenige Sekunden beträgt. Die Eignung zur Entstörung von mit Antennen in Störumgebungen starker Intensität erfassten TE-Signalen und erfolgreicher Detektion von TE-Impulsen wird gegenüber den Literaturergebnissen, die in Kapitel 2 dargestellt sind, gezeigt.

6

Patch-Antennen zur elektromagnetischen Erfassung von Teilentladungen

Patch-Antennen sind gegenüber klassischen Richtfunkantennen hinsichtlich der ausrichtungsunabhängigen und breitbandigen Erfassung von TE von Vorteil. Vor diesem Hintergrund erfolgt in diesem Kapitel eine Konzeptionierung und Qualifizierung von Patch-Strukturen ausgehend von Basisgeometrien. Dabei werden Kriterien zur Auslegung formuliert und Antennenparameter messtechnisch und basierend auf Simulationen bestimmt. Außerdem werden die Strukturen auf die Eignung zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE mithilfe von messtechnischen Experimenten validiert. Die Validierung der Eignung zur TE-Messung erfolgt zunächst im Kleinlabor und wird dann skalierungsadaptiert in der Hochspannungshalle durchgeführt. Die Auswertung der Messreihen erfolgt mit verschiedenen Bewertungsgrößen.

6.1 Kriterien zur Auslegung

In Kapitel 5 wird eine logarithmisch periodische Antenne klassischer Bauform verwendet. Nachteilig sind die Maße der Antenne mit ca. 2 m Spannweite der längsten Dipole und einer Speiseleitung von ca. 1 m auf der die Dipol-Elemente angeordnet sind. Ebenfalls nachteilig ist die Notwendigkeit der Kenntnis über den Ort der Entstehung der TE, da logarithmisch periodische Antennen in ihrer klassischen Bauform eine Richtcharakteristik aufweisen. Vorteilhaft ist die hohe Bandbreite aufgrund der Impedanzanpassung die sich aus der Anordnung der Dipol-Elemente ergibt. Aus den genannten Vor- und Nachteilen werden Anforderungen zur Auslegung der Patch-Antennenstrukturen festgelegt:

- Abmessung von 20 cm x 20 cm,
- Bandbreite von 300 MHz bis 3 GHz,
 - Impedanzanpassung für 300 MHz bis 3 GHz,
 - Stehwellenverhältnis < 2 , Rückflusdämpfung von < -10 dB,
- Rundstrahlcharakteristik,
- Adaptierbarkeit hinsichtlich Frequenzband,
- kostengünstige Fertigung.

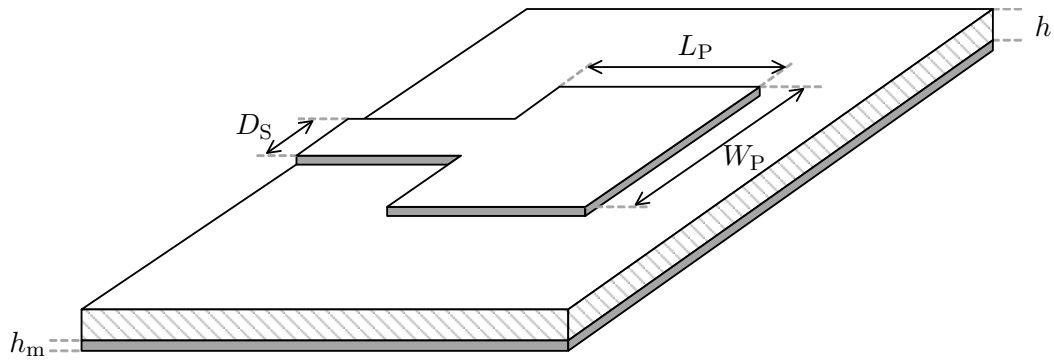


Abbildung 6.1: Schematische Darstellung eines rechteckigen Patch-Elements nach [Bal15] und [Kar20]

Die Abmessung von 20 cm x 20 cm ist handlich und kompakt und die Kupferstrukturen sind bei Aufbringung auf ein Dielektrikum mechanisch robust. Das Kriterium der Bandbreite wird durch die Kriterien von Impedanzanpassung bzw. Stehwellenverhältnis und Rückflussdämpfung erfüllt. Eine angestrebte Rundstrahlcharakteristik ermöglicht eine Erfassung der TE-Signale ohne Kenntnis des Ortes der Entstehung. Die hier ausgelegten Patch-Antennenstrukturen weisen eine hohe Bandbreite vom MHz-Bereich bis in den GHz-Bereich auf. Je nach Betriebsmittel und Einsatzort sind jedoch schmalere Arbeitsfrequenzbänder ausreichend oder erforderlich um Störquellen bewusst nicht zu erfassen, sodass eine einfache Adaptierbarkeit der Strukturen ein weiteres Kriterium ist. Entsprechend ist eine kostengünstige Umsetzung der Adaptierung insbesondere hinsichtlich der Fertigung erstrebenswert. Außerdem weicht die Bandbreite hinsichtlich der unteren Frequenz des Arbeitsfrequenzbandes von den Erkenntnissen in Kapitel 5 ab. Hier wird ein Kompromiss zwischen der kompakten Abmessung und der unteren Frequenz des Arbeitsbandes angestrebt. Die in Kapitel 2 vorgestellten Arbeiten orientieren sich ebenfalls an einem Arbeitsfrequenzband von 300 MHz bis 3 GHz. Das vernachlässigte HF-Band betrifft entsprechend Kapitel 3.3 einzelne Frequenzbereiche der TE an Kabeln und Generatoren [CIG44], sodass trotzdem von einer ausreichend großen Bandbreite ausgegangen wird.

6.2 Strukturdesign

Patch-Antennenstrukturen werden in der Literatur auch Streifenleitungsantennen genannt. Hinsichtlich Bauform und Einspeisungspunkten gibt es grundlegende Entwurfsrichtlinien. Im Allgemeinen wird jedoch mit Näherungsformeln basierend auf einem rechteckigen Patch gemäß Abbildung 6.1 gearbeitet, da für die Wellenausbreitung auf Streifenleitungsantennen keine geschlossene Lösung existiert. [Kar20]

Durch Aufbringen der Antennenstruktur auf ein Dielektrikum ergeben sich effektive Wellenlängen, die zur Verkürzung der Strukturen führen. Mit einer relativen Permittivität $\epsilon_r = 4,7$ des verwendeten Substrates, einer Höhe $h = 1,5$ mm des Dielektrikums sowie der Breite D_S der

Speiseleitung¹ ergibt sich eine effektive relative Permittivität [Kar20] [Bal15] von

$$\varepsilon_{r,\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{1 + 12 \cdot \frac{h}{D_S}} = 2,19. \quad (6.1)$$

Damit ergibt sich die effektive maximale und minimale Wellenlänge mit

$$\lambda_{\text{eff}} = \frac{c_0}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}}} \quad (6.2)$$

zunächst zu $\lambda_{\text{eff,max}}(f = 300 \text{ MHz}) = 0,676 \text{ m}$ und $\lambda_{\text{eff,min}}(f = 3 \text{ GHz}) = 0,068 \text{ m}$ für das angestrebte Arbeitsfrequenzband. Dadurch ergibt sich ein Vorteil gegenüber klassischen Antennenbauformen bezüglich der Reduktion der Abmessungen bei gleichzeitig hoher Bandbreite.

Patch-Antennenstrukturen sind in ihrer klassischen Bauform auf der Rückseite des Dielektrikums mit einer durchgehenden metallischen Erdungsfläche der Dicke h_m , wie in Abbildung 6.1 dargestellt, ausgeführt und gelten mit dieser Erdungsform als $\lambda/2$ -Dipole mit entsprechender Impedanzanpassung. Die Dicke der Metallschicht beträgt bei Standardbasismaterialien $35 \mu\text{m}$ oder $70 \mu\text{m}$, im Näherungsansatz wird $h_m = 0$ angenommen. Die Länge L_P des Patches wird gemäß $\lambda_0/3 < L_P < \lambda_0/2$ so gewählt, dass sich Halbwellenresonanz und entsprechend eine reelle Eingangsimpedanz $Z_{E,A}$ (vgl. Abschnitt 3.2.2) einstellen. Sowohl die Länge L_P als auch die Breite W_P werden gemäß des genannten Näherungsansatzes, wie in [Kar20] hergeleitet wird, bestimmt. Diese Struktur in Abbildung 6.1 hat ein schmales Frequenzband, welches im wesentlichen durch L_P , aber auch durch W_P bestimmt wird. Für andere Strukturen gelten entsprechend andere Gesetzmäßigkeiten. In den nachfolgenden Abschnitten wird auf die Gesetzmäßigkeiten der realisierten Designs näher eingegangen.

Ein weiterer Ansatz in der Literatur ist die Abbildung einer Patch-Struktur als $\lambda/4$ -Monopol. Monopole verfügen in klassischer Bauweise über ein Element der Länge $\lambda/4$ und sind am Fußpunkt an Erde angeschlossen, während $\lambda/2$ -Dipole immer über einen Gegenpol verfügen. Bei Betrachtung einfacher Patch-Antennenstrukturen wie in Abbildung 6.1 sind je nach geometrischer Realisierung des Patches beide Modellbetrachtungen gültig. Komplexere Strukturen sind so nur unter Verwendung von Vereinfachungen abbildbar. [Kar20]

Die durchgehende metallische Erdungsfläche auf der Rückseite des Dielektrikums führt zu einer Verlagerung der Strahlcharakteristik auf die Vorderseite oder eine der Substratkanten. Sogenannte antipodale oder selbstkomplementäre Strukturen bieten hier Ansätze zur Annäherung an eine Rundstrahlcharakteristik.

Bei Betrachtung der Einspeisung² sind hinsichtlich der Anpassung an ein 50Ω -System die Art der Speiseleitung und der Ort des Speisepunktes relevant. In Abbildung 6.1 ist der rechteckige Patch durch eine Speiseleitung in der Ausführung einer Mikrostreifenleitung der Breite D_S gespeist. Der Speisepunkt ist die Stelle, an der die Mikrostreifenleitung in den Patch übergeht. Am Rand des Dielektrikums wird hier üblicherweise ein Koaxialanschluss beispielsweise in Ausführung einer SMA-Buchse angebracht. Eine weitere Möglichkeit ist die Anbringung des

¹In der Literatur wird zur Berechnung der effektiven relativen Permittivität entweder die Breite der Speiseleitung D_S oder die Breite des Patches W_P verwendet. Da im Rahmen dieser Arbeit Strukturen mit nicht eindeutig bestimmbarer Breite des Patches entwickelt werden, wird die Breite der Speiseleitung gewählt.

²Für den Begriff Einspeisung wird in der Literatur auch der Begriff Anregung genutzt.

Koaxialanschlusses im Speisepunkt ohne Mikrostreifenleitung von unten durch die Grundplatte. Weitere Ausführungen sind Speiseleitungen zwischen zwei Dielektrika. Im Rahmen der folgenden Designs wird eine SMA-Buchse an der Außenkante des Dielektrikums implementiert und die Einspeisung daran angepasst. Hierdurch wird die Rundstrahlcharakteristik anwendungsrelevant am geringsten beeinflusst, da die Struktur nur an der schmalen und dem Raum abgewandten Seite durch den Anschluss beeinflusst wird.

6.2.1 Logarithmisch periodische Struktur

Logarithmisch periodische Antennen bestehen aus elektrischen $\lambda/2$ -Dipolen, wie in Abbildung B.1 dargestellt, die als aktive Einzelstrahler wirken. Durch die spezielle Anordnung der Dipol-Elemente der Länge L_n , der Dicke D_n und dem Abstand zum Speisepunkte R_n ergibt sich eine frequenzunabhängige Impedanzanpassung an die Speiseleitung, sodass die Impedanz der Struktur durch ihre Speiseleitung bestimmt wird [Kar20]. Im Wesentlichen wird die Struktur über einen Skalierungsfaktor

$$\tau_D = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{D_{n+1}}{D_n} < 1 \quad (6.3)$$

mit $0,78 \leq \tau_D \leq 0,97$ und einen Abstandsfaktor

$$\sigma = 0,258\tau_D - 0,666 \quad (6.4)$$

mit $0,13 \leq \sigma \leq 0,19$ beschrieben. Diese werden für die realisierte Struktur zu $\tau_D = 0,805$ und $\sigma = 0,1417$ gewählt und ergeben sich im Wesentlichen aus der festgelegten Grundfläche des Dielektrikums, da diese den Steigungswinkel α_D bestimmt. Der Steigungswinkel

$$\alpha_D = \arctan \frac{1 - \tau_D}{4\sigma} \quad (6.5)$$

ist der Winkel zwischen Speiseleitung und der Flucht der Endpunkte der Dipole wie in Abbildung B.1 dargestellt. Die Anzahl N_D der für die Bandbreite benötigten Dipol-Elemente, welche ebenfalls durch Grundfläche und Steigungswinkel limitiert wird, ergibt sich mit

$$N_D = 1 - \frac{\log\left(\frac{L_{\max}}{L_{\min}}\right)}{\log \tau_D} \quad (6.6)$$

zu $N_D = 12$. Unter Berücksichtigung der effektiven Wellenlänge werden die Längen des größten und kleinsten Dipols zu

$$L_{\min} = L_1 = \frac{\lambda_{\text{eff,min}}}{3} \quad (6.7)$$

und

$$L_{\max} = 0,54 \cdot \lambda_{\text{eff,max}} \quad (6.8)$$

bestimmt. Zur Berechnung der effektiven Wellenlänge wird die effektive Permeabilität gemäß Gleichung (6.1) berechnet. [Bal15] [Kar20] [Paw17]

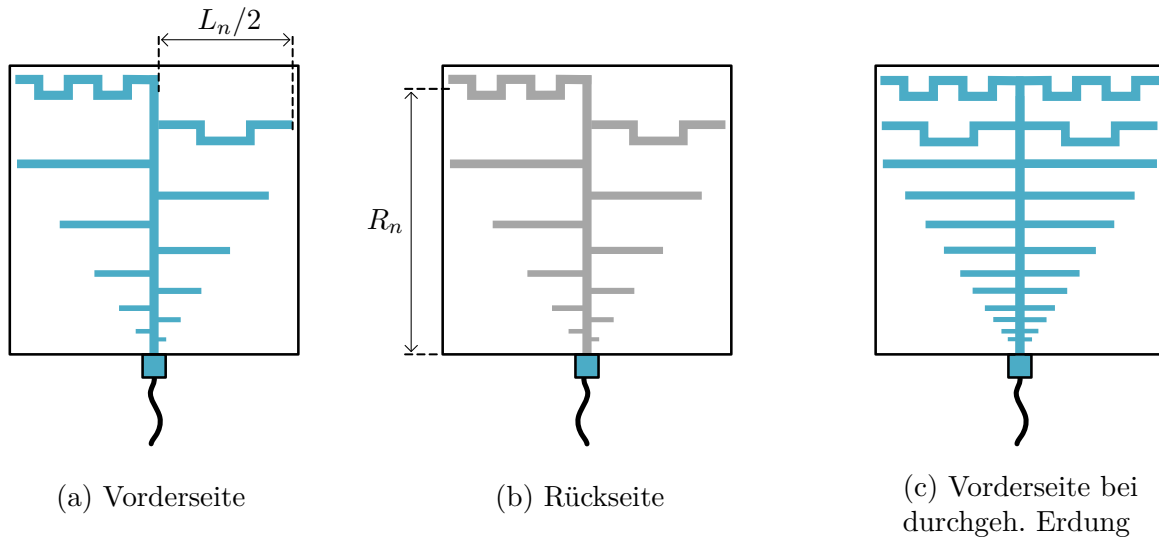


Abbildung 6.2: Schematische Darstellung der (a) Vorderseite und (b) Rückseite der logarithmisch periodischen Patch-Antennenstruktur in antipodaler Ausführung und (c) der Vorderseite bei Ausführung mit rückseitig durchgehender Erdungsfläche

Um die Maße der vorgegebenen Grundfläche des Dielektrikums nicht zu überschreiten, werden die minimale effektive Wellenlänge $\lambda_{\text{eff,min}}$ und die maximale effektive Wellenlänge $\lambda_{\text{eff,max}}$ unter Anpassung der Ober- und Unterfrequenz mit $f_u = 350 \text{ MHz}$ und $f_o = 2,5 \text{ GHz}$ berechnet. Gerade im Bereich der Dipol-Antennen werden Verkürzungsfaktoren genutzt, weshalb hier durch die Anpassung der Unter- und Oberfrequenz von einem ähnlichen Effekt ausgegangen wird. Mit Hilfe von Gleichung (6.3) werden dann alle weiteren Längen L_n , Abstände R_n und Dicken D_n der Dipol-Elemente ausgehend von $n = 1$ berechnet. Der Abstand des ersten Elementes zum Speisepunkt ergibt sich nach [Kar20] gemäß

$$R_{\text{min}} = R_1 = \frac{L_{\text{min}}}{\arctan \alpha_D}. \quad (6.9)$$

Die Dicke D_{min} des ersten Elementes wird mit 1 mm festgelegt, um möglichen Grenzen hinsichtlich Toleranzen und Minimaldimensionen im Fertigungsprozess auszuweichen. In Tabelle B.1 sind alle weiteren vorgegebenen und berechneten Größen zusammengefasst und darüber hinaus in Tabelle B.2 die Maße der so berechneten Dipol-Elemente angegeben.

Wie in Abbildung 6.2 zu sehen, erfolgt das Design antipodal. Das bedeutet, dass der jeweilige Gegenpol auf der Rückseite aufgebracht wird. Dies ermöglicht eine möglichst gute Rundstrahlcharakteristik gegenüber der Richtcharakteristik einer klassischen logarithmisch periodischen Antennenstruktur, sowie einer logarithmisch periodischen Patch-Struktur mit durchgehender Erdungsfläche. Außerdem werden die beiden längsten Dipol-Elemente L_{11} und L_{12} wie in Abbildung B.2 mäanderförmig ausgeführt, um die Maße der Struktur zu reduzieren. Ebenfalls dargestellt ist die Vorderseite der Struktur mit durchgehender Erdungsfläche. Gegenüber einer klassischen logarithmisch periodischen Antennenstruktur, ist bezüglich einer Ausführung als Patch-Struktur mit durchgehendem Erdungspatch auf der Rückseite eine Aufhebung der Richtcharakteristik zu erwarten, während durch das antipodale Design eine vollständige Annäherung der Strahlcharakteristik an eine Rundstrahlcharakteristik erfolgt.

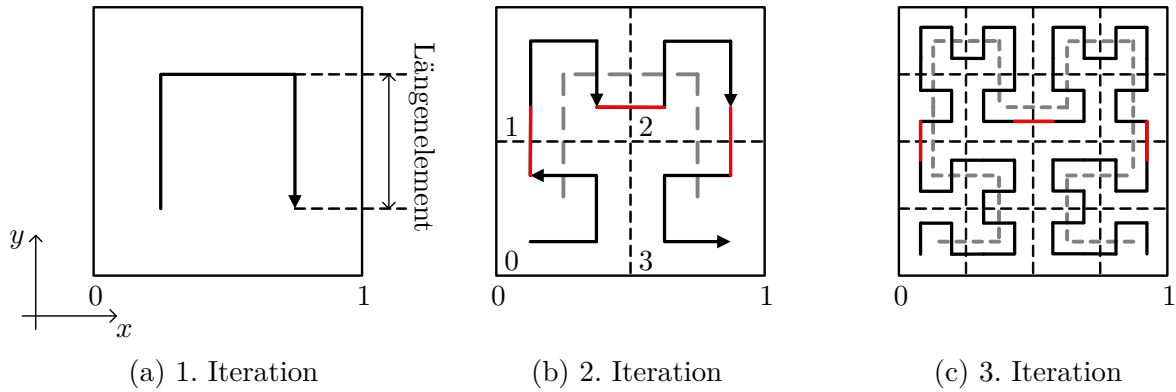


Abbildung 6.3: Hilbert-Kurve der (a) 1. Iteration, (b) 2. Iteration und (c) 3. Iteration

6.2.2 Hilbert-Fraktal-Struktur

Strukturen auf Basis von Selbstähnlichkeiten nennen sich Fraktale. Ein bekanntes Fraktal ist die Hilbert¹-Kurve wie in Abbildung 6.3 dargestellt. Strukturen, die wie Fraktale aufgebaut sind, ermöglichen durch Wiederholungen von Strukturen als Vielfaches ihrer Längenelemente breitbandige Antennenstrukturen. [Bad13]

Die Hilbert-Kurve erster Iteration besteht aus drei Längenelementen einer beliebigen Länge. Ausgehend von der ersten Iteration wird, wie in Abbildung 6.3 dargestellt, in der $n = 2$ -ten Iteration die Fläche in $2^{2(n-1)} = 4$ Quadranten eingeteilt. In jedem Quadranten liegt eine um $1/2^n$ skalierte Hilbert-Kurve erster Iteration, woraus sich der Begriff der Selbstähnlichkeit ergibt. Die Ecken der Hilbert-Kurve der $n - 1$ -ten Iteration bilden dabei den Mittelpunkt des Quadranten der n -ten Iteration. Von der ersten zur zweiten Iteration erfolgt eine Transformation T_n der Kurve in jedem Quadranten gemäß

$$T_0 := (x, y) \mapsto \left(\frac{y}{2}, \frac{x}{2}\right), \quad (6.10)$$

$$T_1 := (x, y) \mapsto \left(\frac{x}{2}, \frac{y+1}{2}\right), \quad (6.11)$$

$$T_2 := (x, y) \mapsto \left(\frac{x+1}{2}, \frac{y+1}{2}\right), \quad (6.12)$$

$$T_3 := (x, y) \mapsto \left(\frac{2-y}{2}, \frac{1-x}{2}\right). \quad (6.13)$$

Dabei erfolgt durch T_1 und T_2 eine Skalierung der Kurve der ersten Iteration um $1/2$ und eine Verschiebung in den ersten bzw. zweiten Quadranten. Durch T_0 und T_3 erfolgt zusätzlich zur Skalierung und Verschiebung in den jeweiligen Quadranten eine Drehung. Die Drehung ist vor dem Hintergrund einer fortlaufend gezeichneten Kurve notwendig. Die Kurven werden von Quadrant zu Quadrant zu einer Kurve verbunden. Dadurch ergeben sich drei zusätzliche Längenelemente wie in Abbildung 6.3 in rot dargestellt. Bei der dritten Iteration wird die Fläche in $2^{2(n-1)} = 16$ gleichgroße Quadrate unterteilt. Die Transformation erfolgt dann mit der Kurve

¹benannt nach dem deutschen Mathematiker David Hilbert (1862-1943)

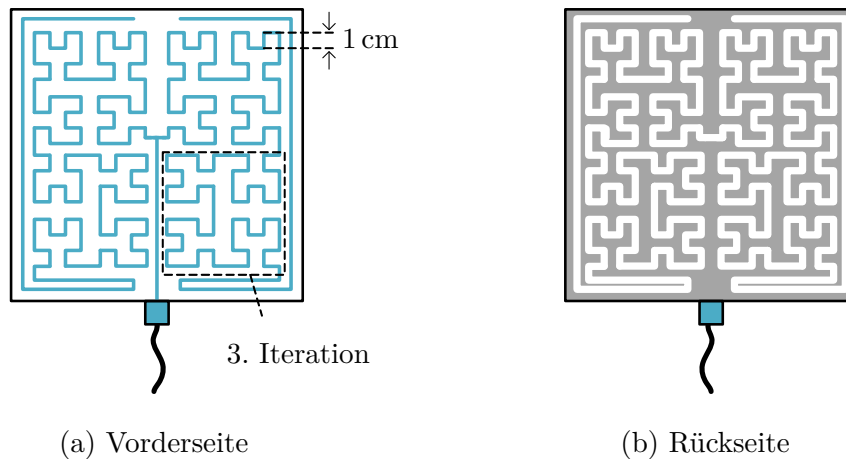


Abbildung 6.4: Schematische Darstellung der (a) Vorderseite und (b) Rückseite der Hilbert-Fraktal-Struktur, Leiterbahndicke der Vorderseite 2 mm und Schlitzdicke der Rückseite 3 mm

der zweiten Iteration. [Bad13]

Die hier realisierte Struktur ist in Abbildung 6.4 dargestellt und besteht aus einem Hilbert-Polygon der vierten Iteration mit einem Längenelement von 1 cm. Der Speisepunkt liegt in der Mitte des Substrates. Die Vorderseite entspricht unter vereinfachter Annahme einer elektrischen Dipolantenne mit sowohl waagrecht als auch senkrecht angeordneten Teilelementen, was im Hinblick auf eine Unabhängigkeit gegenüber der Polarisierung der elektromagnetischen Welle vorteilig ist. Die Breite der Kupferbahnen beträgt 2 mm. Außerdem ist zur Maximierung der Leiterlänge auf jeder Seite eine Kupferbahn mit einer Länge von 46,33 cm um das Fraktal herumgeführt. Durch die Hilbert-Kurve ergibt sich eine Länge von 2,53 m. Unter Berücksichtigung der zusätzlichen äußeren Umläufe ergibt sich eine Gesamtlänge von 3,0 m. Die Länge der Speiseleitung beträgt 10,3 cm. In der vereinfachten Betrachtung als elektrischer Dipol ergibt sich die Länge eines Dipol-Elementes zu 1,5 m, was einer Frequenz von 200 MHz entspricht. Die Speiseleitung wird in die Berechnung der Länge eines Dipol-Elementes nicht einbezogen. Unter Berücksichtigung der Verstimmung der Struktur durch das Dielektrikum ergibt sich gemäß Gleichung (6.2) für eine effektive Wellenlänge $\lambda_{\text{eff}} = 1,5 \text{ m}$ eine Frequenz von $f = 163,3 \text{ MHz}$ mit $\epsilon_{r,\text{eff}} = 1,5$. Die Betrachtung als elektrischer Dipol ist stark vereinfacht und dient nur einer Abschätzung des Frequenzbereiches.

Die Rückseite ist invers gegenüber der Vorderseite gestaltet. Das bedeutet, dass in einer Kupferfläche eine der Leiterbahnstruktur der Vorderseite entsprechende Schlitzstruktur implementiert wird. Dies hat zum einen gegenüber einer durchgehenden Erdungsfläche den Vorteil, dass eine Rundstrahlcharakteristik möglich ist. Zum anderen entsteht dadurch eine selbstkomplementäre Struktur. Selbstkomplementäre Strukturen sind Strukturen mit in Form und Größe übereinstimmenden komplementären Flächen und weisen wie in Abschnitt 3.2.3 erläutert eine frequenzunabhängige Eingangsimpedanz von $Z_0/2$ auf. [Kar20]

In Abbildung 6.4 ist die Hilbert-Fraktal-Struktur mit durchgehender Erdungsfläche nicht dargestellt. Die Leiterbahnstruktur der Vorderseite bleibt dabei bestehen, die Rückseite wird durch eine vollständig durchgehende Kupferfläche ersetzt.

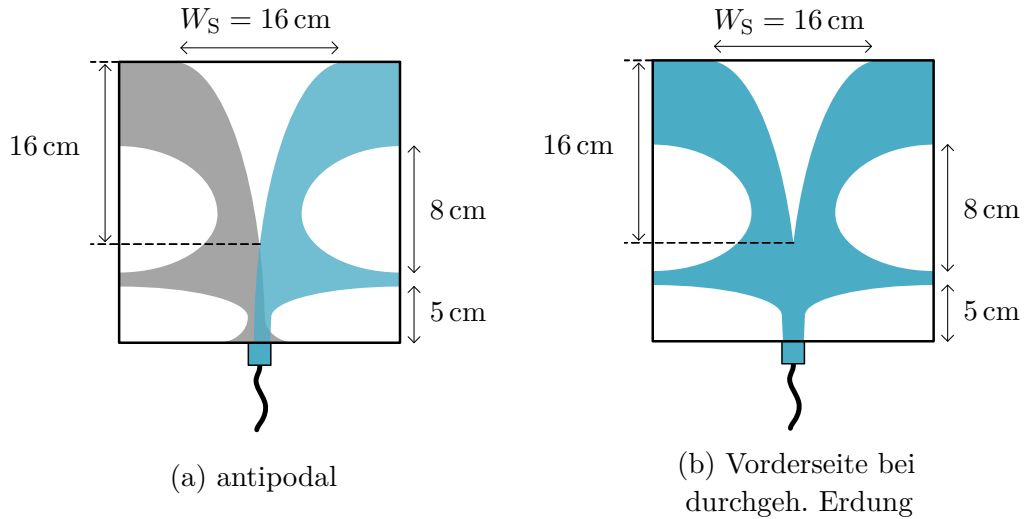


Abbildung 6.5: Schematische Darstellung der Flügel-Struktur in (a) antipodaler Ausführung und (b) der Vorderseite bei Ausführung mit rückseitig durchgehender Erdungsfläche

6.2.3 Flügel-Struktur

Flügel-Strukturen oder auch geöffnete Schlitzstrukturen sind in klassischer Bauweise als Vivaldi-Antennen bekannt. Auch diese Struktur ist als Patch-Struktur umsetzbar. Die Breitbandigkeit ergibt sich durch den geöffneten Schlitz, der durch lineare, quadratische oder exponentielle Funktionen beschrieben wird. [Bal15] [Che16]

Im Rahmen dieser Arbeit wird der Hauptschlitz durch eine Exponentialfunktion

$$y = \pm Ae^{px} \quad (6.14)$$

und die Nebenschlitze durch eine quadratische Funktion

$$y = x^2 \quad (6.15)$$

beschrieben. Die minimale und maximale Weite der Schlitzöffnung wird durch

$$W_{\min} \approx \lambda_{\text{eff},0} \quad (6.16)$$

und

$$W_{\max} \approx \frac{\lambda_{\text{eff},\min}}{2} \quad (6.17)$$

zu $W_{\max} = 0,231$ m und $W_{\min} = 0,075$ m bestimmt. Dabei ist $\lambda_{\text{eff},0}$ die Wellenlänge der Mittenfrequenz zwischen oberer Frequenz $f_o = 3$ GHz und unterer Frequenz $f_u = 300$ MHz des angestrebten Arbeitsfrequenzbandes. Vorteil ist hier gegenüber einer logarithmisch periodischen Struktur, dass der Schlitz durch eine analytische kontinuierliche Funktion beschrieben wird und nicht durch diskrete Elemente.

Realisiert wird die in Abbildung 6.5 dargestellte Flügel-Struktur mit einem exponentiellen Hauptschlitz gemäß Gleichung (6.14) mit einer Weite von 16 cm und zwei weiteren Schlitzöffnungen gemäß Gleichung (6.15) an den Seiten mit einer Weite von 8 cm. Im Sinne der angestrebten Rundstrahlcharakteristik erfolgt die Realisierung auch hier antipodal. Dabei befindet

sich ein Flügel auf der Vorderseite und ein Flügel auf der Rückseite des Dielektrikums. Im Bereich des SMA-Anschlusses ist die Fläche des rückseitigen Flügels gegenüber der Vorderseite vergrößert. Wie in Kapitel 6.2 beschrieben verfügen Patch-Strukturen mit rückseitig durchgehender Erdungsfläche über eine gute Impedanzanpassung. Aus diesem Grund wird im hier realisierten Design der rückseitige Flügel in Richtung des SMA-Anschlusses vergrößert. Dies führt in diesem Bereich nicht zu einer Abschirmung des Haupt- und der Nebenschlitze. Ebenfalls in Abbildung 6.5 dargestellt ist die Flügel-Struktur mit durchgehender Erdungsfläche. Die Flügel-Struktur wird dabei auf der Vorderseite implementiert und die Rückseite wird durch eine vollständig durchgehende Kupferfläche ersetzt.

In Abbildung 6.6 sind jeweils Vorder- und Rückseite der gefertigten Patch-Strukturen abgebildet. Diese werden im Weiteren durch die Bestimmung von Antennenparametern und durch Messungen von TE qualifiziert, sowie in Kapitel 7 ein Kalibrierungsverfahren zur Bestimmung der Ladungsmenge entwickelt. Die dargestellten Strukturen mit durchgehender Erdungsfläche werden im Rahmen der numerischen Modellbildung hinsichtlich der Rundstrahlcharakteristik vergleichend simuliert.

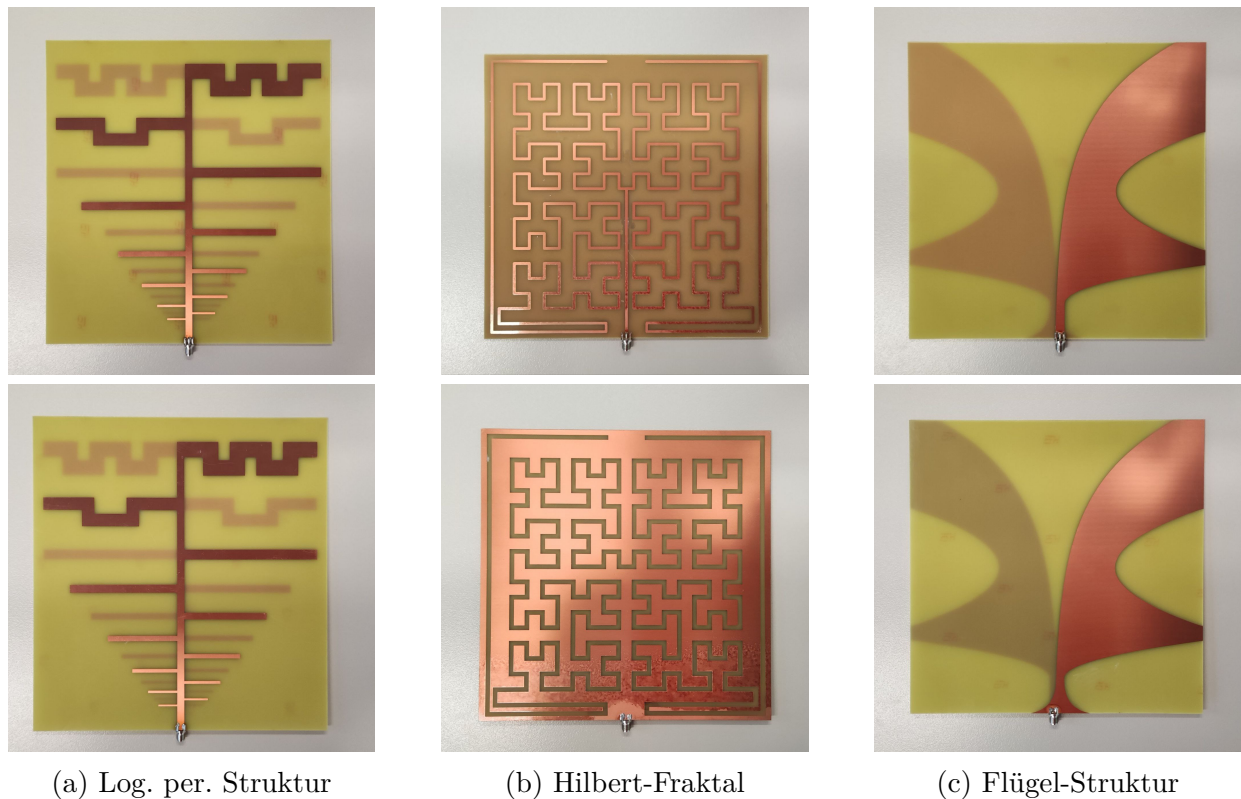


Abbildung 6.6: Vorderseite (obere Reihe) und Rückseite (untere Reihe) der gefertigten (a) logarithmisch periodischen Patch-Struktur, (b) Hilbert-Fraktal-Struktur und (c) Flügel-Struktur; jeweils mit einer Substratfläche von 20 cm x 20 cm

6.3 Numerische Modellbildung der Strukturen

Da eine Messung der Strahlcharakteristik in der Umsetzung aufwändig ist, wird COMSOL Multiphysics[®], eine auf der Finite-Elemente-Methode (FEM) basierende Software, zur Berechnung genutzt. Alle in Kapitel 6.2 vorgestellten Strukturen werden im Rahmen der numerischen Modellbildung realisiert. Dazu wird eine Modellphysik genutzt, die die elektromagnetischen Wellengleichungen im Frequenzbereich löst. Im Folgenden wird der Aufbau des Simulationsmodells und die physikalischen Rand- und Gebietsbedingungen erläutert. Die Ergebnisdarstellung erfolgt in Abschnitt 6.4.2.

6.3.1 Simulationsraum

In Abbildung 6.7 ist die realisierte Modellgeometrie am Beispiel eines rechteckigen Patches dargestellt. Der Simulationsraum ist dreidimensional und wird durch eine Kugel definiert, welche den Luftraum darstellt. Die Oberfläche der Kugel ist als ideal absorbierende Schicht definiert. Diese Schicht verhindert, dass diese geometrische Grenze des Modells zu Reflexionen und damit zu Rückwirkungen auf die Struktur führt. Die gesamte Energie der elektromagnetischen Welle wird entsprechend absorbiert. Die Schicht stellt außerdem die Fernfeldgrenze dar, sodass sich für die Kugel gemäß Gleichung (3.8) unter Berücksichtigung der Substratbreite w_{sub} ein Radius von

$$5 \cdot \frac{\lambda}{2\pi} + 0,75 w_{\text{sub}} \quad (6.18)$$

ergibt. Da sich der Kugelmittelpunkt in der Mitte des Substrates befindet, wird eine halbe Diagonale des Substrates mit $\approx 0,75 w_{\text{sub}}$ auf den Radius der Kugel addiert. Die Dicke der absorbierenden Schicht beträgt $0,25 w_{\text{sub}}$. Der Kugel werden mit der relativen Permittivität $\varepsilon_r = 1$, der Leitfähigkeit $\kappa = 0 \text{ S m}^{-1}$ und der relativen Permeabilität $\mu_r = 1$ ideale Materialeigenschaften von Luft zugewiesen.

Das Substrat wird als Quader mit der Substratbreite w_{sub} und der Substrathöhe h in der Modellgeometrie realisiert. Diesem werden die Materialeigenschaften von FR4, einem Verbundwerkstoff bestehend aus Epoxidharz und Glasfasergewebe, mit $\varepsilon_r = 4,5$, $\kappa = 0,004 \text{ S m}^{-1}$ und $\mu_r = 1$ zugewiesen. Die Kupferstrukturen werden als Ränder auf dem quaderförmigen Substrat gemäß der in Kapitel 6.2 beschriebenen Strukturen implementiert. Dabei wird je Struktur ein Model mit vollständig rückseitiger Erdung und eine Model in antipodaler Ausführung erstellt. Die Ränder sind rein geometrische Definitionen, denen im nächsten Schritt beschriebene Randbedingungen zugewiesen werden. Eine Materialzuweisung ist nicht notwendig.

Zur Abbildung des Koaxialanschlusses erfolgt die Implementierung eines Netzwerkports in Form einer definierten geometrische Fläche zwischen dem Kupferpatch auf der Vorderseite und dem Kupferpatch auf der Rückseite. Auch hier wird zunächst eine rein geometrische Definition erstellt, um im nächsten Schritt eine physikalische Randbedingung zu hinterlegen.

6.3.2 Physikalische Grundgleichungen und Randbedingungen

Im Rahmen der physikalischen Modellbildung wird die Wellengleichung (3.6) im Frequenzbereich gelöst. Da der Luftraum als ideales und verlustfreies Medium mit $\kappa = 0 \text{ S m}^{-1}$ ange-

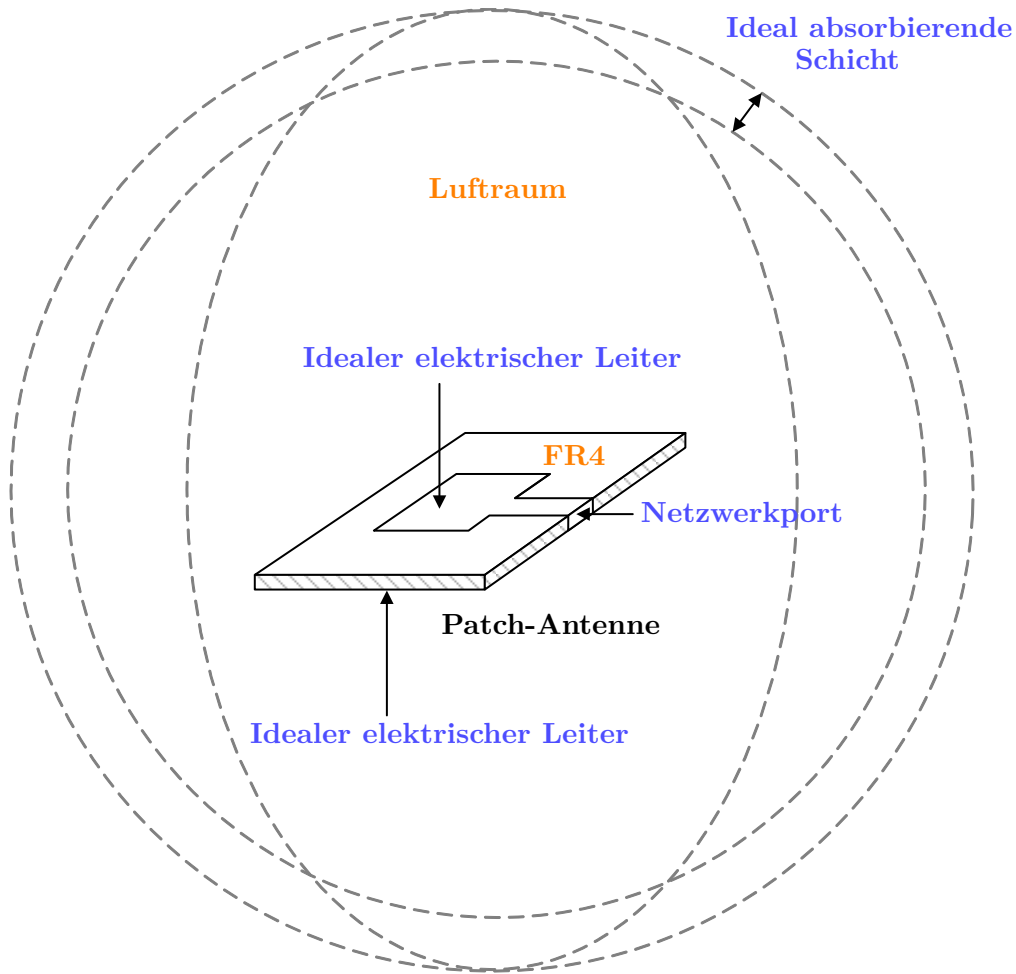


Abbildung 6.7: Schematische Darstellung der Modellgeometrie am Beispiel eines rechteckigen Patches; Materialien in **orange**, physikalische Rand und Gebietsbedingungen in **blau**

nommen wird, vereinfacht sich die Wellengleichung im verlustfreien Luftraum zur homogenen Helmholtz-Gleichung

$$\nabla^2 \underline{\mathbf{E}} + \omega^2 \mu \varepsilon \underline{\mathbf{E}} = 0. \quad (6.19)$$

Die Modelle werden für den Sendefall realisiert, sind jedoch auch für den Empfangsfall gültig. Entsprechend wird an der definierten geometrischen Fläche zwischen den Kupferpatches die Randbedingung eines Netzwerkports zugewiesen. Dabei werden eine Spannung von 1 V und ein Widerstand von $Z_L = 50 \Omega$ hinterlegt. Die physikalische Bedingung eines Netzwerkports liegt immer zwischen zwei ideal leitenden Rändern. Dies ist vergleichbar mit den bei der Herstellung verwendeten SMA-Buchsen. Der Ader-Pin ist mit der metallischen Vorderseite der Struktur und die Erdungspinne mit der metallischen Fläche des Gegenpols bzw. der durchgehenden Erdungsfläche verbunden. Außerdem erfolgt über die SMA-Buchse ein Übergang zu einem Koaxialkabel mit $Z_L = 50 \Omega$. Die Realisierung des Anschlusses als Fläche bildet die real umgesetzte Einspeisung der Strukturen damit vereinfacht ab.

Die Ränder der Metallstrukturen sind als ideale elektrische Leiter definiert. An diesen Rändern gilt

$$\mathbf{n} \times \mathbf{E} = 0. \quad (6.20)$$

Damit gilt für die Tangentialkomponenten $\mathbf{E}_t = 0$. Gemäß des Brechungsgesetzes sind die tangentialen Komponenten der elektrischen Feldstärke \mathbf{E} an einem Materialübergang stetig. Elektrische Feldlinien treten im Falle eines ideal leitenden Materials senkrecht aus der Grenzfläche zum ideal leitenden Material aus [Alb11]. Diese Gesetzmäßigkeit wird mit der Randbedingung 6.20 abgebildet. Durch die ideal absorbierende Schicht wird ein unendlicher nicht reflektierender Bereich abgebildet. Im Frequenzbereich erfolgt hier eine komplexwertige Koordinatentransformation, die dazu führt, dass keine Reflexionen an der Grenzfläche entstehen [Com23].

6.4 Antennenparameter der entwickelten Strukturen

Die Antennenparameter der entwickelten Patch-Strukturen werden messtechnisch, analytisch oder mit Hilfe der numerischen Simulationsmodelle bestimmt. Die Bestimmung des Stehwellenverhältnisses erfolgt über einen Messaufbau. Die Strahlcharakteristik wird mit den numerischen Modellen ermittelt.

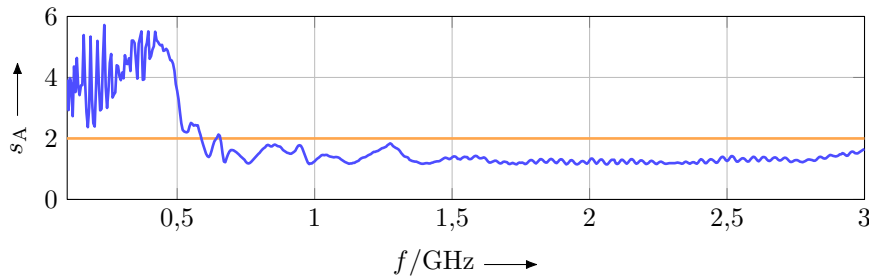
6.4.1 Stehwellenverhältnis und Rückflussdämpfung

Für alle Strukturen wird mit einem Leistungsreflexionsmessgerät¹ und einem geeigneten Messkopf² das Stehwellenverhältnis s_A und die Rückflussdämpfung r_A bestimmt. Dafür wird für einen Frequenzbereich von 100 MHz bis 3 GHz in 5 kHz-Schritten ein Signal von ca. 100 mW zur Antennenstruktur gesendet. Die Antennenstruktur ist über ein Low Loss 50 Ω Koaxialkabel an den Messkopf angebunden. Der Messkopf misst die Leistung an seinen Eingängen richtungsbezogen. Aus gesendeter und an der Patch-Struktur reflektierter Leistung werden das Stehwellenverhältnis und die Rückflussdämpfung berechnet. Beide Kenngrößen charakterisieren die Arbeitsbandbreite von Antennenstrukturen. Die Fehlanpassung zwischen den Resonanzfrequenzen bewirkt eine Welligkeit auf der Speiseleitung wie in Abschnitt 3.2.2 dargestellt [Kar20]. Die Rückflussdämpfung gibt hingegen an wie, viel Leistung aufgrund der Anpassung wieder reflektiert wird. Ein Stehwellenverhältnis von $s_A = 1$ entspricht einer vollständigen Anpassung. Je größer s_A wird, desto größer wird auch der dB-Wert der Rückflussdämpfung. Es wird ein Stehwellenverhältnis von $s_A < 2$, was einer Rückflussdämpfung von $r_A < -10$ dB entspricht, als Bewertungskriterium zur Bestimmung des Arbeitsfrequenzbandes der gefertigten Strukturen zugrunde gelegt.

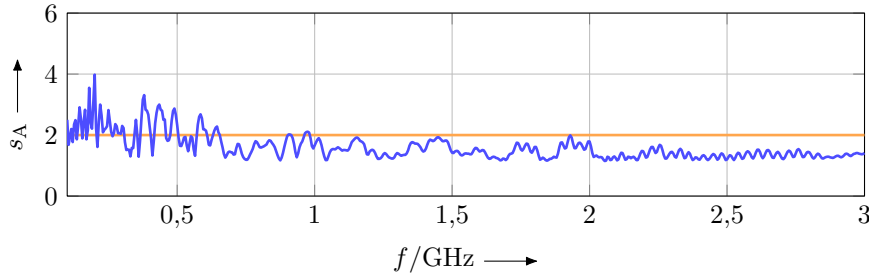
In Abbildung 6.8 und Abbildung B.3 sind die Ergebnisse der Messung des Stehwellenverhältnisses und der Rückflussdämpfung dargestellt. Zur Bestimmung des Arbeitsfrequenzbereichs gilt ein Zielwert von $s_A < 2$ bzw. $r_A < -10$ dB. Dabei führt ein Stehwellenverhältnis von $2 < s_A < 3$ bei nicht mehr als drei aufeinanderfolgenden Messpunkten, also für eine Intervallbreite von 15 kHz, nicht zur Aufteilung in mehrere Frequenzbänder. Durch beide Größen wird für die Strukturen je ein durchgängiges Arbeitsfrequenzband definiert. An dieser Stelle sei erwähnt, dass ein durchgängiges Arbeitsfrequenzband in der Literatur bezüglich realisierter

¹Rohde & Schwarz Power Reflection Meter NRT

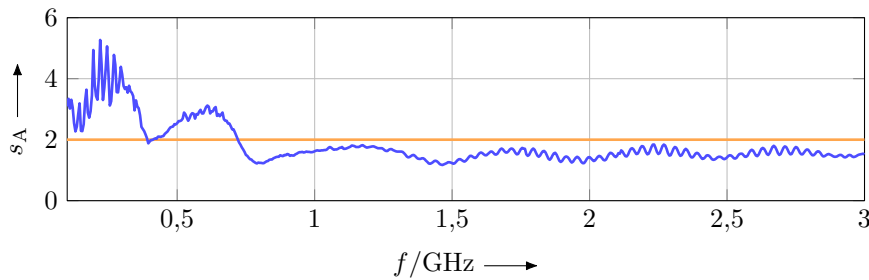
²Rohde & Schwarz NRT-Z43 Directional Power Sensor



(a) Log. periodische Struktur,
Arbeitsfrequenzband 590 MHz bis 3000 MHz



(b) Hilbert-Fraktal-Struktur,
Arbeitsfrequenzband 610 MHz bis 3000 MHz



(c) Flügel-Struktur,
Arbeitsfrequenzband 725 MHz bis 3000 MHz

Abbildung 6.8: Stehwellenverhältnis s_A der verschiedenen Patch-Strukturen mit Angabe des resultierenden Arbeitsfrequenzbandes

Patch-Strukturen nicht immer gegeben ist.

Für die logarithmisch periodische Patch-Struktur ergibt sich eine untere Frequenz des Arbeitsbandes von 590 MHz, welche im Vergleich zu allen realisierten Strukturen die niedrigste Frequenz ist. Im Gegensatz dazu ist das mittlere Stehwellenverhältnis über die Frequenzen unterhalb von 590 MHz mit $\bar{s}_A = 4$ fast doppelt so hoch wie bei den anderen beiden Strukturen. Die Hilbert-Fraktal-Struktur hat eine untere Frequenz des Arbeitsbandes von 610 MHz. Bei niedrigeren Frequenzen ergibt sich ein mittleres Stehwellenverhältnis von $\bar{s}_A = 2,2$, welches verglichen mit den anderen beiden Strukturen am niedrigsten ist. Dies ist positiv zu bewerten, da relevante Signale von TE je nach Art der TE unterhalb der jeweiligen unteren Arbeitsbandfrequenz liegen und somit bei Erfassung mit der Hilbert-Fraktal-Struktur vergleichsweise gering reflektiert werden. Für die Flügel-Struktur ergibt sich eine untere Frequenz des Arbeitsfrequenzbandes von 725 MHz. Das mittlere Stehwellenverhältnis für Frequenzen unterhalb des

Arbeitsbandes beträgt $\bar{s}_A = 2,9$. In [Fri24a] wird gezeigt, dass diese Struktur im Vergleich zu einer Flügel-Struktur mit nur einer Schlitzöffnung die untere Frequenz des Arbeitsfrequenzbandes um 105 MHz senkt.

6.4.2 Strahlcharakteristik

Die in Kapitel 6.3 erstellten Modelle werden zur Ermittlung der Strahlcharakteristik verwendet. Gemäß Gleichung (3.20) wird bei Betrachtung der Strahlcharakteristik die abgegebene oder empfangene Strahlung auf die maximal abgegebene oder empfangene Strahlung bezogen. Hierbei wird zum einen die Winkelverteilung der elektrischen Feldstärke $\underline{\mathbf{E}}(\vartheta, \varphi)$ oder aber die Winkelverteilung der Strahlungsdichte $|S_r(\vartheta, \varphi)|$ betrachtet. Im Folgenden wird die Fernfeldverstärkung in dBi betrachtet. Dabei ist die abgestrahlte elektrische Feldstärke $\underline{\mathbf{E}}(\vartheta, \varphi)$ logarithmisch skaliert und wird auf die Abstrahlcharakteristik eines isotopen Strahlers bezogen:

$$\underline{\mathbf{E}}(\vartheta, \varphi) \text{ dBi} = 10 \cdot \log(\underline{\mathbf{E}}(\vartheta, \varphi)) \text{ dBd} + 2,15 \text{ dBi.} \quad (6.21)$$

Die Einheit dBi stellt den Bezug zum isotopen Strahler her. In der Literatur wird oftmals zwischen der Verstärkung bezogen auf einen Dipol als Referenzstandard in dBd und der Verstärkung bezogen auf einen isotopen Strahler als Referenzstandard in dBi unterschieden. Die Angabe in dBd erfolgt in der Literatur uneinheitlich auch als Angabe in dB. Eine Umrechnung von dBd nach dBi erfolgt durch Addition von 2,15 dBi.

Die Auswertung der Strahlcharakteristik erfolgt in drei Raumebenen und wird als Polarkurve der Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ in dBi in einem Polarkoordinatensystem dargestellt. Ausgehend von der Ausrichtung mit der Vorderseite der Struktur in Richtung der TE-Quelle resultieren die Auswerteebenen wie in Abbildung 6.9 dargestellt. Dabei wird in jeder Raumebene eine der Raumachsen auf die 0°-Achse des Polarkoordinatensystems des Plots gelegt. Die Raumebenen und 0°-Raumachsen sind wie folgt definiert:

xz-Ebene mit z-Achse auf 0°-Achse der Plotebene

→ entspricht der Abstrahlung nach vorne hin zur TE-Quelle (0°) bzw. nach hinten von der TE-Quelle weg (180°) und entsprechend nach oben (90°) und unten (270°) bei Betrachtung der Anordnung aus Richtung des Koaxialanschlusses

yz-Ebene mit z-Achse auf 0°-Achse der Plotebene

→ entspricht der Abstrahlung nach vorne hin zur TE-Quelle (0°) bzw. nach hinten von der TE-Quelle weg (180°) und entsprechend zu den Seiten (90° bzw. 270°) bei Betrachtung der Anordnung aus Richtung der Raumdecke

xy-Ebene mit y-Achse auf 0°-Achse der Plotebene

→ entspricht der Abstrahlung nach rechts (0°) bzw. nach links 180° und entsprechend nach oben (90°) und unten (270°) bei Betrachtung der Anordnung aus Richtung der TE-Quelle

Die TE-Quelle ist für die Ergebnisse der Strahlcharakteristik nicht relevant und dient nur zur Orientierung.

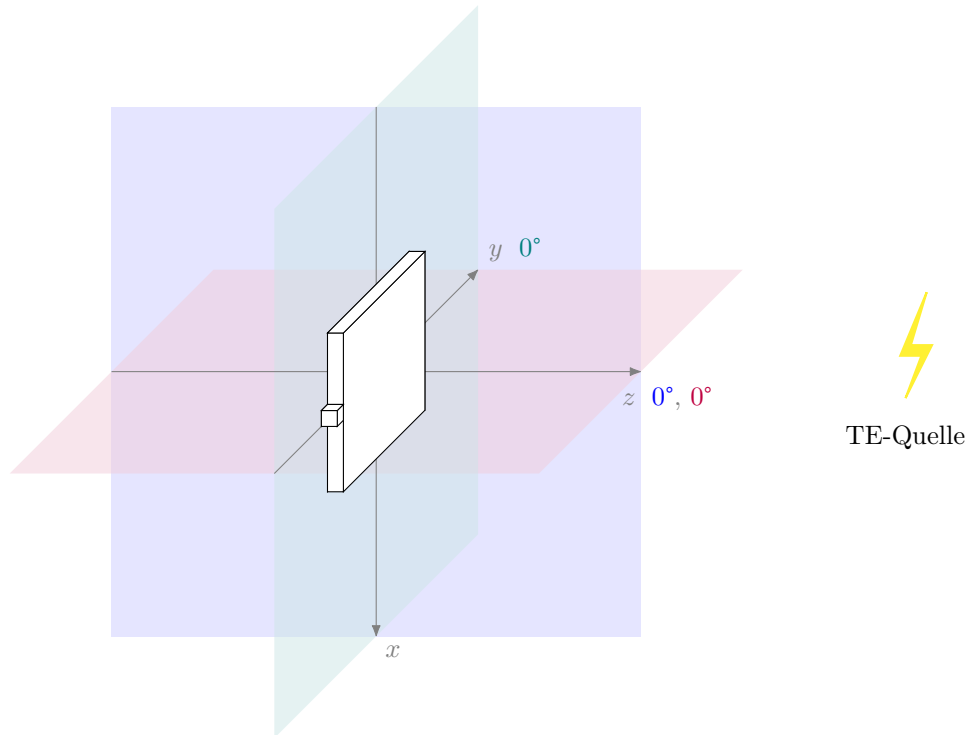


Abbildung 6.9: Koordinatensystem mit den drei Plotebenen und Kennzeichnung der dazugehörigen 0° -Achse der Plotebene bezogen auf die Raumachse; xz -Ebene in blau, yz -Ebene in rot und xy -Ebene in grün

Zur Auswertung der Strahlcharakteristik werden die Modelle für $f = 0,5, 1,0, 2,0, 3,0$ GHz berechnet. In Abschnitt 6.4.1 werden die unteren Frequenzen der Arbeitsfrequenzbänder ermittelt, die sich je nach Struktur unterscheiden. Hier wird zur Vergleichbarkeit zwischen den Strukturen eine Frequenz von 0,5 GHz zur Auswertung der Strahlcharakteristik festgelegt. Hinsichtlich einer angestrebten Rundstrahlcharakteristik ist eine über die Winkelverteilung symmetrische Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ in dBi als Ziel zu formulieren. Im Ausblick auf eine von der Ausrichtung unabhängigen Bestimmung der Ladungsmenge in Kapitel 7 ist zudem eine Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ in dBi anzustreben, die über alle Ebenen konstant ist und mit der Frequenz nur gering variiert.

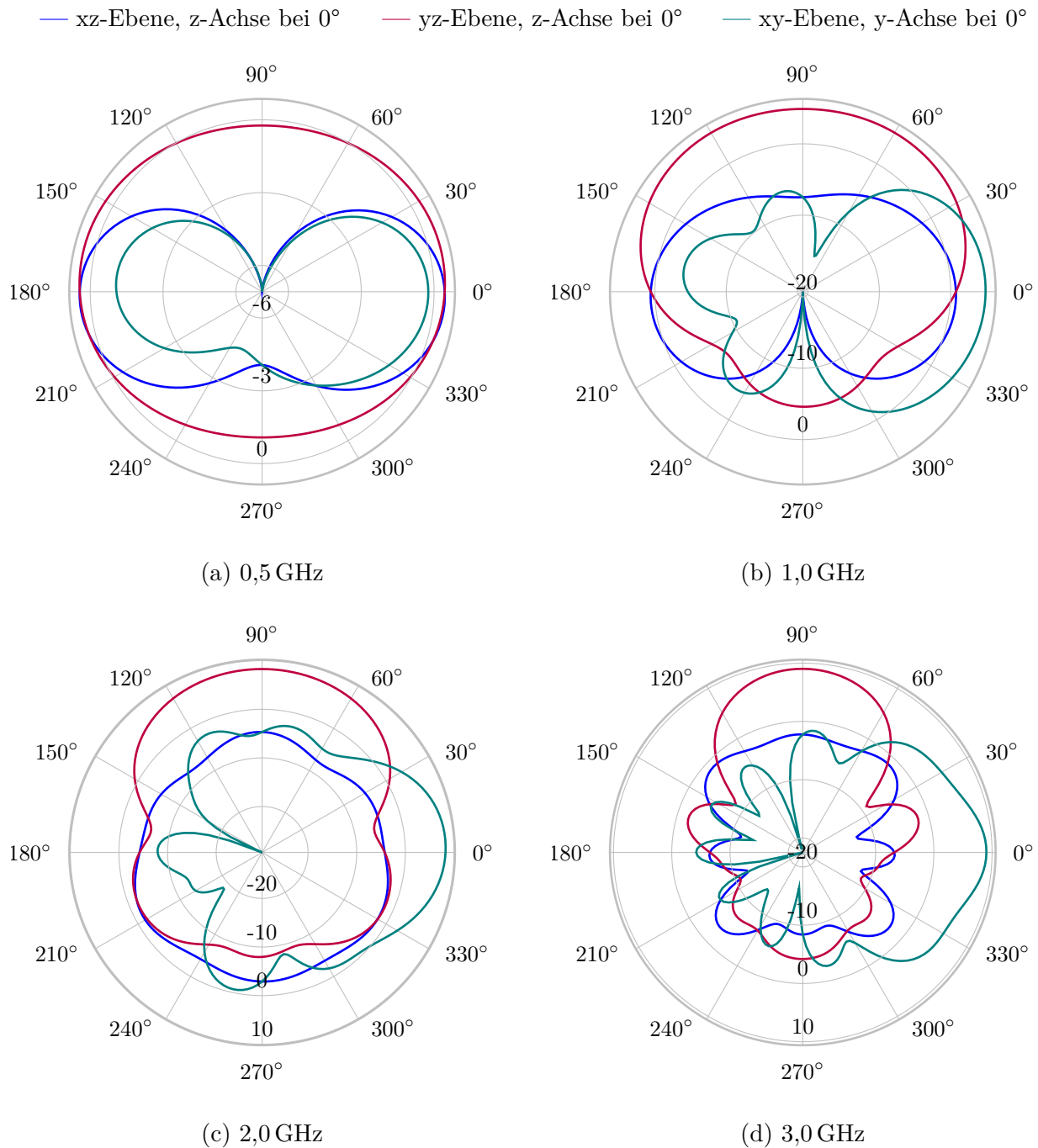
In Abbildung 6.10 ist die Strahlcharakteristik der antipodalen *logarithmisch periodischen Patch-Struktur* dargestellt. Im Vergleich dazu ist in Abbildung 6.11 die Strahlcharakteristik der logarithmisch periodischen Patch-Struktur mit durchgehender Erdung dargestellt. Die Strahlcharakteristik ausgewertet in der xz -Ebene und dargestellt in blau zeigt für die antipodale Struktur für alle vier dargestellten Frequenzen eine zur Vorder- und Rückseite (0° und 180°) symmetrische Abstrahlcharakteristik mit einer Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ von 0 dBi. Bei 90° und 270° befindet sich die schmale Kante der Patch-Struktur, sodass die Strahlcharakteristik der eines Dipols ähnelt. Die Strahlcharakteristik der logarithmisch periodischen Patch-Struktur mit durchgehender Erdung ist in derselben Ebene weniger symmetrisch. Für 0,5 GHz ist die Strahlcharakteristik der Struktur auf der Rückseite (180°), für 1,0 GHz hingegen auf der Vorderseite (0°) der Struktur fokussiert. Für 2,0 GHz und 3,0 GHz ist die Strahlcharakteristik leicht vorderseitig fokussiert. Im Vergleich zur antipodalen Struktur liegt die betragsmäßig maximale

reichs an der dem Koaxialanschluss gegenüberliegenden Kante im Vergleich zur logarithmisch periodischen Patch-Struktur mit durchgehender Erdung höher. Die Rundstrahlcharakteristik ist mit Einschränkung jenes Bereiches gegeben und gegenüber der Ausführung mit durchgehender Erdung symmetrisch mit höherer Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$. Die antipodale Ausführung der logarithmisch periodischen Patch-Struktur hat eine über die Winkelverteilung symmetrische Abstrahlung, da die durchgehende Erdung die Struktur von der Rückseite abschirmt. Dass bei der Ausführung mit durchgehender Erdung bei einer Frequenz von 0,5 GHz die Abstrahlung rückseitig konzentriert ist, liegt an der Kantenlänge der Erdungsfläche, die größer als die Dipole und entsprechend in dieser Frequenz sendewirksam ist. Die Fokussierung der Strahlungscharakteristik in der xy-Ebene in Richtung des Koaxialanschlusses bei antipodaler Ausführung ergibt sich aus der Ähnlichkeit zur logarithmisch periodischen Antenne in klassischer Bauform, die entsprechend in dieser Richtung eine Richtwirkung aufweisen. Diese wird durch das antipodale Design nicht vollständig aufgehoben.

In Abbildung 6.12 ist die Strahlcharakteristik der antipodalen *Hilbert-Fraktal-Struktur* dargestellt. Im Vergleich dazu ist in Abbildung 6.13 die Strahlcharakteristik der Hilbert-Fraktal-Struktur mit durchgehender Erdung dargestellt. Die Strahlcharakteristik ausgewertet in der xz-Ebene und dargestellt in **blau** zeigt für die antipodale Struktur für alle vier dargestellten Frequenzen eine zur Vorder- und Rückseite (0° und 180°) der Struktur sowie nach oben und unten (90° und 270°) symmetrische Strahlcharakteristik. Die schmale Kante der Struktur bei 90° und 270° beeinflusst die Strahlcharakteristik aufgrund des fraktalen Designs nicht. Der Wert der Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ variiert allerdings mit der Frequenz. Für 0,5 GHz und 1,0 GHz liegt sie für die Vorder- und Rückseite etwa bei -40 dBi und für 2,0 GHz und 3,0 GHz bei etwa -20 dBi. Die verringerte Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ bei 180° für 3,0 GHz ist als nicht nachteilig zu sehen, da die elektromagnetische Welle über ein gewisses Bogenmaß auf die Patch-Struktur trifft. Die Strahlcharakteristik der Hilbert-Fraktal-Struktur mit durchgehender Erdung ist in der xz-Ebene auf die Vorderseite (0°) der Struktur konzentriert. Die Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ variiert im Maximum mit der Frequenz zwischen -10 dBi bis -40 dBi stärker gegenüber der antipodalen Realisierung.

Die Strahlcharakteristik ausgewertet in der yz-Ebene und dargestellt in **rot** ergibt für die antipodale Struktur ebenfalls eine symmetrische Strahlcharakteristik bezüglich der Vorder- und Rückseite (0° und 180°). Bei höheren Frequenzen ergibt sich eine verminderte Abstrahlleistung auf der Rückseite, wie die Auswertung bei 3,0 GHz zeigt. Die Strahlcharakteristik in Richtung des Koaxialanschlusses (270°) und der gegenüberliegenden Seite (90°) ist symmetrisch. Die maximale Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ variiert von -20 dBi bis -40 dBi. Für die Hilbert-Fraktal-Struktur mit durchgehender Erdung ergibt sich auch in dieser Auswerteebene eine Verlagerung der Strahlcharakteristik auf die Vorderseite mit einer Variation des maximalen Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ von -10 dBi bis -40 dBi.

Für die Strahlcharakteristik in xy-Ebene, dargestellt in **grün**, ergibt sich für die antipodale Hilbert-Fraktal-Struktur eine symmetrische Strahlcharakteristik nach oben (90°) und unten (270°) und eine Fokussierung der Strahlcharakteristik hin zum Koaxialanschluss (180°). Die maximale Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ variiert zwischen -20 dBi bis -40 dBi mit der betrachteten Frequenz. Die Strahlcharakteristik der Hilbert-Fraktal-Struktur mit durchgehender Erdung ist

Abbildung 6.14: Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ in dBi der *antipodalen* Flügel-Struktur

nicht regelmäßig. Bei 90° und 270° befindet sich die schmale Kante der Patch-Struktur, an der sich jedoch in diesem Design ebenfalls sendewirksame, im Vergleich zum Hauptschlitz kleinere Schlitze, befinden. Bei größeren Frequenzen wie 2,0 GHz und 3,0 GHz ist hier die Strahlcharakteristik entsprechend gleichmäßiger über die Winkelverteilung. Die Strahlcharakteristik in derselben Ebene der Flügel-Struktur mit durchgehender Erdungsfläche ist bei 0,5 GHz und 1,0 GHz bezüglich Vorder- und Rückseite symmetrisch und beträgt ca. -35 dBi bzw. -20 dBi und ist damit geringer als bei der antipodal realisierten Flügel-Struktur. Für 2,0 GHz und 3,0 GHz zeigt sich eine Fokussierung der Strahlcharakteristik auf die Vorderseite (0°) der Struktur bei einer maximalen Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ von 0 dBi.

die antipodale Realisierung um eine rückseitig orientierte Strahlrichtung ergänzt. Die Strahlcharakteristik ist für 3,0 GHz nicht mehr so gleichförmig über die Winkelverteilung wie für die anderen Frequenzen. Bei der Ausführung mit durchgehender Erdungsfläche fokussiert sich die Strahlcharakteristik auf die Vorderseite (0°), nicht jedoch auf die dem Koaxialanschluss gegenüberliegende Seite (90°). Die Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ variiert mit der Frequenz zwischen 0 dBi bzw. -35 dBi mit der betrachteten Frequenz.

Die Verlagerung der Strahlcharakteristik in Richtung der Kante gegenüber dem Koaxialanschluss (270°) ergibt sich auch in der xy-Ebene, dargestellt in grün. Die Strahlcharakteristik der Flügel-Struktur mit durchgehender Erdungsfläche weist in xy-Ebene diese Verlagerung auf die dem Koaxialanschluss gegenüberliegende Seite (90°) nicht auf.

Die maximale Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ der antipodalen Flügel-Struktur variiert in den betrachteten Ebenen gegenüber der Realisierung mit durchgehender Erdungsfläche nicht so stark mit der Frequenz. Insbesondere in den niedrigeren Frequenzauswertungen liegt die Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ der antipodalen Flügel-Struktur über der der Flügel-Struktur mit durchgehender Erdungsfläche. Demgegenüber ist die Strahlcharakteristik der Flügel-Struktur mit durchgehender Erdungsfläche nur in höheren Frequenzen auf die Vorderseite verlagert und ist über alle Frequenzen symmetrisch bezüglich der Seite mit Koaxialanschluss und der gegenüberliegenden Seite.

Die Auswertung der Strahlcharakteristik zeigt, dass die antipodalen Realisierungen Vorteile gegenüber den Realisierungen mit durchgehender Erdungsfläche hinsichtlich der eingangs erwähnten Aspekte bieten. Die erwähnten Aspekte betreffen eine Strahlcharakteristik mit über die Winkelverteilung symmetrischer Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ als formulierten Erwartungswert¹, sowie im Ausblick auf eine von der Ausrichtung unabhängigen Bestimmung der Ladungsmenge eine anzustrebende Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$, die über alle Ebenen konstant ist und mit der Frequenz nur gering variiert. Bei der logarithmisch periodischen Patch-Struktur liegt die maximale Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ unabhängig von der Frequenz bei ca. 0 dBi für das antipodale Design, während für das Design mit durchgehender Erdungsfläche die Fernfeldverstärkung deutlich mit der Frequenz variiert. Außerdem entspricht die Strahlcharakteristik der antipodalen Struktur über den betrachteten Frequenzbereich eher der eines Rundstrahlers, als jene der Struktur mit durchgehender Erdung. Bei der Hilbert-Fraktal-Struktur ist die Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ des antipodalen Designs grundsätzlich etwas geringer als bei dem Design mit durchgehender Erdung. Außerdem variiert sie beim antipodalen Design mit der Frequenz, beim Design mit durchgehender Erdung jedoch deutlicher. Außerdem entspricht auch die Strahlcharakteristik der antipodalen Hilbert-Fraktal-Struktur über den betrachteten Frequenzbereich mehr der eines Rundstrahlers, als jene der Struktur mit durchgehender Erdung. Die maximale Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ des antipodalen Designs der Flügel-Struktur beträgt mindestens 0 dBi und variiert mit der Frequenz schwächer als jene des Designs mit durchgehender Erdung. Die Strahlcharakteristik ist für das antipodale Design zum Hauptschlitz orientiert, aber symmetrisch bezüglich der Vorder- und Hinterseite der Struktur, wohingegen sich für das Design mit durchgehender Erdung keine klare Fokussierung der Abstrahlcharakteristik ergibt.

¹Der Erwartungswert entspricht in den nachfolgenden Auswertungen der Ergebnisse einer Erwartungshaltung und nicht dem statistischen Erwartungswert.

Tabelle 6.1: Übersicht zu den Ergebnissen der Arbeitsfrequenzbänder der verschiedenen Strukturen basierend auf dem Stehwellenverhältnis s_A ; **fett** bestes Ergebnis, unterstrichen zweitbestes Ergebnis

Struktur	Arbeitsbänder	Frequenzbereich in MHz	\bar{s}_A für $f < f_u$
Log. per.	1	590 bis 3000	4,0
Hilbert-Fraktal	1	<u>610 bis 3000</u>	2,2
Flügel	1	725 bis 3000	<u>2,9</u>

6.4.3 Zwischenfazit

Die Ergebnisse von den bestimmten Antennenparametern liefern erste Erkenntnisse für die Eignung der realisierten Patch-Strukturen zur TE-Messung. In Tabelle 6.1 sind die Ergebnisse aus der Bestimmung des Stehwellenverhältnisses zusammenfassend dargestellt. Alle Strukturen weisen ein durchgehendes Arbeitsfrequenzband auf, wobei die logarithmisch periodische Patch-Struktur die niedrigste untere Frequenz f_u des Arbeitsfrequenzbandes aufweist. Da TE relevante Signalanteile in Frequenzbereichen unterhalb dieser Frequenz enthalten, wird das mittlere Stehwellenverhältnis \bar{s}_A über die Frequenzen $f < f_u$ berechnet. Je niedriger dieser ist, desto weniger Signalverzerrung aufgrund der Impedanz $Z_{E,A}$ sind zu erwarten. Die Hilbert-Fraktal-Struktur hat eine um nur 20 MHz höhere untere Frequenz des Arbeitsfrequenzbandes, weist aber ein geringeres mittleres Stehwellenverhältnis von $\bar{s}_A = 2,2$ auf. Die Hilbert-Fraktal-Struktur erweist sich unter diesen Aspekten als die beste Struktur hinsichtlich der breitbandigen Erfassung von TE und die Entwicklung eines Kalibrierungsverfahrens zu Ladungsmengenbestimmung.

Die antipodalen Strukturen erweisen sich hinsichtlich der angestrebten Rundstrahlcharakteristik gegenüber den Strukturen mit durchgehender Erdungsfläche als vorteilig. Die Ergebnisse der Strahlcharakteristik der antipodalen Strukturen sind in Tabelle 6.2 einander gegenübergestellt. Verglichen mit der antipodalen Hilbert-Fraktal-Struktur ergibt sich für die antipodale logarithmisch periodische Struktur mit ca. 0 dBi eine über alle Ebenen und Frequenzen sowie über die Winkelverteilung annähernd konstante maximale Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$. Diese liegt je nach Ebene für die antipodale Hilbert-Fraktal-Struktur im Bereich von -20 dBi bis -40 dBi. Die maximale Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ der antipodalen Flügel-Struktur beträgt immer mindesten 0 dBi und variiert von 0 dBi bis 10 dBi. Hier ist im Hinblick auf die ausrichtungsunabhängige Erfassung von TE-Signalen zu validieren, ob dies den Signalpegel beeinflusst, sich auf die Bestimmung der Ladungsmenge der TE auswirkt und sich dadurch ein Vorteil für die logarithmisch periodische Patch-Struktur ergibt. Zunächst wird eine über die Ebenen und Frequenz sowie mit der Winkelverteilung annähernd konstante Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ positiver bewertet, als eine höhere aber mit Ebene und Frequenz sowie über die Winkelverteilung variierende Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$. Die Strahlcharakteristiken des antipodalen logarithmisch periodischen Designs und der antipodalen Flügel-Struktur, nähern sich einer Rundstrahlcharakteristik an, weisen aber die xy-Ebene betreffend eine Verlagerung auf. Die Strahlcharakteristik der antipodalen logarithmischen periodischen Struktur fokussiert sich bzgl. der xy-Ebene Richtung Koaxialanschluss und jene der antipodalen Flügel-Struktur

Tabelle 6.2: Übersicht zu den Ergebnissen der Strahlcharakteristik der antipodalen Patch-Strukturen; **fett** bestes Ergebnis, unterstrichen zweitbestes Ergebnis

Struktur	max. Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$	Rundstrahlcharakteristik
Log. per.	0 dBi	<u>mit Fokussierung in xy-Ebene</u>
Hilbert-Fraktal	-20 dBi bis -40 dBi	ja
Flügel	<u>0 dBi bis 10 dBi</u>	<u>mit Fokussierung in xy-Ebene</u>

in Richtung des Hauptschlitzes. Auch hier ist im Hinblick auf die ausrichtungsunabhängige Erfassung von TE-Signalen zu validieren, ob dies den Signalpegel beeinflusst und sich auf die Bestimmung der Ladungsmenge der TE auswirkt. Hier ergibt sich ein möglicher Vorteil für die Hilbert-Fraktal-Struktur, da die Strahlcharakteristik dieser Struktur annähernd einer Rundstrahlcharakteristik entspricht.

Grundsätzlich sind hinsichtlich Stehwellenverhältnis und Strahlcharakteristik alle Strukturen geeignet und werden im Weiteren durch Teilentladungsmessungen qualifiziert. Die Hilbert-Fraktal-Struktur ist basierend auf den bisherigen Ergebnissen aufgrund des Stehwellenverhältnisses und der Rundstrahlcharakteristik auch hinsichtlich eines Kalibrierverfahrens besonders geeignet. Während hier nur eine frequenzabhängige Fernfeldverstärkung zu erwarten ist, ist bei den anderen Strukturen mit einer Signalbeeinflussung aufgrund der Impedanz $Z_{E,A}$ und der Ausrichtung zu rechnen.

6.5 Validierung der Eignung zur Teilentladungsmessung

Neben der Bestimmung der Antennenparameter werden die Strukturen unter realen Bedingungen auf die Eignung zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE getestet. Dazu wird der in Abbildung 4.1 dargestellte Messaufbau genutzt, wobei die klassisch logarithmisch periodische Antenne durch die Patch-Strukturen ersetzt wird. Die Messung erfolgt zunächst im Kleinlabor, welches in Abbildung 4.5 und 4.6 dargestellt ist. Die Patch-Strukturen werden in unterschiedlichen Abständen sowie variierender Drehung und Ausrichtung zur Messzelle positioniert. In jeder Position werden 1000 TE aufgezeichnet und wie in Abschnitt 5.1.1 triggerbasiert gemittelt. Obwohl sich stochastische Störungen durch Mitteilung des Signals $s_{z,n}$ teilweise herausmitteln, weist das Signal immer noch Rausch- bzw. Störanteile auf. Daher werden in jeder Position ebenfalls 1000 Messungen der Störumgebung z_n erfasst. In Abbildung 6.16 sind exemplarisch die über 1000 Aufnahmen triggerbasiert gemittelten Zeitsignale dargestellt. Neben dem über die Luftspulen durch elektromagnetische Induktion erfassten TE-Signal sind die mit den drei antipodalen Patch-Strukturen erfassten TE-Signale dargestellt. Dabei ist zu berücksichtigen, dass das durch die Patch-Strukturen erfasste Signal um einen Verstärkungsfaktor von 100 verstärkt ist. Ebenfalls gekennzeichnet ist die Maximalamplitude A_{\max} . Die Streuung der Störumgebung σ_z wird zwar ohne angelegte Spannung und somit ohne TE gemessen, ist jedoch im Zeitbereich $t < 0$ s zu erkennen. In diesem Zeitintervall hat noch keine neue TE stattgefunden und die vorherige ist aufgrund einer Wiederholrate im 10 μ s Bereich bereits abgeklungen.

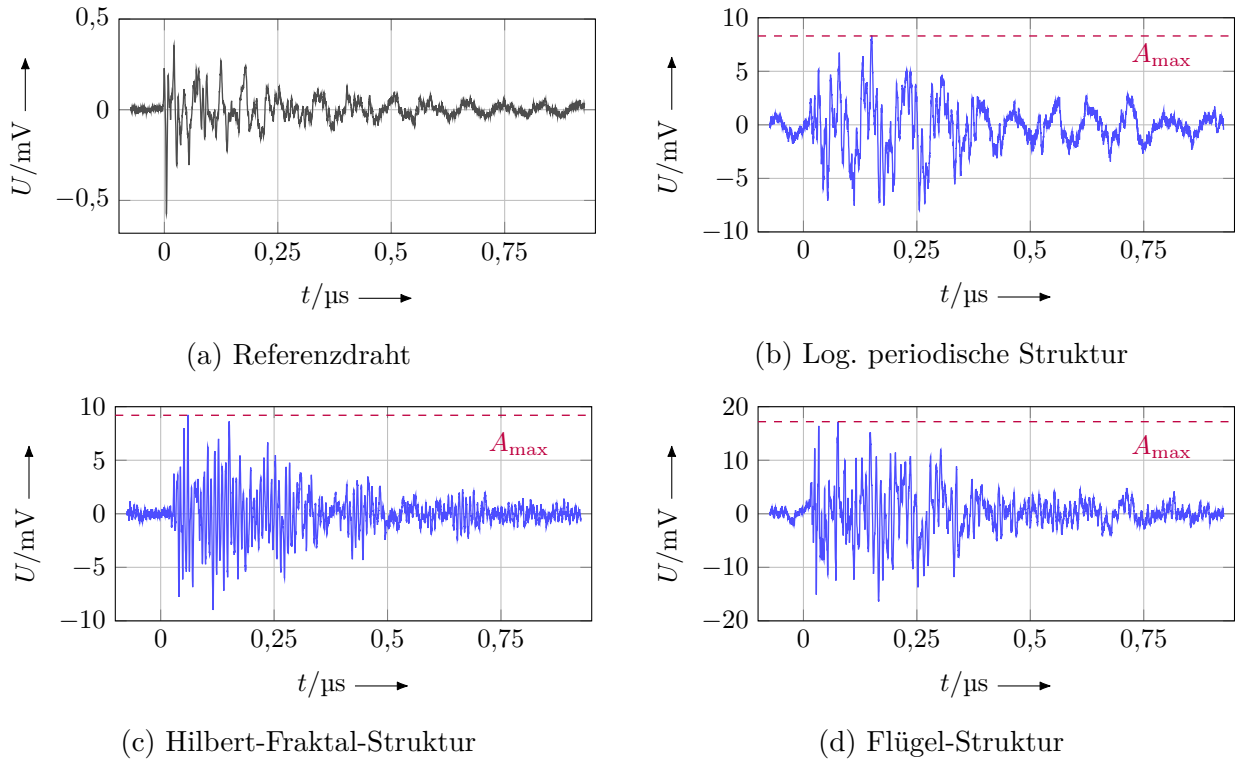


Abbildung 6.16: Zeitsignale des (a) Referenzdrahts, der (b) logarithmisch periodischen Patch-Struktur, (c) Hilbert-Fraktal-Struktur und (d) Flügel-Struktur gemittelt über 1000 erfasste TE - Struktur in 3,0 m Entfernung mit z-Achse im Lot zur TE-Quelle (vgl. Abbildung 6.18)

In Abbildung 6.17 sind die auf den Maximalwert normierten kumulierten Integrale des Frequenzspektrums der Zeitsignale aus Abbildung 6.16 dargestellt. Grundsätzlich liegen die erfassten Signale in einem ähnlichen Frequenzbereich. Ausgehend von dem mit der Luftspule erfassten Referenzimpuls ergeben sich für die einzelnen Strukturen Abweichungen im Leistungsdichtespektrum. Für den Referenzimpuls ergibt sich eine Frequenz von 122 MHz, bei der 50% des kumulierten und normierten Leistungsdichtespektrums erreicht sind. Für die logarithmisch periodische Struktur bei 100 MHz, für die Hilbert-Fraktal-Struktur bei 150 MHz und für die Flügel-Struktur bei 130 MHz. Aus dem Leistungsdichtespektrum lässt sich die Eignung zur Erfassung von TE mit den entwickelten Strukturen zwar ableiten, jedoch nicht eindeutig bewerten, da die Sensitivität gegenüber der Störumgebung nicht ersichtlich ist.

Zur Bewertung der Patch-Strukturen sind zunächst Signalkenngrößen festzulegen. Es werden vier Signalgrößen genutzt, da es sich bei TE um transiente Signale handelt:

- der SNR,
- der SNRA,
- die Maximalamplitude A_{\max} ,
- die Streuung der Störumgebung σ_z .

Bei Berechnung des SNR gemäß Gleichung (5.8) wird das Schar- und Zeitmittel $\mu_{s,t}$ des Nutzsignals auf die Streuung der Störumgebung σ_z bezogen. Durch Berechnung des SNRA gemäß

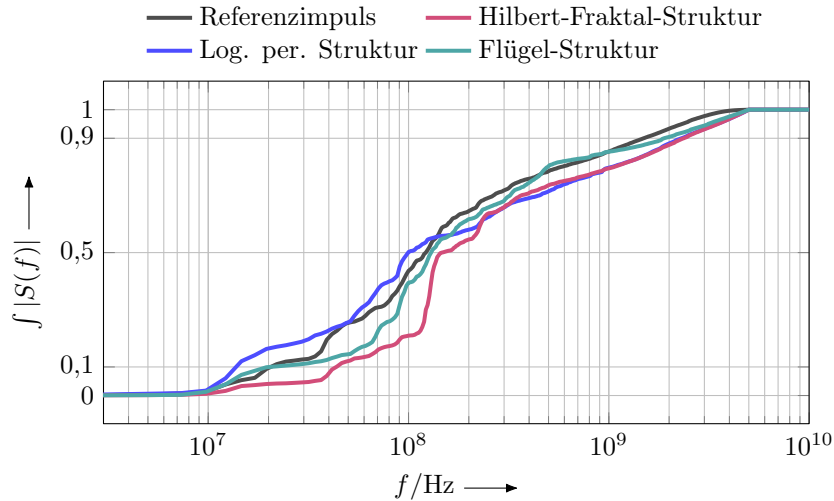


Abbildung 6.17: Kumuliertes normiertes Frequenzspektrum der mit den Patch-Strukturen erfassten TE-Signale

Gleichung (5.43) wird die maximale Signalintensität in Form der Maximalamplitude A_{\max} berücksichtigt. Hier nimmt allerdings die in der entsprechenden Position der Struktur einkoppelnde Störumgebung Einfluss auf das Ergebnis, sodass die Maximalamplitude A_{\max} des triggerbasiert gemittelten TE-Impulses und die Standardabweichung σ_z der Störumgebung ebenfalls als Größen betrachtet werden. Außerdem wird das Intervall betrachtet, in dem die jeweilige Signalgröße über die gesamte Messreihe liegt. Der Intervallbreitenfaktor F zwischen maximalem und minimalem Wert des Intervalls beschreibt, um welchen Faktor die ausgewertete Größe abhängig von Abstand, Drehung um die Raumachse oder multiparametrischer Variation der Ausrichtung schwankt.

Der SNR berechnet sich unter Anpassung von Gleichung (5.8) im Rahmen der Sensorbewertung zu

$$\text{SNR} = 10 \cdot \log \frac{\mathbb{E} \left\{ |\mu_{s,t}|^2 \right\}}{\mathbb{E} \left\{ \left| \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N z_n \right|^2 \right\}} = 10 \cdot \log \left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |s_{z,n} - z_n|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |z_n|^2} \right). \quad (6.22)$$

Da das Nutzsinal nicht störungsfrei, sondern aufgrund der triggerbasierten Mittelung störungsreduziert vorliegt, wird vom gemittelten TE-Signal $s_{z,n}$ die im Signal verbleibende Störumgebung abgezogen. Die Störumgebung ist in Abbildung 6.16 für $t < 0$ zu sehen. Der SNRA wird ohne Anpassungen gemäß Gleichung (5.43) berechnet. Sowohl zur Auswertung der Maximalamplitude A_{\max} als auch zur Berechnung des SNRA wird der Betrag des Signals $s_{z,n}$ gebildet und die Maximalamplitude A_{\max} bestimmt.

6.5.1 Abstandsvariation

Gemäß Gleichung (3.11) wird für Nahfelduntersuchungen eine Abnahme des Signals mit $1/d^3$ und für Fernfelduntersuchungen gemäß Gleichung (3.16) eine Abnahme mit $1/d$ erwartet. In Abbildung 6.17 ist zu sehen, dass je nach Struktur bis zu 50 % der Signalanteile unter 100 MHz

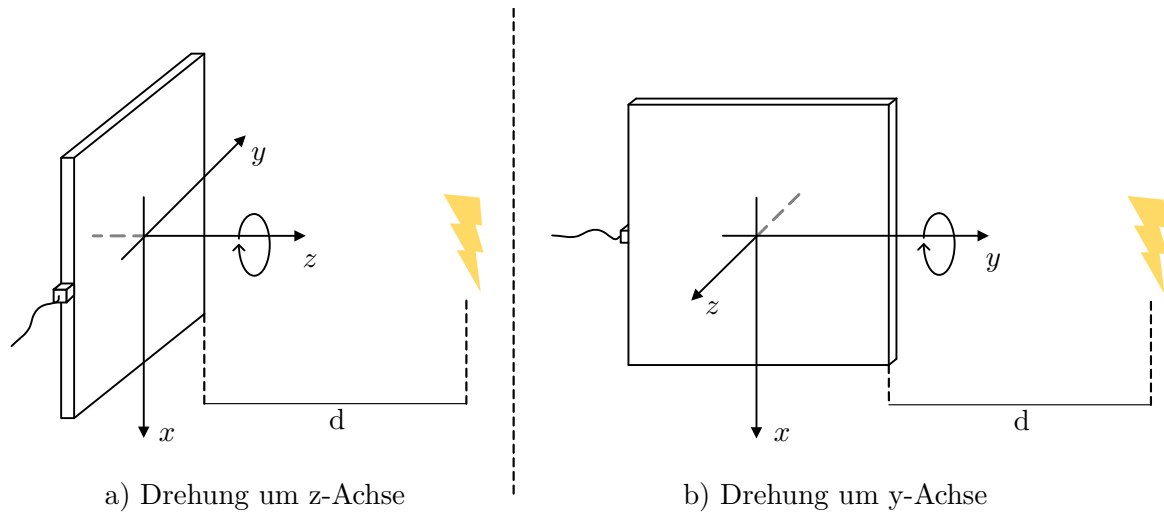


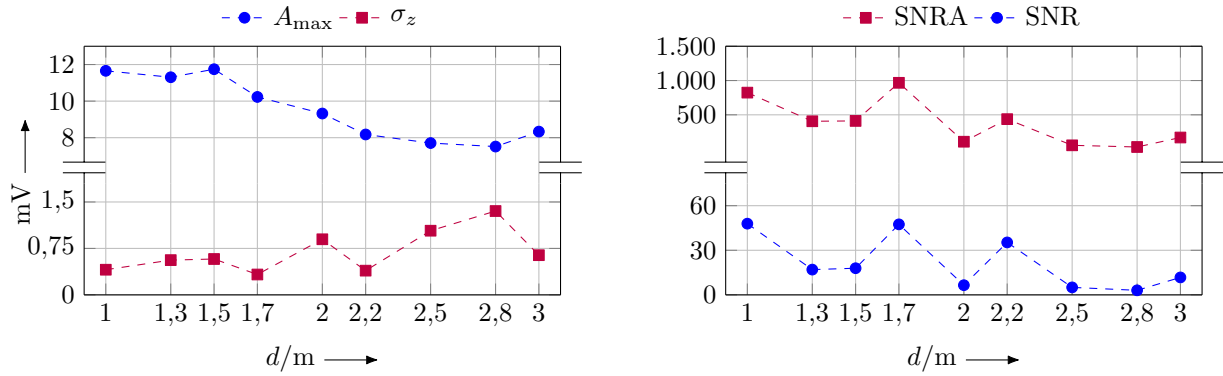
Abbildung 6.18: Schematische Darstellung der Drehung um die (a) z-Raumachse und (b) y-Raumachse; Darstellung in Grundstellung für 0°

liegen. Gemäß Tabelle 3.1 ist für 100 MHz bei einem Abstand von $d > 2,4$ m unter Annahme eines Übergangsfeldes das Fernfeld erreicht. Wird entsprechend der Ergebnisse in Abbildung 5.4a von einem Frequenzbereich von 15 MHz bis 25 MHz ausgegangen, in dem wesentliche Anteile des TE-Signals liegen, ist das Fernfeld ab einem Abstand $d > 11,94$ m erreicht. Im Kleinlabor wird aufgrund der Raumgröße vom Nahfeldbereich ausgegangen.

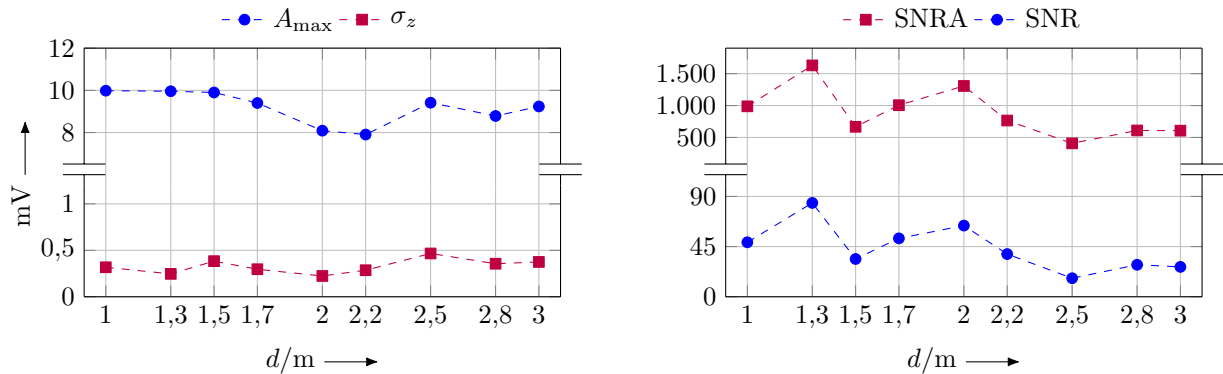
In Abbildung 6.18 sind die Grundstellungen der Strukturen für die Messung mit z-Achse im Lot und für die Messung mit y-Achse im Lot dargestellt. Diese werden im Folgenden auch als Grundstellung z-Achse und Grundstellung y-Achse bezeichnet. Für die logarithmisch periodische Patch-Struktur sowie die Hilbert-Fraktal-Struktur ergibt sich aus der Strahlcharakteristik die Seite des Koaxialanschlusses als Vorzugsseite. Abweichend von den Ergebnissen der Strahlcharakteristiken werden die Strukturen mit y-Achse in Grundstellung so ausgerichtet, dass der Koaxialanschluss von der TE-Quelle abgewandt orientiert ist. Die Messungen erfolgen in unregelmäßigen Abständen d , damit die Messung nicht in den Maxima oder Minima von Moden insbesondere größerer Wellenlängen erfolgt. Außerdem werden die Patch-Strukturen in ca. 1,20 m Höhe ausgehend vom Mittelpunkt der Strukturen positioniert. Dies entspricht der Höhe des Kunststoffringes der Messzelle.

In Abbildung 6.19 und 6.20 sind die Ergebnisse der Abstandsvariation in Grundstellung mit z-Achse im Lot bzw. mit y-Achse im Lot dargestellt. Ergänzend sind in Tabelle B.3 die Ergebnisse unter Berücksichtigung der nach IEC 60270 messtechnisch ermittelten Ladungsmenge Q_{IEC} aufgeführt. Die Ergebnisse sind mit gestrichelten Linien verbunden. Dies stellt keinen interpolierten Verlauf dar, sondern dient der visuellen Unterstützung hinsichtlich der Vergleichbarkeit zwischen den Messdaten verschiedener Strukturen bzw. verschiedener Signalkenngrößen. Die Begriffe von Maxima und Minima beschreiben die vorliegenden Messdaten, nicht aber den vollständigen Verlauf, da dieser zwischen den Messdatenpunkten unbekannt ist.

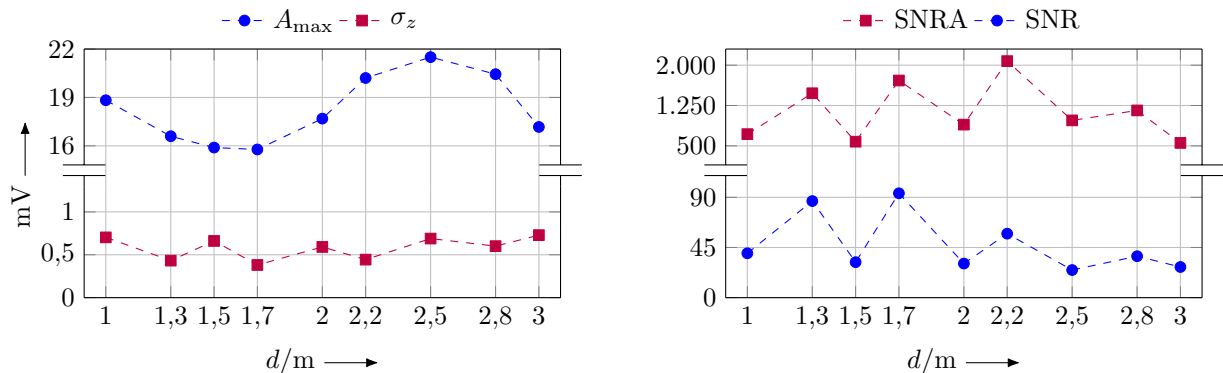
Für die Abstandsvariation der *logarithmisch periodischen Struktur in Grundstellung mit z-Achse im Lot* zur TE-Quelle ergibt sich eine Abnahme der Maximalamplitude A_{\max} ab einem Abstand von $d = 1,5$ m. Bei $d = 3,0$ m nimmt diese wieder zu. Eine Abnahme gemäß $1/d^3$ ist



(a) Logarithmisch periodische Patch-Struktur



(b) Hilbert-Fraktal-Struktur

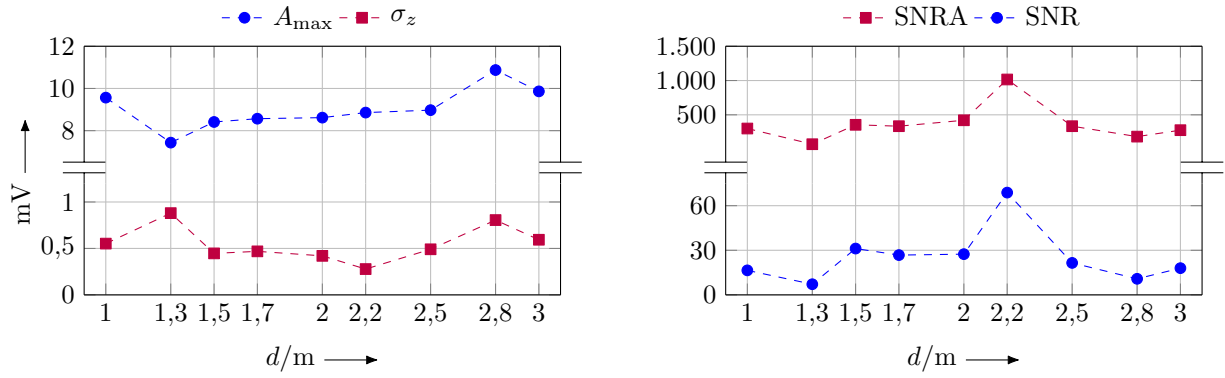


(c) Flügel-Struktur

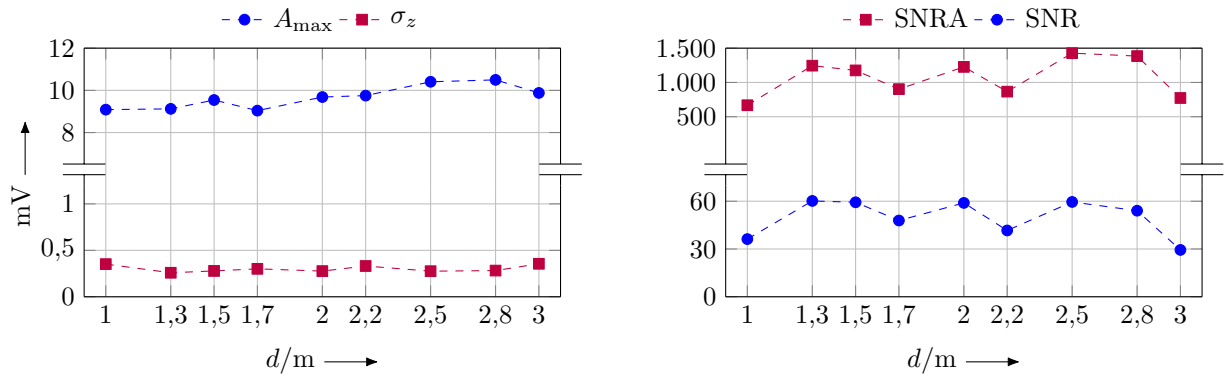
Abbildung 6.19: Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei variierendem Abstand und z -Achse im Lot in Grundstellung

nicht gegeben. Die Maximalamplitude A_{\max} liegt in einem Intervall von $[7,5, 11,7]$ mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,6. Die Streuung der Störumgebung σ_z liegt für diese Struktur im Intervall von $[0,32, 1,35]$ mit einem Intervallbreitenfaktor F von 4,2. Die Maximalamplitude A_{\max} nimmt bei Abständen tendenziell ab, in denen sich eine erhöhte Streuung σ_z ergibt. Der SNR liegt im Intervall von $[3, 50]$, der SNRA im Intervall von $[30, 970]$. Beide Kenngrößen verhalten sich identisch auf unterschiedlichen Niveaus, und weisen in unregelmäßigen Abständen d Maxima und Minima auf. Es ist eine abnehmende Tendenz mit dem Abstand d erkennbar.

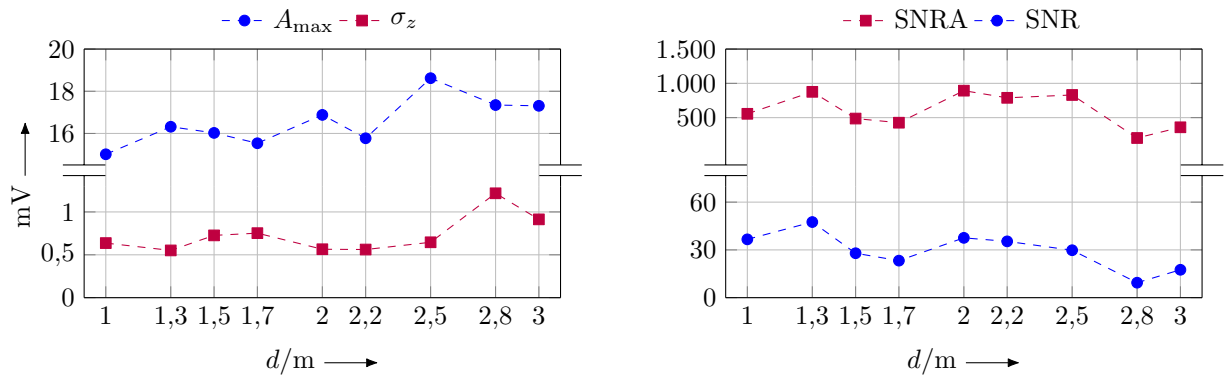
Aus der Abstandvariation der *logarithmisch periodischen Struktur in Grundstellung mit y*



(a) Logarithmisch periodische Patch-Struktur



(b) Hilbert-Fraktal-Struktur



(c) Flügel-Struktur

Abbildung 6.20: Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei variierendem Abstand und y -Achse im Lot in Grundstellung

Achse im Lot zur TE-Quelle ergibt sich eine Maximalamplitude A_{\max} die im Intervall $[7,4, 10,9]$ mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,5 variiert. Eine Tendenz mit dem Abstand d ist nicht gegeben. Die Streuung der Störumgebung σ_z liegt im Intervall $[0,28, 0,88]$ mit einem Intervallbreitenfaktor F von 3,1 und variiert unabhängig von Abstand d und Maximalamplitude A_{\max} . Der SNR variiert im Intervall $[7, 69]$ und der SNRA im Intervall $[70, 1020]$.

Die Maximalamplitude A_{\max} der *Hilbert-Fraktal-Struktur in Grundstellung mit z -Achse im Lot* variiert mit dem Abstand d im Intervall $[7,9, 10,0]$ mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,3 und nimmt ebenfalls nicht mit dem Abstand d ab. Die Streuung der Störumgebung σ_z liegt

im Intervall von $[0,22, 0,47]$ mit einem Intervallbreitenfaktor F von 2,1 und variiert unabhängig von der Maximalamplitude A_{\max} . Der SNR variiert im Intervall von $[16, 85]$ und der SNRA im Intervall $[400, 1630]$. Beide verhalten sich identisch auf unterschiedlichen Niveaus und zeigen eine abnehmende Tendenz, obwohl Minima und Maxima in unregelmäßigen Abständen auftreten.

Für die Abstandsvariation der *Hilbert-Fraktal-Struktur in Grundstellung mit y-Achse* ergibt sich eine über den Intervall $[9,0, 10,5]$ mit dem Abstand nur leicht variierende Maximalamplitude A_{\max} um einen Intervallbreitenfaktor F von 1,2. Die Streuung der Störumgebung σ_z liegt im Intervall $[0,25, 0,36]$ mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,4. Der SNR liegt im Intervall $[29, 61]$ und der SNRA im Intervall $[660, 1430]$. Eine abstandsabhängige Tendenz ist nicht gegeben.

Aus der Abstandvariation der *Flügel-Struktur in Grundstellung mit z-Achse im Lot* ergibt sich ein wellenförmiger Verlauf der Maximalamplitude A_{\max} der Flügel-Struktur. Dieser verläuft im Intervall $[15,7, 21,5]$ mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,4. An dieser Stelle wird auf Ergebnisse im weiteren Verlauf der Arbeit verwiesen, die diesen wellenförmigen Verlauf nicht bestätigen. Die Streuung der Störumgebung σ_z variiert im Intervall $[0,38, 0,73]$ und unabhängig von der Maximalamplitude A_{\max} um einen Intervallbreitenfaktor F von 1,9. Der SNR der Flügel-Struktur liegt im Intervall $[24, 94]$ und zeigt trotz Maxima und Minima eine abfallende Tendenz. Der SNRA variiert im Intervall $[550, 2080]$.

Die Maximalamplitude A_{\max} der *Flügel-Struktur in Grundstellung mit y-Achse* variiert im Intervall $[15,0, 18,7]$ mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,2 und weist mit dem Abstand d eine leicht zunehmende Tendenz auf. Die Streuung der Störumgebung σ_z liegt im Intervall $[0,55, 1,22]$ mit einem Intervallbreitenfaktor F von 2,2 und zeigt ebenfalls eine mit dem Abstand d zunehmende Tendenz. Der SNR variiert im Intervall $[9, 48]$ und der SNRA im Intervall $[200, 900]$. Beide zeigen trotz Schwankungen eine mit dem Abstand d abnehmende Tendenz.

Alle entworfenen Strukturen eignen sich zur Erfassung von TE bezogen auf eine Erfassung mit der z-Achse und der y-Achse im Lot zur Signalquelle. Der Signalpegel der Flügel-Struktur ist dabei ca. doppelt so hoch wie der Signalpegel der anderen Strukturen. Es ist keine Abnahme der Maximalamplitude A_{\max} oder des SNR bzw. SNRA mit gemäß $1/d^3$, wie im Nahfeld zu erwarten, gegeben. Auch eine Abnahme mit $1/d^2$ und $1/d$ ist nicht gegeben.

Die Streuung der Störumgebung σ_z unterliegt stochastischen Einflüssen wie beispielsweise dem Auftreten der Störer zum Aufnahmezeitpunkt. Die Ergebnisse entsprechen bei allen Strukturen einer gewissen erwartbaren Streuung, wenngleich die Hilbert-Fraktal-Struktur ein vergleichsweise geringes Intervall aufweist und damit weniger Empfindlichkeit gegenüber der Störumgebung zeigt.

Insbesondere hinsichtlich der Ergebnisse der Maximalamplitude A_{\max} und des SNR bzw. SNRA sind Reflexionen an den Käfigwänden des Kleinlabors zu berücksichtigen. Mit dem Abstand der Struktur zur Messzelle ändert sich auch der Abstand zu den kurzen Seiten des in Abbildung 4.5 dargestellten Hochspannungskäfigs. Da es sich um ein breitbandiges Signal handelt, ändern sich dadurch aufgrund geänderter Abstände zu den Käfigwänden Reflexionen und Signallaufzeiten. Hinsichtlich der Maximalamplitude A_{\max} ist zu berücksichtigen, dass diese trotz einer Abtastrate von 10 GHz nicht ohne Quantisierungsfehler ermittelt wird. Da es sich um ein transientes Signal handelt, ist trotz Annahme konstanter Maximalamplituden mit Schwankun-

gen der Maximalamplitude aufgrund der Messdatenaufnahme und Speicherung zu rechnen.

Die Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ stellt keine Größe des Nahfelds dar, wird jedoch nachfolgend genutzt, um die Strahlcharakteristik und die Ergebnisse der beschriebenen Messreihe in einen möglichen Bezug zu setzen und gegeneinander abzuschätzen. Ausgehend von den Ergebnissen der Strahlcharakteristiken ist für die logarithmisch periodische Patch-Struktur in Grundstellung mit z-Achse im Lot ein höherer Signalpegel als bei Grundstellung mit y-Achse im Lot bei gleichbleibender Ladungsmenge Q_{IEC} zu erwarten. Die Ladungsmenge Q_{IEC} ist in Tabelle B.3 ebenfalls dargestellt und schwankt über die Messreihe nur gering. Insbesondere die Ergebnisse für die Maximalamplitude A_{max} sind in Bezug zur Strahlcharakteristik zu setzen, da die Impulsform des erzeugten TE-Signals nur geringen Schwankungen unterliegt [Vog15]. Aus der Abstandsvariation in Grundstellung ergibt sich jedoch kein geringerer Signalpegel bei der Messreihe mit y-Achse im Lot gegenüber der Messreihe mit z-Achse im Lot. Auch die jeweils erfasste Störumgebung in Form von Störsignalen aber auch Reflexionen, die durch die Streuung der Störumgebung σ_z quantitativ abgebildet werden, unterschieden sich in beiden Grundstellungen nicht signifikant. Für die Hilbert-Fraktal-Struktur ergeben sich in beiden Grundstellungen bezüglich Maximalamplitude A_{max} und Streuung der Störumgebung σ_z wie erwartet keine signifikanten Unterschiede. Gegenüber der logarithmisch periodischen Patch-Struktur ergibt sich auch keine wesentlich geringere Maximalamplitude A_{max} , obwohl die Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ der Hilbert-Fraktal-Struktur wesentlich geringer ist als jene der logarithmisch periodischen Patch-Struktur. Aufgrund der Ergebnisse der Strahlcharakteristik der Flügel-Struktur, ist in Grundstellung mit y-Achse im Lot eine höherer Maximalamplitude A_{max} als bei Grundstellung mit z-Achse im Lot bei gleichbleibender Ladungsmenge Q_{IEC} zu erwarten. Die Signalpegel der Messreihe mit y-Achse im Lot liegen zwar in einem kleineren Intervall, signifikante Unterschiede der Maximalamplitude A_{max} sind jedoch gegenüber der Messreihe mit z-Achse im Lot nicht zu erkennen. Gegenüber der logarithmisch periodischen Patch-Struktur ist aufgrund der höheren Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ eine höherer Maximalamplitude A_{max} zu erwarten, was durch beide Messreihen bestätigt wird.

Die Ergebnisse der Strahlcharakteristik und der Messreihen mit variierenden Abständen stützen sich nicht konsistent. Neben den bereits angesprochenen Aspekten der Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ als Fernfeldgröße ergeben sich aus der Messumgebung weitere Aspekte. Aufgrund des Käfigs kommt es zu Reflexionen, die auch durch die nicht im Lot zur TE-Quelle stehende Seite der Strukturen erfasst werden und sich entsprechend im Signal mit einer geringen Signallaufzeit für 3,0 m von 10 ns überlagern. Außerdem erfolgt eine Störeinkopplung gemäß der in Abschnitt 3.3.1 vorgestellten Mechanismen. Insbesondere kapazitive Einkopplungen in die Strukturen aufgrund leitender metallischer Stäbe in Nähe der Strukturen beeinflussen die Ergebnisse. Der Hochspannungskäfig selbst oder Bauteile wie Kondensatoren der im Labor befindlichen Stoßstromanlage stellen Dipole dar, in welche Signale großer Wellenlängen einkoppeln. In direkter Nähe dieser Dipole koppeln entsprechende Störgrößen kapazitiv in die Struktur ein. Des Weiteren ist die Ausbildung von Raummoden zu berücksichtigen. TE-Signale sind breitbandige Impulse die sich in alle Raumrichtungen ausbilden. Gemäß Gleichung 3.30 ergeben sich bei einer Breite $l_x = 3$ m, einer Länge $l_y = 6$ m und einer Höhe $l_z = 3$ m des Käfigs im Kleinlabor die niedrigsten Resonanzfrequenzen bei 55,9 MHz und 70,7 MHz. Diese Frequenzen

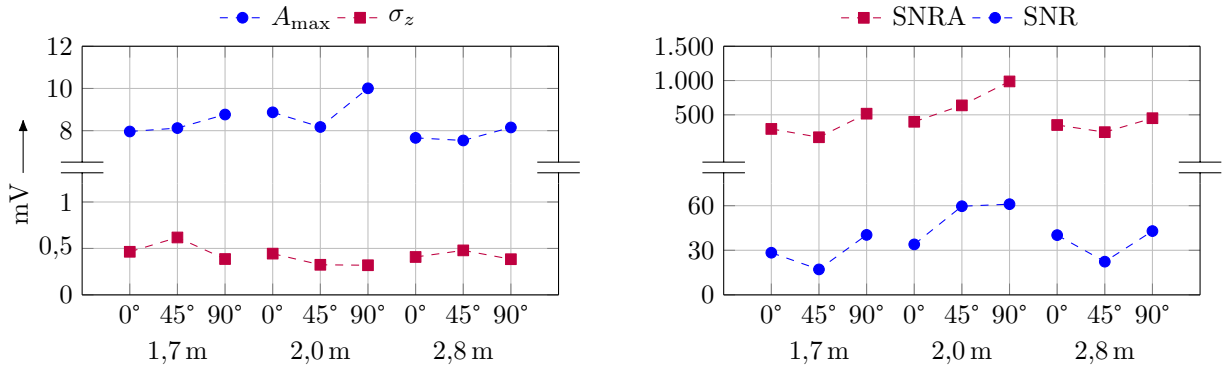
liegen bereits im Frequenzbereich der TE-Signale, womit diese aufgrund ihrer Breitbandigkeit Moden in allen drei Raumdimensionen anregen. Die Raummoden weisen abhängig von der Frequenz ortsfeste Minima und Maxima sowie Knoten auf, die sich in Summe zu einem im Raum stehenden mittleren Störpegelband überlagern und in die Patch-Strukturen einkoppeln. Die nicht gegebene Abstandsabhängigkeit gemäß $1/d^3$ begründet durch Überlagerung von Reflexionen, kapazitive Einkopplungen und Raummoden motiviert Untersuchungen in Umgebungen mit größeren Dimensionen.

6.5.2 Drehung um Raumachsen

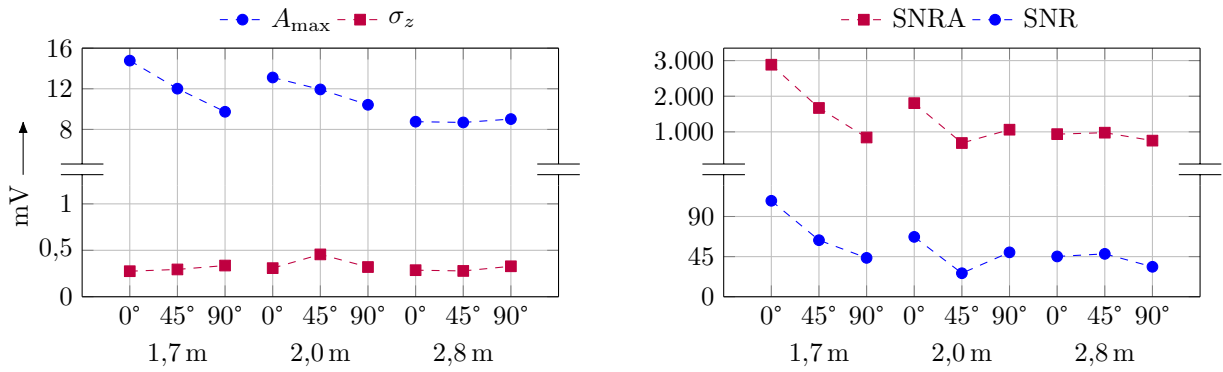
Die in der Messzelle erzeugten TE werden in Abschnitt 3.2.1 als kurzer Linearstrahler abgebildet. Daraus ergibt sich für diese Anordnung eine vertikale Polarisationsrichtung der emittierten elektromagnetischen Welle, da sich gemäß Gleichung (3.11) eine meridionale Komponente \underline{E}_θ der elektrischen Feldstärke ausbildet. Alle entwickelten Patch-Strukturen sind linear polarisiert ausgelegt, woraus sich je nach Drehung zur meridionalen elektrischen Feldkomponente \underline{E}_θ eine zu erwartende Abschwächung des erfassten Signals ergibt.

In Abbildung 6.21 und Abbildung 6.22 sind die Ergebnisse der Drehung um die z-Achse und y-Achse ausgehend von den jeweiligen Grundstellungen dargestellt. Ergänzend sind in Tabelle B.4 die Ergebnisse unter Berücksichtigung der nach IEC 60270 messtechnisch ermittelten Ladungsmenge Q_{IEC} aufgeführt. Die Drehung der Strukturen erfolgt im Abstand von 1,7 m, 2,0 m und 2,8 m ausgehend von den Grundstellungen in Abbildung 6.18 zum einen um die z-Achse und zum anderen um die y-Achse. Die Ergebnisse sind mit gestrichelten Linien verbunden, um einen Vergleich zwischen den Strukturen und Abständen zu erleichtern. Die gestrichelten Linien unterstellen keinen Verlauf zwischen den gewählten Raumwinkeln. Ein Winkel von 0° entspricht den in Abbildung 6.18 dargestellten Grundstellungen und entspricht der vertikalen Ausrichtung der Dipole der logarithmisch periodischen Struktur und des Hauptschlitzes der Flügel-Struktur. Entsprechend ergibt sich für den Drehwinkel von 90° eine horizontale Orientierung. Die Elemente der Hilbert-Fraktal-Struktur sind gleichmäßig vertikal und horizontal angeordnet. Die Messung in Grundstellung wird nicht aus der Messreihe zur Abstandsvariation übernommen, sondern im Rahmen der Messreihe zur Drehung um die Raumachsen neu aufgenommen, da davon ausgegangen wird, dass die Störumgebung dynamisch ist.

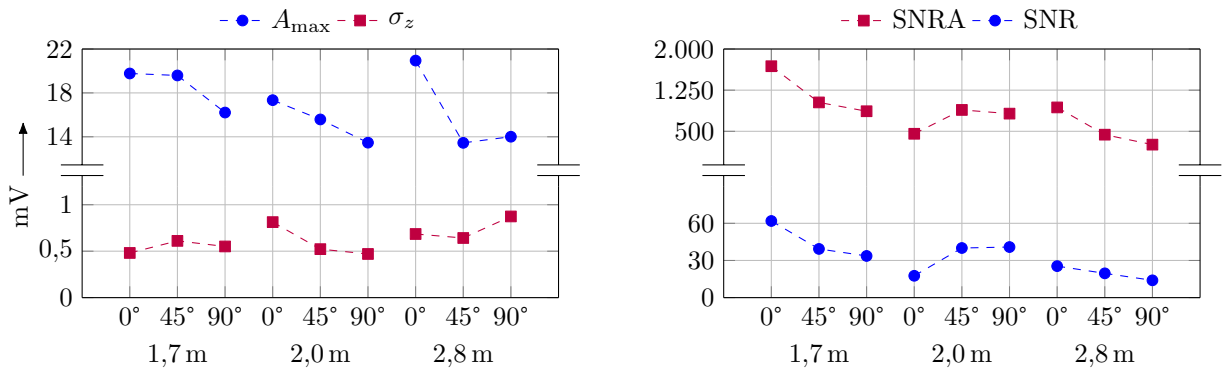
Die Drehung der *logarithmisch periodischen Struktur um die z-Achse* ergibt bezogen auf die Maximalamplitude A_{max} und SNR bzw. SNRA eine Vorzugspolarisation für 90° , also eine horizontale Ausrichtung. Über alle Messpunkte betrachtet ergibt sich ein Wertebereich der Maximalamplitude A_{max} mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,3. Bei Betrachtung der Streuung der Störumgebung σ_z wird deutlich, dass bei einer Drehung von 90° außerdem ein geringerer Störsignalpegel in die Struktur einkoppelt. Der Wertebereich der Streuung der Störumgebung σ_z variiert über alle Messpunkte in einem Wertebereich mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,9. Aus der Drehung der *logarithmisch periodischen Struktur um die y-Achse* ergibt sich keine Vorzugspolarisation. Bei Auswertung des SNR und SNRA ergibt sich ebenfalls keine Vorzugspolarisation. Die Maximalamplitude A_{max} schwankt über alle Messpunkte betrachtet in einem Wertebereich mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,2. Für die Streuung der Störumgebung σ_z ergibt sich eine Schwankung in einem Wertebereich mit einem Intervallbreitenfaktor F von



(a) Logarithmisch periodische Patch-Struktur



(b) Hilbert-Fraktal-Struktur

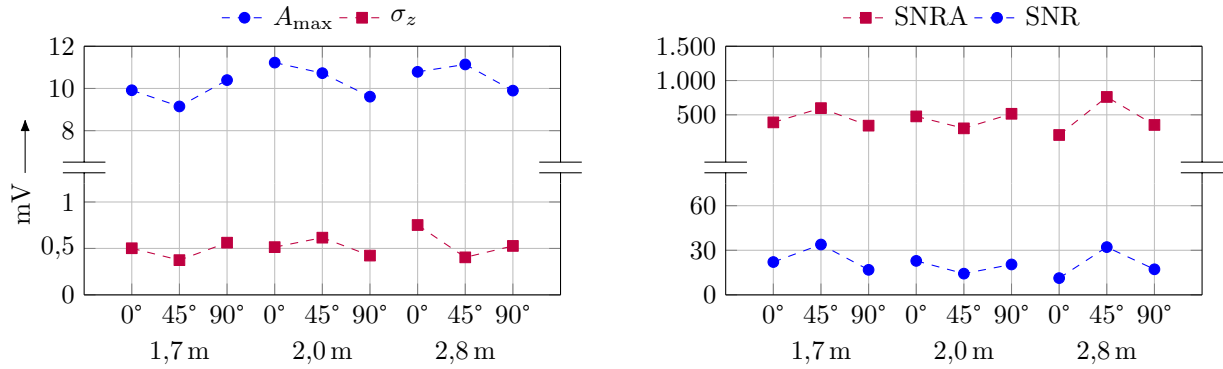


(c) Flügel-Struktur

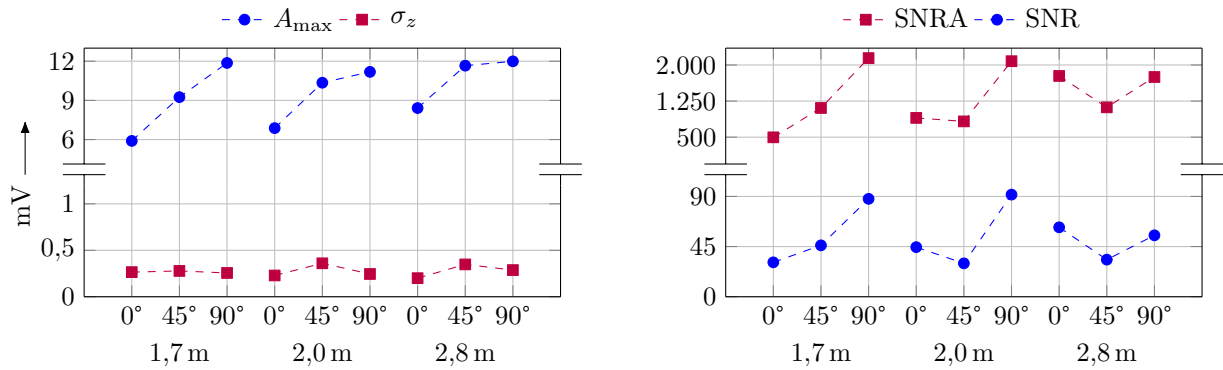
Abbildung 6.21: Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei Drehung um die z -Raumachse und variierenden Abständen

2,0.

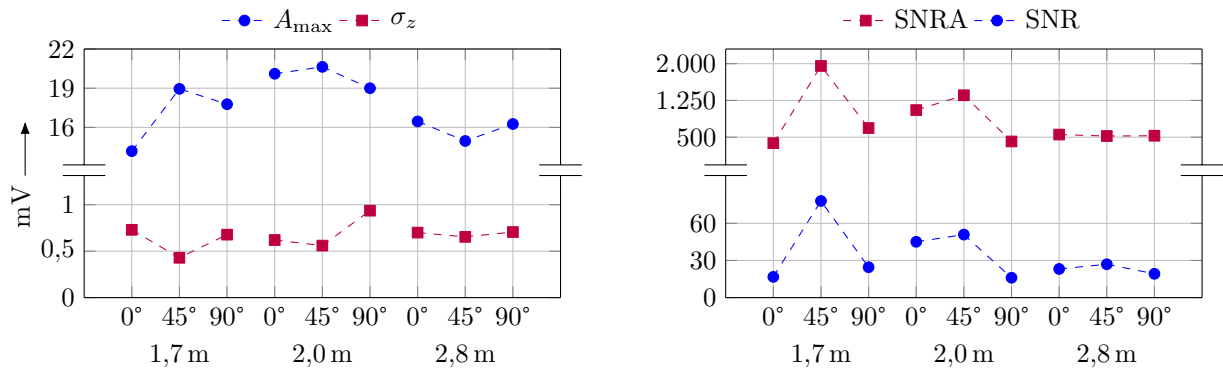
Bei Drehung der *Hilbert-Fraktal-Struktur* um die z -Achse ergibt sich eine Vorzugspolarisation für 0° bei Betrachtung der Maximalamplitude A_{\max} und SNR bzw. SNRA. Über alle Messpunkte betrachtet ergibt sich ein Wertebereich der Maximalamplitude A_{\max} mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,7. Die Streuung der Störumgebung σ_z variiert ebenfalls um einen Intervallbreitenfaktor F von 1,7. Bei Drehung um die y -Achse ergibt sich eine Vorzugspolarisation für 90° hinsichtlich der Maximalamplitude A_{\max} . Die Auswertung von SNR und SNRA führt bis auf die Drehung in 2,8 m Entfernung zur TE-Quelle zu demselben Ergebnis. Hier



(a) Logarithmisch periodische Patch-Struktur



(b) Hilbert-Fraktal-Struktur



(c) Flügel-Struktur

Abbildung 6.22: Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei Drehung um die y -Raumachse und variierenden Abständen

koppelt bei 90° die Störumgebung stärker ein. Dies wird im Rahmen von Schwankungen der Einflussgrößen und Unregelmäßigkeiten verschiedener Störquellen als Ausreißer betrachtet. Die Maximalamplitude A_{\max} schwankt in einem Wertebereich mit einem Intervallbreitenfaktor F von 2,0. Die Streuung der Störumgebung σ_z variiert in einem Wertebereich mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,8 zwischen maximalem und minimalem Wert des Intervalls. Auch hier ergibt sich wie bei der Abstandsvariation für die Hilbert-Fraktal-Struktur verglichen mit den anderen Strukturen sowohl bei Drehung um die z -Achse als auch um die y -Achse die geringste Streuung der Störumgebung σ_z .

Für die *Flügel-Struktur* zeigt sich bezogen auf die Maximalamplitude A_{\max} bei *Drehung um die z-Achse* eine Vorzugspolarisation für 0° . Die Auswertung von SNR und SNRA ergeben bis auf die Drehung in 2,0m Entfernung zur TE-Quelle dieselbe Vorzugspolarisation. Auch hier koppelt die Störumgebung in diesem Messpunkt stärker ein, was zu einem niedrigeren SNR bzw. SNRA führt. Die Maximalamplitude A_{\max} schwankt in einem Wertebereich mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,6. Die Streuung der Störumgebung σ_z schwankt in einem Intervall mit Intervallbreitenfaktor F von 1,9. Aus der Drehung der *Flügel-Struktur um die y-Achse* ergibt sich keine Vorzugspolarisation. Die Maximalamplitude A_{\max} schwankt in einem Wertebereich mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,5 und die Streuung der Störumgebung σ_z um einen Intervallbreitenfaktor F von 2,2.

Da die Maximalamplitude A_{\max} die nach triggerbasierter Mittelung im Signal verbleibenden Störanteile nicht betrachtet, ergeben sich teilweise Abweichungen in der aus Maximalamplitude bzw. SNR ableitbaren Vorzugspolarisation wie für den Fall der Drehung der Hilbert-Fraktal-Struktur um die y-Achse in 2,8m und der Flügel-Struktur um die z-Achse in 2,0m Abstand zur TE-Signalquelle. Hier wird die Maximalamplitude A_{\max} als aussagekräftiger angenommen, da die Vorzugspolarisation der Strukturen gegenüber dem Nutzsignal und nicht gegenüber der Störumgebung relevant ist. Der SNR ist trotzdem relevant, da eine verstärkte Erfassung der Störumgebung hierdurch abgebildet wird.

Ziel im Sinne eine ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE ist, dass die Strukturen keine Vorzugspolarisation aufweisen. Die logarithmisch periodische Patch-Struktur weist eine Vorzugspolarisation mit z-Achse im Lot bei 90° und keine mit y-Achse im Lot auf. Bei Annahme einer klassischen Realisierung, also nicht als Patch Struktur, ist sowohl mit z-Achse im Lot als auch mit y-Achse im Lot eine Vorzugspolarisation von 0° zu erwarten. Bei Drehung um 90° um die z-Achse ausgehend von der Grundstellung befindet sich die Speiseleitung der Patch-Struktur in horizontaler Ausrichtung, wodurch diese als horizontaler Dipol zur Verfügung steht. Die Hilbert-Fraktal-Struktur weist bezüglich beider Achsendrehungen eine Vorzugspolarisation auf. Wird die Struktur als klassischer elektrischer Dipol betrachtet, ergibt sich bei 0° Drehung um die z-Achse aufgrund des äußeren Umlaufs insgesamt eine längere Leiterbahnstruktur in horizontaler Richtung gegenüber einer vertikalen Orientierung der elektromagnetischen Welle der TE. Die Vorzugspolarisation beider Achsendrehungen liegt entsprechend außerhalb eines Erklärungsmodells. Die Flügel-Struktur weist eine Vorzugspolarisation bei 0° mit z-Achse im Lot auf, bei y-Achse hingegen keine. Bei Betrachtung als Flügel-Struktur in klassischer Bauform ist der Schlitz bei 0° in vertikaler Orientierung, sodass eine vertikal polarisierte elektromagnetische Welle am besten einkoppelt.

6.5.3 Multiparametrische Variation

Die Abstandsvariation und Drehung um die Raumachsen repräsentieren eine kontrollierte Ausrichtung gegenüber der Signalquelle. Im Anwendungsfall ist diese unbekannt, weshalb im Folgenden eine willkürlichere Ausrichtung gegenüber der Signalquelle untersucht wird. In Abbildung B.8 sind die Ausrichtungen am Beispiel der Hilbert-Fraktal-Struktur zu sehen. Dabei entsprechen Ausrichtung z1 und Ausrichtung y1 den in Abbildung 6.18 dargestellten Grundstellungen. Von beiden Grundstellungen ausgehend wird im Sinne einer worst-case Betrachtung die

Struktur um 180° von der Signalquelle weggedreht. Hierdurch wird die angestrebte Rundstrahlcharakteristik überprüft. Für die Grundstellung mit z-Achse im Lot erfolgt diese Drehung um die y-Achse (Ausrichtung z2) und für die Grundstellung mit y-Achse im Lot um die x-Achse (Ausrichtung y2). Außerdem wird die Struktur schräg nach vorne ausgerichtet (Ausrichtung s1), was einer Drehung von 45° um die x-Achse und 45° um die y-Achse ausgehend von der Grundstellung mit z-Achse im Lot entspricht. Darüber hinaus wird die Struktur schräg nach hinten von der Signalquelle abgewendet (Ausrichtung s2), was einer Drehung von -135° um die x-Achse und einer Drehung von -45° um die y-Achse ausgehend von der Grundstellung mit z-Achse im Lot entspricht.

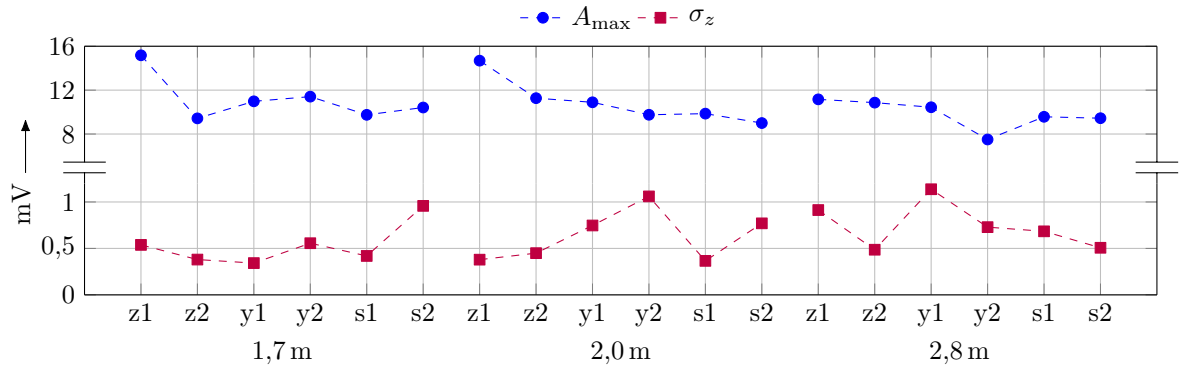
In Abbildung 6.23 und 6.24 sind die Ergebnisse dieser Messreihe dargestellt. Ergänzend sind in Tabelle B.5 die Ergebnisse unter Berücksichtigung der nach IEC 60270 messtechnisch ermittelten Ladungsmenge Q_{IEC} aufgeführt. Die Ausrichtung erfolgt in den Abständen 1,7 m, 2,0 m und 2,8 m. Die berechneten Größen der Ausrichtungen im selben Abstand sind durch eine gestrichelte Linie verbunden, um den Vergleich zwischen den Strukturen und in den verschiedenen Abständen zu erleichtern. Diese unterstellen keinen interpolierten Verlauf zwischen den Messdatenpunkten. Auch hier erfolgt die Messung in jeweiliger Grundstellung erneut, um bezüglich atmosphärischer Einflüsse und deren Auswirkungen auf die Messreihe Vergleichbarkeit herzustellen.

Für die multiparametrische Variation der Ausrichtung der *logarithmisch periodischen Patch-Struktur* zur TE-Quelle ergibt sich für die Grundstellung z1 und der entsprechen abgewandten worst-case Ausrichtung z2 kein signifikanter Unterschied in den ausgewerteten Größen hinsichtlich einer Präferenz in Richtung einer der beiden Ausrichtungen. Unter Berücksichtigung der Ergebnisse der Strahlcharakteristik ist eine kleinere Maximalamplitude A_{max} für die Ausrichtung y1 gegenüber der Ausrichtung y2 zu erwarten. Aus den ausgewerteten Größen ergibt sich dies in dieser Ausrichtung nicht. Aus den schrägen Ausrichtungen s1 und s2 ergibt sich ebenfalls keine deutlich größere Maximalamplitude A_{max} und damit keine Präferenz in Richtung einer der beiden Ausrichtungen.

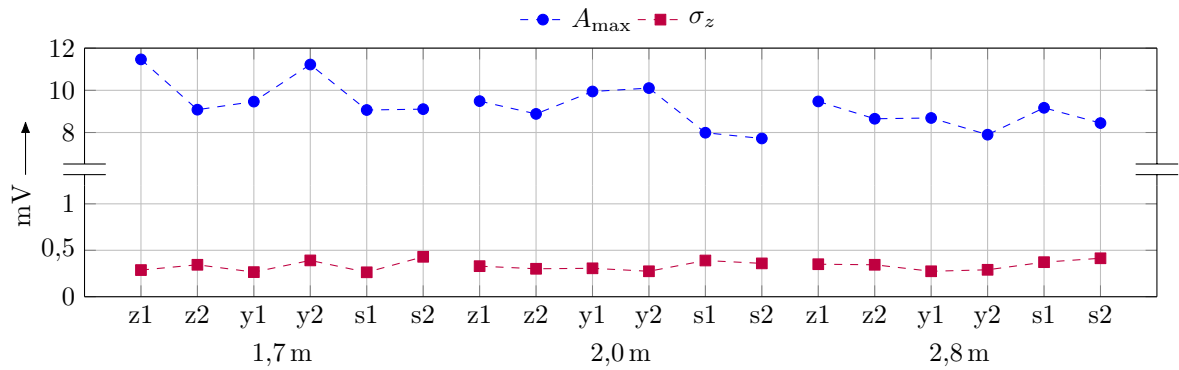
Die *Hilbert-Fraktal-Struktur* betreffend ergibt sich auch kein signifikanter Unterschied in den ausgewerteten Größen zwischen den jeweiligen Grundstellungen z1 und y1 und den entsprechenden worst-case Ausrichtungen z2 und y2 im Sinne einer Präferenz in Richtung einer der jeweiligen Ausrichtungen. Dies validiert die Ergebnisse der Strahlcharakteristik. Auch die ausgewerteten Größen der Messungen in den schrägen Ausrichtungen s1 und s2, zeigen keinen signifikanten Unterschied. Verglichen mit den anderen Strukturen fällt wie bei den bisherigen Messreihen auf, dass die Streuung der Störumgebung σ_z vergleichsweise gering ist und unter 0,5 mV liegt.

Aus den Ergebnissen der Strahlcharakteristik der *Flügel-Struktur* ist eine niedrigere Maximalamplitude A_{max} für die worst-case Ausrichtung y2 gegenüber der Ausrichtung y1 zu erwarten. Aus den Messergebnissen und den ausgewerteten Größen ergibt sich jedoch kein signifikanter Unterschied im Sinne einer Präferenz in Richtung einer der beiden Ausrichtungen. Dies betrifft auch die Grundstellung z1 und die entsprechende worst-case Ausrichtung z2 sowie die schrägen Ausrichtungen s1 und s2.

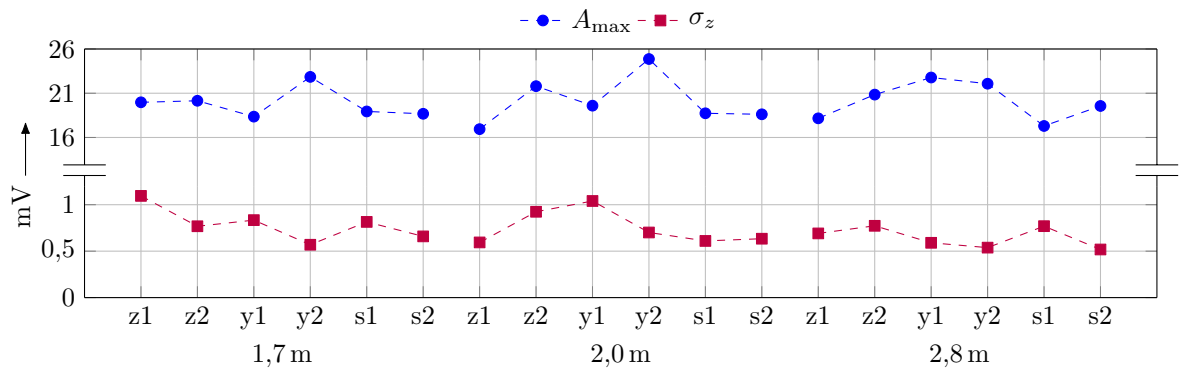
Die Messreihe zur multiparametrischen Variation der Ausrichtung zeigt deutlich die Eignung



(a) Logarithmisch periodische Patch-Struktur



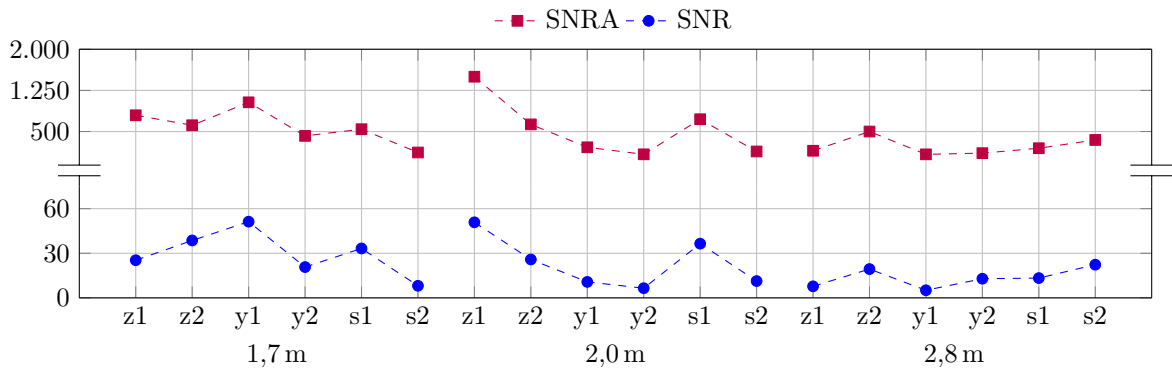
(b) Hilbert-Fraktal-Struktur



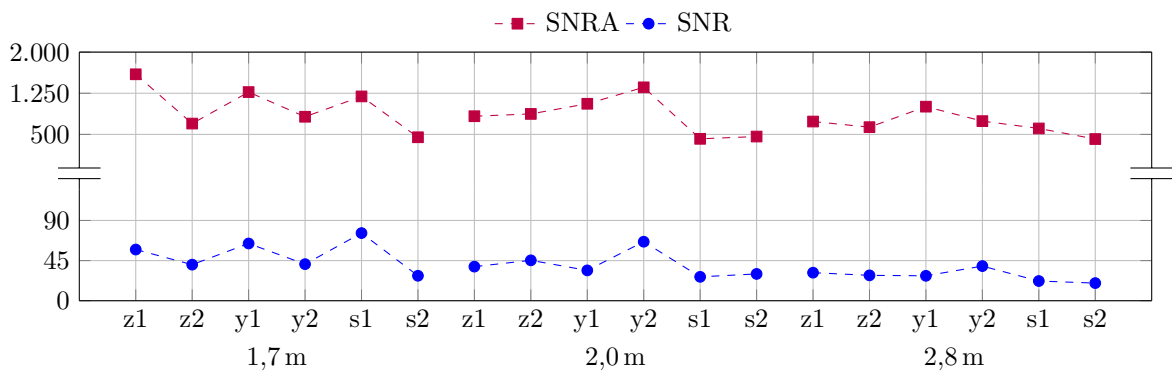
(c) Flügel-Struktur

Abbildung 6.23: Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z bei *multiparametrischer Variation der Ausrichtung* und variierenden Abständen

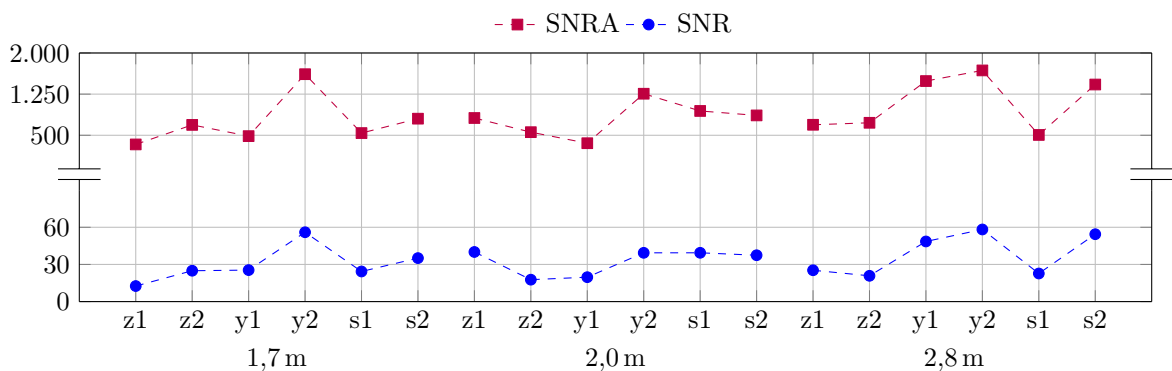
der realisierten Patch-Strukturen zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE-Signalen. Es besteht kein signifikanter Einfluss der Ausrichtung auf die ausgewerteten Größen. Die Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$, die im Rahmen der Strahlcharakteristik betrachtet wird, ist keine Nahfeldgröße, wird aber zum Vergleich als Erwartungswert herangezogen. Entgegen der Erwartungen, die aus den Ergebnissen der Strahlcharakteristik und entsprechend der Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ hervorgehen, sind die ausgewerteten Größen in Ausrichtungen mit niedrigerer Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ nicht signifikant kleiner.



(a) Logarithmisch periodische Patch-Struktur



(b) Hilbert-Fraktal-Struktur



(c) Flügel-Struktur

Abbildung 6.24: SNR und SNRA bei *multiparametrischer Variation der Ausrichtung* und variierenden Abständen

6.5.4 Zwischenfazit

Aus den durchgeführten Messungen ist keine Abstandsabhängigkeit der ausgewerteten Größen ableitbar. Die Größen schwanken zwar in Intervallen, die gemäß Gleichung (3.11) für Nahfelduntersuchungen erwartete Abnahme der ausgewerteten Größen mit $1/d^3$ ist jedoch nicht gegeben. Dies begründet sich durch Reflexionen an den Käfigwänden, kapazitive Einkopplungen und sich ausbildende Raummoden, die sich dem durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Signal überlagern. Durch Drehung der Strukturen um die Raumachsen ergeben sich teils Vorzugspolarisationen der Strukturen, die den Signalpegel messbar beeinflussen. Im Rahmen

Tabelle 6.3: Übersicht zu den Ergebnissen der Abstandsvariation, Drehung um die Raumachsen und multiparametrischer Variation im Kleinlabor; **fett** bestes Ergebnis, unterstrichen zweitbestes Ergebnis

Struktur	$\propto d$	Vorzugspolarisation		A_{\max}		σ_z	
		Drehung	F	Intervall	F	Intervall	F
Log. per.	nein	<u>z 90° y -</u>	z 1,3 y 1,2	<u>[7,5, 15,2]</u>	<u>2,0</u>	[0,28, 1,35]	4,8
Hilbert	nein	z 0° y 90°	z 1,7 y 2,0	[5,8, 14,7]	2,5	[0,22, 0,47]	2,1
Flügel	nein	<u>z 0° y -</u>	<u>z 1,6 y 1,5</u>	[13,4, 24,9]	1,9	<u>[0,38, 1,22]</u>	<u>3,2</u>

der multiparametrischen Variation zeigt sich die Eignung zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE-Signalen deutlich. Es ergeben sich Abweichungen zwischen den ausgewerteten Messergebnissen und den berechneten Strahlcharakteristiken. Diese Strahlcharakteristiken stellen jedoch keine Nahfeldgröße dar, sodass sie nur zur Orientierung und als Vergleich dienen. Außerdem lassen sich die Abweichungen ebenfalls durch die Beeinflussung der Messergebnisse durch Reflektionen, kapazitive Einkopplung und Raummoden begründen. Es motivieren sich aufgrund dessen Untersuchungen in Umgebungen mit größeren Dimensionen, die einer Messung im Fernfeld entsprechen. Alle Strukturen eignen sich grundsätzlich zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE.

In Tabelle 6.3 sind die Ergebnisse der vorangegangenen Messreihen zusammengefasst. Aufgrund der nicht gegebenen Abstandsabhängigkeit wird das Intervall, innerhalb dem die ausgewerteten Größen schwanken, aufgenommen. In der vorstehenden Ergebnisbeschreibung sind diese zunächst bezüglich der Abstandsvariation angegeben. In der zusammenfassenden Bewertung werden die Intervalle, die sich aus Abstandsvariation, Drehung um die Raumachse und multiparametrischer Variation ergeben, vereinigt. Außerdem wird der Intervallbreitenfaktor F zwischen Maximalwert und Minimalwert des Intervalls angegeben. Im Hinblick auf eine Bestimmung der Ladungsmenge aus den elektromagnetisch erfassten TE-Signalen gilt bei nicht gegebener Abstandsabhängigkeit, je geringer eine Intervallbreite der Maximalamplitude A_{\max} ist, desto genauer die Bestimmung der Ladungsmenge. Die Intervallbreite ist ein absolutes Maß, deshalb wird als Kriterium zur Bewertung der Intervallbreitenfaktor F gewählt. Im Hinblick auf Störeinflüsse gilt, je geringer die Streuung der Störumgebung σ_z ist, desto robuster ist die Patch-Struktur gegenüber der Störumgebung. Eine Vorzugspolarisation ist bei der angestrebten ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE nachteilig zu bewerten, da im Anwendungsfall weder Ort der Entstehung noch die vertikale oder horizontale Orientierung abhängig vom Bezugspotential bekannt ist. Alle Strukturen weisen mindestens bei Drehung um eine Achse eine eindeutige Vorzugspolarisation auf, weshalb hier kein bestes Ergebnis gekennzeichnet ist.

Die *logarithmisch periodische Patch-Struktur* weist bezogen auf alle im Kleinlabor durchgeführten Messreihen die größte Intervallbreite bezüglich der Streuung der Störumgebung σ_z auf. Bei dieser Struktur zeigt sich eine hohe ausrichtungsabhängige Sensitivität gegenüber der Störumgebung. Die *Hilbert-Fraktal-Struktur* ist im Vergleich zu den anderen Strukturen sowohl bezüglich der absoluten Werte als auch der Intervallbreite der Streuung der Störumgebung σ_z

am wenigsten sensitiv. Dafür weist sie den größten Intervallbreitenfaktor F der Maximalamplitude A_{\max} bei etwa gleichbleibender Ladung Q_{IEC} auf. Die *Flügel-Struktur* weist diesbezüglich den geringsten Intervallbreitenfaktor F auf. Für die Flügel-Struktur ergeben sich für die Validierungsmessungen im Kleinlabor insgesamt die besten Ergebnisse bei geringster Schwankung der Maximalamplitude A_{\max} und zweitbesten Sensitivität gegenüber der Störumgebung und Drehung um die Raumachsen.

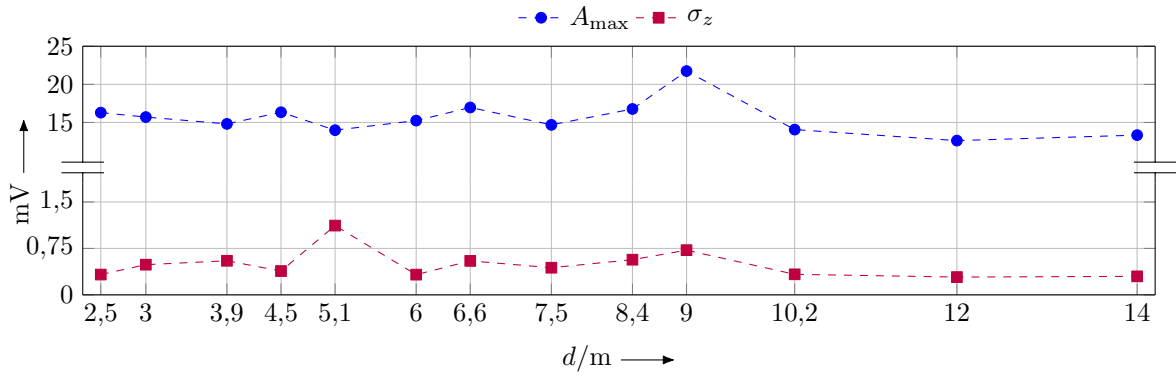
6.6 Skalierungsadaptierte Validierung

Die im vorherigen Kapitel vorgestellten Ergebnisse basieren auf im Kleinlabor durchgeführten Messungen. Aus den Ergebnissen ergeben sich Fragen hinsichtlich der Eignung zur TE-Messung in Hochspannungshallen größerer Dimension. Neben der grundsätzlichen Eignung zur Erfassung von TE über größere Distanzen, ergibt sich die Frage nach einer abstandsabhängigen Gesetzmäßigkeit. Die Messungen im Kleinlabor finden aufgrund dessen Abmessungen im Nahfeldbereich statt. Wenngleich sich aus den Ergebnissen keine Proportionalität zum Abstand zur Signalquelle ableiten lässt, ergibt sich die Fragestellung, ob sich mit Erreichen des Übergangs- und Fernfeldbereichs eine Abstandsabhängigkeit einstellt. Hierdurch motiviert sich die Durchführung weiterer Messreihen in der Hochspannungshalle. Hier wird ein Abstand zur Signalquelle von bis zu 14,0m erreicht. Dies entspricht gemäß Tabelle 3.1 dem Fernfeld für Frequenzen $f > 3,41$ MHz ohne Berücksichtigung des Übergangsfeldes und unter Berücksichtigung des Übergangsfeldes für Frequenzen $f > 20$ MHz. Darüber hinaus werden die Strukturen für den Einsatz in einer anderen Störumgebung erprobt, da sich in der Halle zum einen eine andere Störumgebung einstellt und sich zum anderen aufgrund der größeren Dimensionen für Reflexionen an den Hallenwänden größere Signallaufzeiten einstellen. Auch die Störeinkopplung gemäß der in Abschnitt 3.3.1 dargestellten Mechanismen ändert sich aufgrund anderer Bauteile in der Versuchsumgebung. Insbesondere aufgrund der wesentlich größeren Dimensionen der Bauteile wie Hochspannungsquellen, ergeben sich lange Dipol-Elemente in Form von Stangen. Es werden zur Herstellung einer Vergleichbarkeit zwischen Kleinlabor- und Hallenmessungen auch in der Hochspannungshalle Abstandsvariationen in beiden Grundstellungen, Drehungen um die Raumachsen und eine multiparametrische Variation durchgeführt.

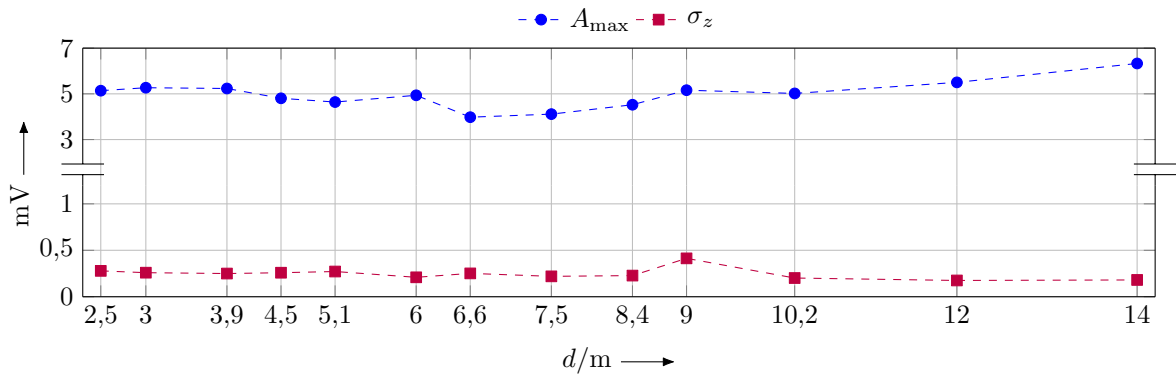
6.6.1 Abstandsvariation

Die Abstandsvariation erfolgt in Grundstellung mit z-Achse im Lot und mit y-Achse im Lot wie in Abbildung 6.18 dargestellt. Sie erfolgt auch in der Hochspannungshalle in unregelmäßigen Abständen d . Um eine Überführbarkeit der Ergebnisse der Messreihe im Kleinlabor in die Hochspannungshalle zu überprüfen, werden außerdem die Abstände $d = 2,5$ m und $d = 3,0$ m der Messreihe im Kleinlabor ebenfalls für die Messreihe in der Hochspannungshalle gewählt. Wie im Kleinlabor werden die Antennenstrukturen in ca. 1,20 m Höhe ausgehend vom Mittelpunkt der Strukturen positioniert.

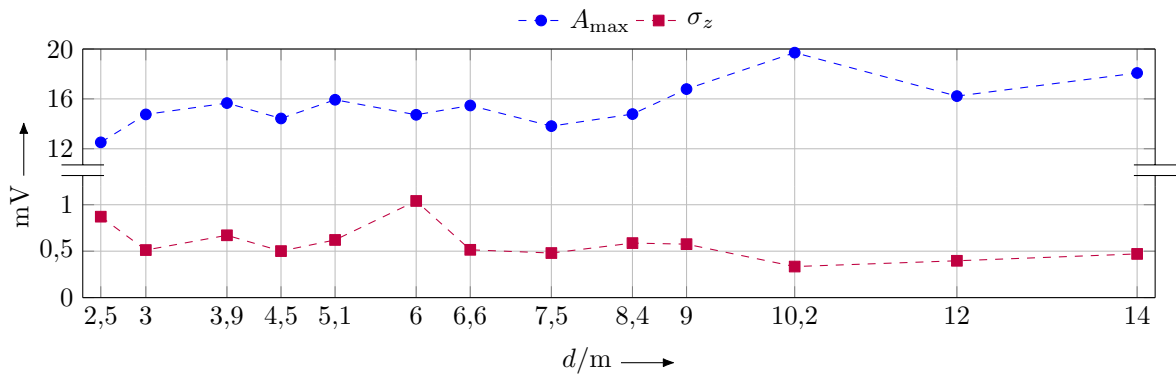
In Abbildung 6.25 und 6.26 sind die Ergebnisse der Maximalamplitude A_{\max} der erfassten TE-Impulse und die Streuung der Störumgebung σ_z für die Abstandsvariation in Grundstellung



(a) Logarithmisch periodische Struktur



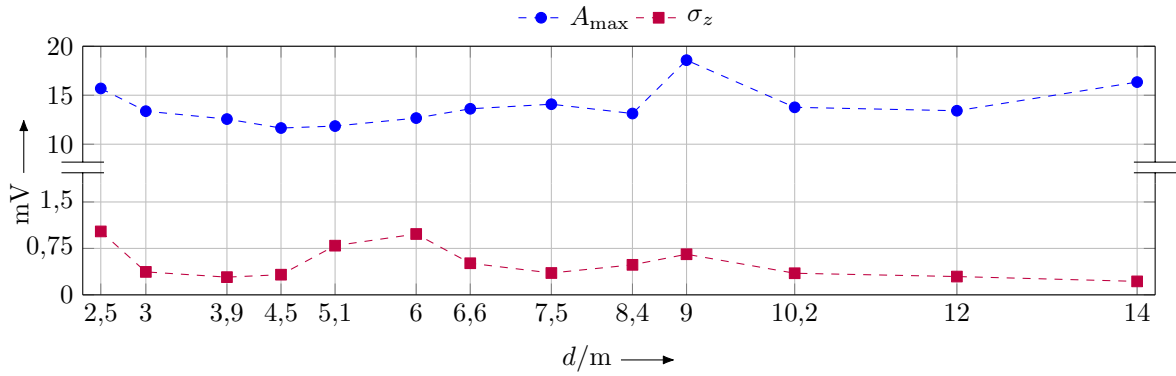
(b) Hilbert-Fraktal-Struktur



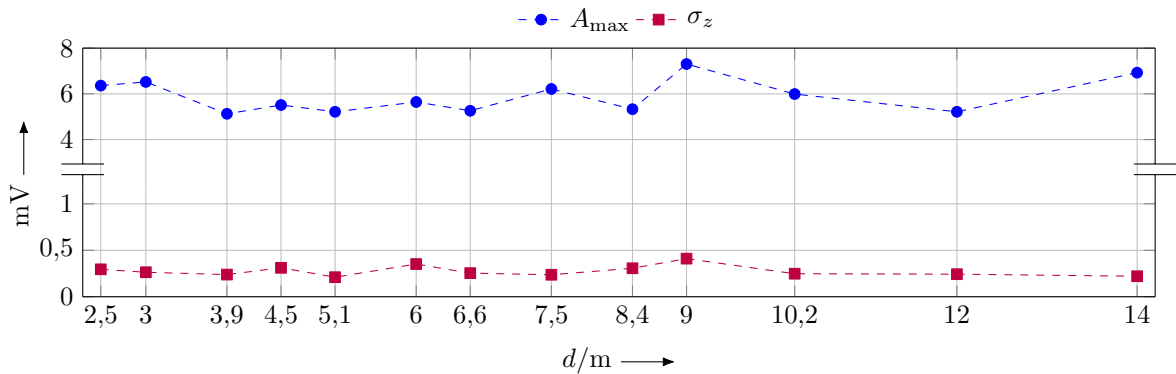
(c) Flügel-Struktur

Abbildung 6.25: Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z bei variierendem Abstand und z -Achse im Lot in Grundstellung - Hallenmessung

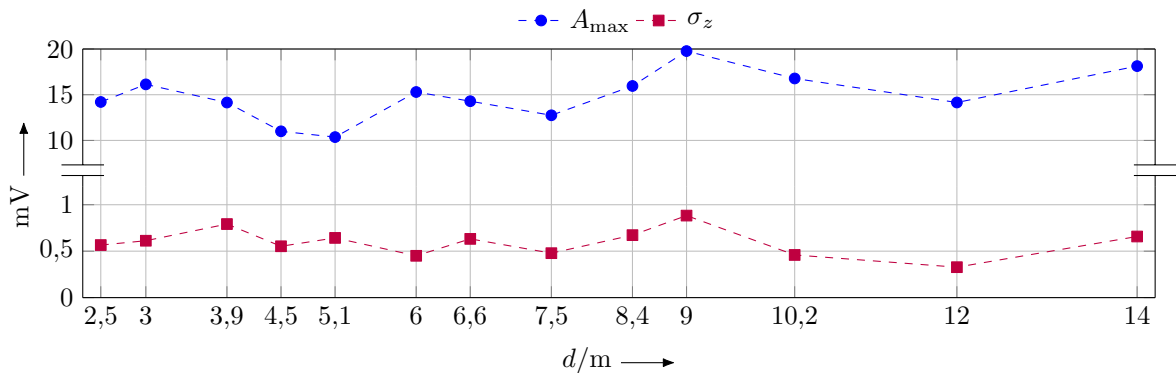
mit z -Achse bzw. mit y -Achse im Lot dargestellt. Da mit der skalierungsadaptierten Validierung die grundsätzliche Eignung zur Erfassung von TE über größere Distanzen sowie die Fragestellung hinsichtlich des Übergangs zum Fernfeld untersucht werden, sind die Ergebnisse zur Auswertung des SNR bzw. SNRA ergänzend in Abbildung B.4 und B.5 dargestellt. Auf eine Beschreibung wird hingegen verzichtet, da diese Auswertegrößen die Erkenntnisse der Auswertung der Maximalamplitude A_{\max} und Streuung der Störumgebung σ_z der Messreihe im Kleinlabor stützt oder zumindest diesen nicht widersprechen. Ergänzend sind in Tabelle B.6 die Ergebnisse unter Berücksichtigung der nach IEC 60270 messtechnisch ermittelten Ladungsmenge Q_{IEC}



(a) Logarithmisch periodische Struktur



(b) Hilbert-Fractal-Struktur



(c) Flügel-Struktur

Abbildung 6.26: Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z bei variierendem Abstand und y -Achse im Lot in Grundstellung - Hallenmessung

aufgeführt.

Aus der Abstandvariation der *logarithmisch periodischen Patch-Struktur in Grundstellung mit z -Achse im Lot* zur TE-Quelle ergibt sich eine Maximalamplitude A_{\max} , die im Intervall [12,6, 21,8] mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,7 variiert. Eine Tendenz mit dem Abstand d ist nicht gegeben. Der Wertebereich und damit die Maximalamplituden sind jedoch gegenüber derselben Messreihe im Kleinlabor doppelt so hoch. Die Streuung der Störumgebung σ_z liegt im Intervall [0,28, 1,12] mit einem Intervallbreitenfaktor F von 4,0 und variiert unabhängig vom Abstand d und Maximalamplitude A_{\max} in demselben Wertebereich wie bei derselben Messreihe

im Kleinlabor.

Für die Abstandsvariation der *logarithmisch periodischen Patch-Struktur in Grundstellung mit y-Achse im Lot* zur TE-Quelle liegt die Maximalamplitude A_{\max} in einem Intervall von [11,6, 18,6] mit Intervallbreitenfaktor F von 1,6. Auch hier ergeben sich gegenüber derselben Messreihe im Kleinlabor fast doppelt so hohe Amplituden. Die Streuung der Störumgebung σ_z liegt für diese Struktur im Intervall von [0,21, 1,03] mit Intervallbreitenfaktor F von 4,9. Dies entspricht in etwa dem Pegel derselben Messreihe im Kleinlabor. Beide Kenngrößen verhalten sich unabhängig voneinander und unabhängig vom Abstand d .

Die Maximalamplitude A_{\max} der *Hilbert-Fraktal-Struktur in Grundstellung mit z-Achse im Lot* variiert mit dem Abstand d im Intervall [3,9, 6,4] mit Intervallbreitenfaktor F 1,6 und nimmt ebenfalls nicht mit dem Abstand d ab. Gegenüber der Messreihe im Kleinlabor ergeben sich in der Hochspannungshalle um den Faktor 2 kleinere Amplituden. Die Streuung der entsprechenden Störumgebung σ_z liegt im Intervall von [0,17, 0,42] mit Intervallbreitenfaktor F von 2,5 und variiert unabhängig von der Maximalamplitude A_{\max} . Der Wertebereich der Störumgebung entspricht in etwa dem der Messreihe im Kleinlabor.

Aus der Abstandsvariation der *Hilbert-Fraktal-Struktur in Grundstellung mit y-Achse im Lot* zur TE-Quelle ergibt sich eine Maximalamplitude A_{\max} , die im Intervall [5,1, 7,3] mit Intervallbreitenfaktor F von 1,4 variiert. Eine Tendenz mit dem Abstand d ist nicht gegeben. Der Wertebereich und damit die Maximalamplituden sind jedoch gegenüber derselben Messreihe im Kleinlabor um den Faktor 1,5 kleiner. Die Streuung der Störumgebung σ_z liegt im Intervall [0,21, 0,41] mit Intervallbreitenfaktor F von 2,0 und variiert unabhängig von Abstand d und Maximalamplitude A_{\max} in demselben Wertebereich wie bei derselben Messreihe im Kleinlabor.

Für die Abstandsvariation der *Flügel-Struktur in Grundstellung mit z-Achse im Lot* zur TE-Quelle liegt die Maximalamplitude A_{\max} in einem Intervall von [12,5, 19,7] mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,6. Es ergibt sich gegenüber derselben Messreihe im Kleinlabor in etwa derselbe Wertebereich. Die Streuung der Störumgebung σ_z liegt für diese Struktur im Intervall von [0,33, 1,04] mit einem Intervallbreitenfaktor F von 3,2. Dies entspricht abgesehen von Ausreißern in etwa dem Pegel derselben Messreihe im Kleinlabor. Beide Kenngrößen verhalten sich unabhängig voneinander und unabhängig vom Abstand d .

Die Maximalamplitude A_{\max} der *Flügel-Struktur in Grundstellung mit y-Achse im Lot* variiert mit dem Abstand d im Intervall [10,3, 19,8] mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,9 und nimmt ebenfalls nicht mit dem Abstand d ab. Gegenüber der Messreihe im Kleinlabor ergibt sich in der Hochspannungshalle eine größere Intervallbreite. Der Wertebereich der Messreihe in der Hochspannungshalle schließt jedoch den der Messreihe im Kleinlabor ein. Die Streuung der entsprechenden Störumgebung σ_z liegt im Intervall von [0,32; 0,89] mit einem Intervallbreitenfaktor F von 2,8 und variiert unabhängig von der Maximalamplitude A_{\max} . Der Pegel der Störumgebung entspricht in etwa dem der Messreihe im Kleinlabor.

Aus der Messreihe in der Hochspannungshalle ergibt sich für alle Strukturen keine Abnahme mit $1/d$ gemäß Gleichung 3.16. Dies begründet sich durch die bereits im Falle der Messungen im Kleinlabor aufgeführten Effekte wie Reflexionen an den Hallenwänden, kapazitive Einkopplung und sich ausbildende Raummoden. Die Reflexionen weisen in der Hochspannungshalle für Distanzen von 30 m gegenüber dem Kleinlabor größere Laufzeiten von 100 ns auf, über-

lagern sich aber dennoch den mit den Patch-Strukturen erfassten TE-Signalen. In der Hochspannungshalle befinden sich ebenfalls metallische Dipolstrukturen an Komponenten wie den Hochspannungsquellen, der Durchführung und Gerüsten, aus denen Störgrößen kapazitiv in die Patch-Strukturen einkoppeln. Außerdem ergeben sich gemäß Gleichung 3.30 für eine Breite $l_x = 26$ m, eine Länge $l_y = 36$ m und eine Höhe $l_z = 23$ m der Hochspannungshalle die niedrigsten Resonanzfrequenzen bei 7,1 MHz, 7,7 MHz und 8,7 MHz. Aufgrund der Breitbandigkeit der TE-Signale und ihres Frequenzbereichs werden in der Hochspannungshalle Raummoden höherer Ordnung angeregt, die ortsfeste Minima und Maxima sowie Knoten aufweisen, die sich in Summe zu einem im Raum stehenden mittleren Störpegelband überlagern und in die Patch-Strukturen einkoppeln.

Eine größere Distanz zur Signalquelle ist aufgrund baulicher Gegebenheiten und anderen Messaufbauten in der Hochspannungshalle nicht umsetzbar. Im Anwendungsfall werden die Patch-Strukturen beispielsweise an den Wänden der Hochspannungshalle angebracht, sodass sich ein Maximalabstand von halber Hallenbreite bzw. -länge ergibt. Die räumlichen Bedingungen bei Durchführung der Messreihe bilden die Bedingungen im Anwendungsfall damit ab.

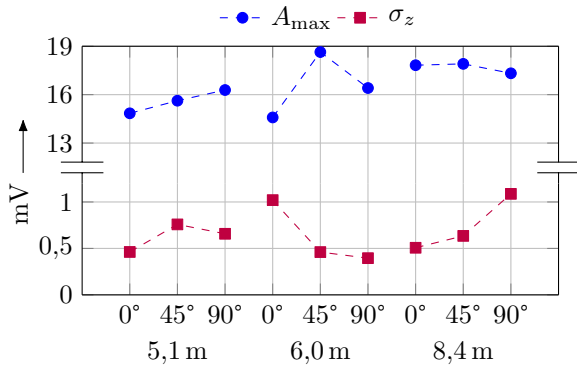
Hinsichtlich eines Kalibrierungsverfahrens ist die Abstandsunabhängigkeit positiv zu bewerten, da im Falle einer signifikanten Abhängigkeit des durch die Patch-Strukturen erfassten Signals vom Abstand zur Signalquelle, eine Lokalisierung des Signals notwendig ist, um dieses bzw. die berechneten Größen hinsichtlich des Einflusses des Abstands zu korrigieren. Dieser Schritt ist im Falle einer Abstandsunabhängigkeit nicht notwendig.

6.6.2 Drehung um Raumachsen

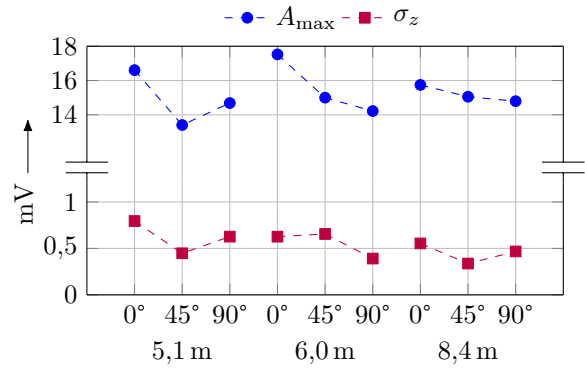
Die in Abschnitt 6.5.2 beschriebenen Messreihen zur Drehung um die Raumachsen werden ebenfalls im Hochspannungslabor durchgeführt. Die Drehung erfolgt in Abständen von 5,1 m, 6,0 m und 8,4 m. In Abbildung 6.27 sind die Ergebnisse zur Maximalamplitude A_{\max} und Streuung der Störumgebung σ_z und in Abbildung B.6 die Ergebnisse zum SNR und SNRA bei Drehung um die jeweilige Raumachse dargestellt. Ergänzend sind in Tabelle B.7 die Ergebnisse unter Berücksichtigung der nach IEC 60270 messtechnisch ermittelten Ladungsmenge Q_{IEC} aufgeführt.

Bei Drehung der *logarithmisch periodischen Patch-Struktur um die z-Achse* ergibt sich keine Vorzugspolarisation bei Betrachtung der Maximalamplitude A_{\max} und SNR bzw. SNRA. Die Maximalamplitude A_{\max} schwankt über alle Messpunkte in einem Intervall mit Intervallbreitenfaktor F von 1,3. Die Streuung der Störumgebung σ_z schwankt in einem Wertebereich mit Intervallbreitenfaktor F von 2,7. Bei Drehung um die *y-Achse* ergibt sich hinsichtlich der Maximalamplitude A_{\max} eine Vorzugspolarisation von 0° . Die Drehung hat hier einen Einfluss auf die Maximalamplitude A_{\max} mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,3. Aus SNR und SNRA ergibt sich keine Vorzugspolarisation. Für die Streuung der Störumgebung σ_z ergibt sich ein Intervallbreitenfaktor F von 2,4.

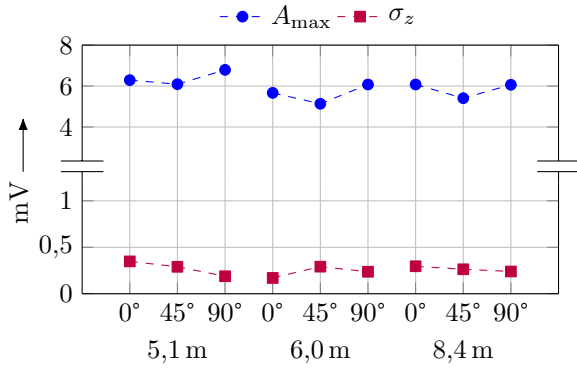
Aus Drehung der *Hilbert-Fraktal-Struktur um die z-Achse* ergibt sich bezüglich der Maximalamplitude A_{\max} eine Vorzugspolarisation von 90° . Aus SNR und SNRA ergibt sich keine Vorzugspolarisation. Die Maximalamplitude A_{\max} schwankt in einem Wertebereich mit Intervallbreitenfaktor F von 1,3 und die Streuung der Störumgebung σ_z in einem Wertebereich mit Intervallbreitenfaktor F von 2,1. Für die Drehung um die *y-Achse* ergibt sich aus der Maxima-



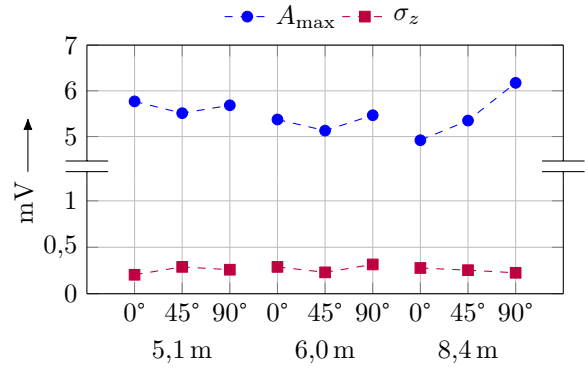
(a) Log. periodische Struktur, z-Achse



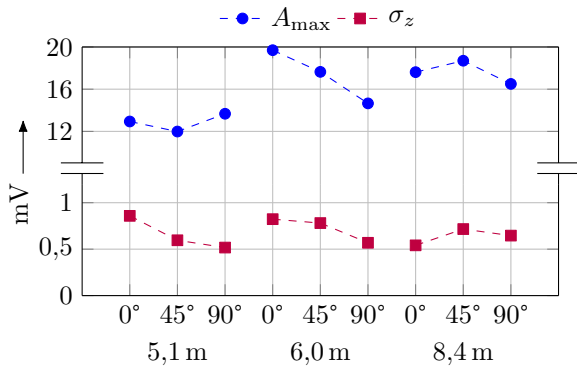
(b) Log. periodische Struktur, y-Achse



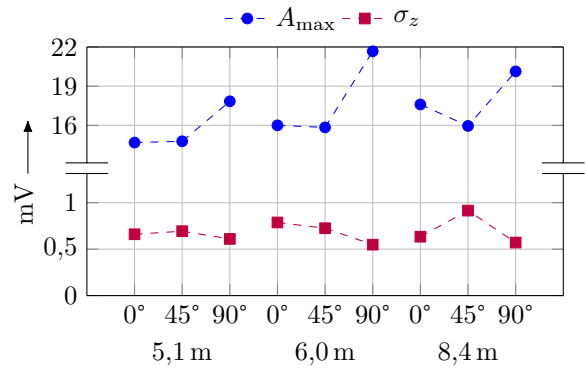
(c) Hilbert-Fraktal-Struktur, z-Achse



(d) Hilbert-Fraktal-Struktur, y-Achse



(e) Flügel-Struktur, z-Achse



(f) Flügel-Struktur, y-Achse

Abbildung 6.27: Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z bei Drehung um die jeweilige Raumachse und variierenden Abständen - Hallenmessung

lamplitude A_{\max} ebenfalls eine Vorzugspolarisation von 90°. Auch hier ergibt sich aus SNR und SNRA keine Vorzugspolarisation. Für die Maximalamplitude A_{\max} ergibt sich aus der Drehung eine Schwankung in einem Wertebereich mit Intervallbreitenfaktor F von 1,3 und für die Streuung der Störumgebung σ_z in einem Wertebereich mit Intervallbreitenfaktor F von 1,5. Auch in dieser Messreihe ergibt sich für die Hilbert-Fraktal-Struktur im Vergleich zu den anderen Strukturen die geringste Streuung der Störumgebung σ_z .

Für die Drehung der Flügel-Struktur um die z-Achse ergibt sich weder hinsichtlich der Maximalamplitude A_{\max} noch hinsichtlich SNR bzw. SNRA eine Vorzugspolarisation. Die Maxi-

malamplitude A_{\max} variiert in einem Wertebereich mit einem Intervallbreitenfaktor F von 1,6. Für die Streuung der Störumgebung σ_z ergibt sich aus der Drehung eine Schwankung in einem Wertebereich mit Intervallbreitenfaktor F von 1,7. Bei Drehung der *Flügel-Struktur um die y-Achse* ergibt sich sowohl hinsichtlich der Maximalamplitude A_{\max} als auch hinsichtlich SNR bzw. SNRA eine Vorzugspolarisation von 90° . Die Maximalamplitude A_{\max} schwankt in einem Wertebereich mit Intervallbreitenfaktor F von 1,5 und die Streuung der Störumgebung σ_z in einem Wertebereich mit Intervallbreitenfaktor F von 1,7.

Die Vorzugspolarisationen der Strukturen unterscheiden sich von denen, die sich aus den Messreihen im Kleinlabor ergeben. Dies bedeutet, dass sich für keine Struktur eine eindeutige Vorzugspolarisation über eine Messreihe hinweg ergibt, außer für die Hilbert-Fraktal-Struktur bei Drehung um 90° mit y-Achse im Lot. Es ergeben sich außerdem niedrigere Intervallbreitenfaktoren F aus den Messreihen in der Hochspannungshalle gegenüber der Messreihe im Kleinlabor. In der Hochspannungshalle sind die Wände und andere Bauteile weiter entfernt, sodass sich größere Signallaufzeiten und Dämpfungen für Reflexionen ergeben.

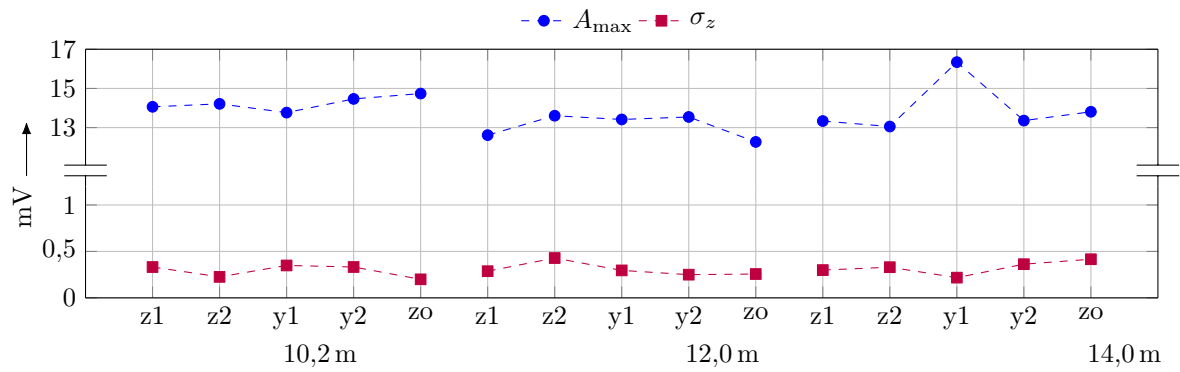
6.6.3 Multiparametrische Variation

Die in Abschnitt 6.5.3 durchgeführten Messreihen werden ebenfalls in der Hochspannungshalle durchgeführt. Dabei werden die Ausrichtungen $z1$ und $z2$ sowie $y1$ und $y2$ übernommen. Die Ausrichtungen $s1$ und $s2$ werden durch die Ausrichtung $z0$ ersetzt. Diese repräsentiert die Positionierung $z1$ in 2,15 m Höhe und validiert die Strahlcharakteristik im Bereich von 270° bis 0° in xz - bzw. xy -Ebene. Die Messung erfolgt auch hier in drei verschiedenen Abständen von 10,2 m, 12,0 m und 14,0 m. Die Ergebnisse der ausgewerteten Größen sind in Abbildung 6.28 und B.7 dargestellt. Ergänzend sind in Tabelle B.8 die Ergebnisse unter Berücksichtigung der nach IEC 60270 messtechnisch ermittelten Ladungsmenge Q_{IEC} aufgeführt.

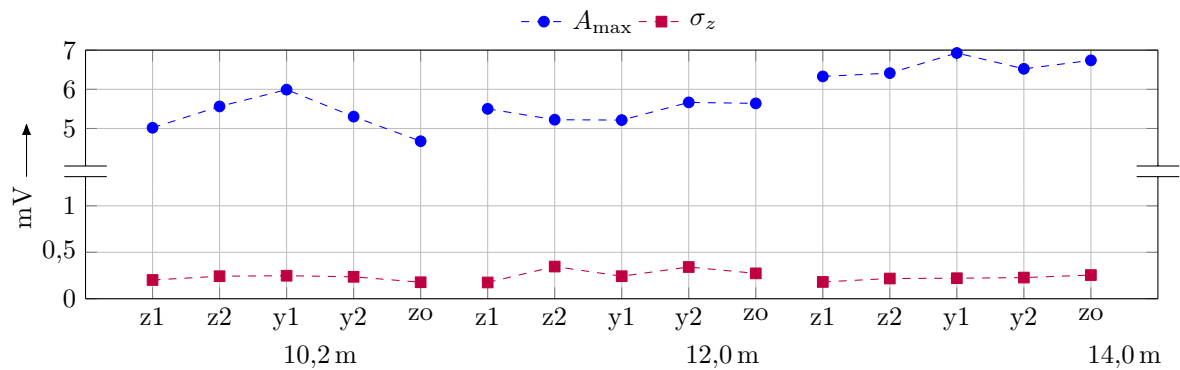
Aufgrund der Ergebnisse der Strahlcharakteristik ist bezüglich der *logarithmisch periodischen Patch-Struktur* kein signifikanter Unterschied zwischen der Grundstellung mit z-Achse im Lot $z1$ und der entsprechenden worst-case Ausrichtung $z2$ zu erwarten. Dies wird sowohl durch die Messreihe zur multiparametrischen Variation in der Hochspannungshalle als auch durch die Messreihe im Kleinlabor bestätigt. Wie bei der Messreihe im Kleinlabor ergeben sich auch hier keine geringeren Signalgrößen für die Ausrichtung $y1$ gegenüber der Ausrichtung $y2$, obwohl die Strahlcharakteristik hier deutlich verlagert ist. Für die Ausrichtung $z0$ ist ebenfalls ausgehend von der Strahlcharakteristik keine signifikante Abschwächung der Signalgrößen zu erwarten und auch durch die Messergebnisse nicht gegeben.

Die ausgewerteten Größen der mit der *Hilbert-Fraktal-Struktur* erfassten Signale zeigen keinen signifikanten Unterschied abhängig von der Ausrichtung. Diese Ergebnisse werden auch durch die entsprechende Messreihe im Kleinlabor bestätigt. Die Ergebnisse von Strahlcharakteristik und den Messreihen zur multiparametrischen Variation der Ausrichtung im Kleinlabor sowie der Hochspannungshalle bestätigen sich also gegenseitig.

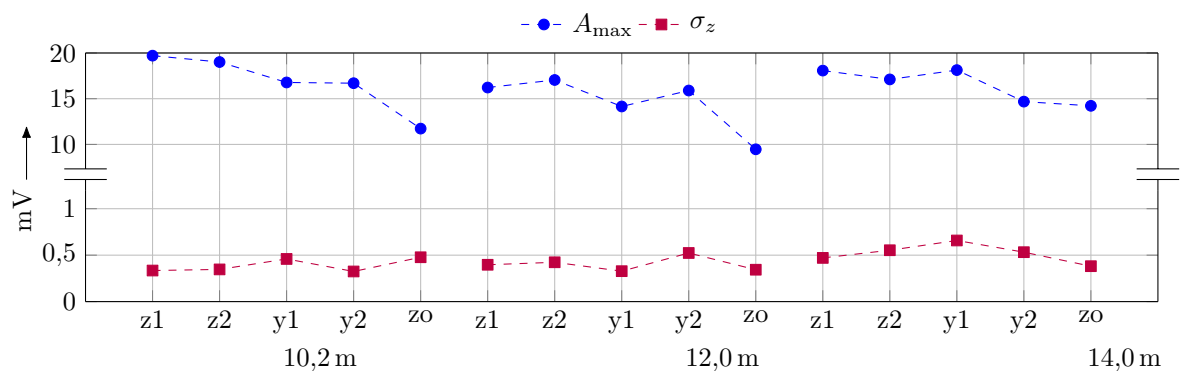
Die aufgrund der Ergebnisse der Strahlcharakteristik der *Flügel-Struktur* zu erwartende niedrigere Maximalamplitude A_{\max} in Ausrichtung $y2$ wird, wie schon durch die Messreihe im Kleinlabor, nicht bestätigt. Es ergibt sich für Position $z0$ ein geringerer Signalpegel, welcher durch die geringere Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ der Strahlcharakteristik bei 270° bis 0° begründbar



(a) Logarithmisch periodische Struktur



(b) Hilbert-Fraktal-Struktur



(c) Flügel-Struktur

Abbildung 6.28: Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z bei *multiparametrischer Variation der Ausrichtung* und variierenden Abständen - Hallenmessung

ist.

Es fällt gegenüber anderen Messreihen auf, dass bei den Messreihen zur multiparametrischen Variation in der Hochspannungshalle alle Strukturen eine geringe Streuung der Störumgebung σ_z aufweisen. An Tagen mit großem Störpegel koppelt dieser in die logarithmisch periodische Patch-Struktur und in die Flügel-Struktur stärker ein als in die Hilbert-Fraktal-Struktur. Die Streuung der Störumgebung σ_z ist bezüglich der Hilbert-Fraktal-Struktur für alle Messreihen am geringsten.

Tabelle 6.4: Übersicht zu den Ergebnissen der Abstandsvariation, Drehung um die Raumachsen und multiparametrischer Variation in der Hochspannungshalle; **fett** bestes Ergebnis, unterstrichen zweitbestes Ergebnis

Struktur	$\propto d$	Vorzugspolarisation		A_{\max}		σ_z	
		Drehung	F	Intervall	F	Intervall	F
Log. per.	nein	<u>z - y 0°</u>	z 1,3 y 1,3	[11,6, 21,8]	1,9	[0,19, 1,12]	5,9
Hilbert	nein	z 90° y 90°	z 1,3 y 1,3	[3,9, 7,3]	1,9	[0,17, 0,42]	2,5
Flügel	nein	<u>z - y 90°</u>	<u>z 1,6 y 1,5</u>	<u>[9,4, 21,7]</u>	<u>2,3</u>	<u>[0,32; 1,04]</u>	<u>3,3</u>

6.6.4 Zwischenfazit

Aus den durchgeführten Messungen in der Hochspannungshalle ist keine Abstandsabhängigkeit der ausgewerteten Größen ableitbar. Die Größen schwanken zwar ebenfalls wie bei den Messreihen im Kleinlabor in Intervallen, jedoch ist weder eine gemäß Gleichung (3.11) für das Nahfeld erwartete Abnahme der ausgewerteten Größen mit $1/d^3$ noch eine gemäß Gleichung (3.16) für das Fernfeld erwartete Abnahme der ausgewerteten Größen mit $1/d$ gegeben. Dies begründet sich durch die Überlagerung des TE-Signals von Reflexionen und kapazitiven Einkopplungen sowie ein mittleres Störpegelband, welches aufgrund von Raummoden angeregt durch das breitbandige TE-Signal, entsteht. Durch Drehung der Strukturen um die Raumachsen ergeben sich teils Vorzugspolarisationen der Strukturen, die den Signalpegel schwächer im Vergleich zur Messreihe im Kleinlabor beeinflussen. Im Rahmen der multiparametrischen Variation zeigt sich die Eignung zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE-Signalen deutlich. Die berechneten Strahlcharakteristiken werden auch durch diese Messreihe nicht klar bestätigt. Das Fernfeld wird durch die Dimensionen in der Hochspannungshalle ebenfalls nicht erreicht.

In Tabelle 6.4 sind angelehnt an Abschnitt 6.5.4 die Ergebnisse der in der Hochspannungshalle durchgeführten Messreihe zusammengefasst. Auch hier werden in der zusammenfassenden Bewertung die Intervalle, die sich aus Abstandsvariation, Drehung um die Raumachse und multiparametrischer Variation ergeben, zu einem Intervall vereinigt. Außerdem wird der Intervallbreitenfaktor F angegeben. Die *Hilbert-Fraktal-Struktur* weist die geringste Sensitivität gegenüber der Störumgebung auf. Auch der Intervallbreitenfaktor F der Maximalamplitude A_{\max} ist für diese Struktur im Vergleich zu den anderen am geringsten. Obwohl sie sowohl in Ausrichtung mit z-Achse im Lot als auch in Ausrichtung mit y-Achse im Lot eine Vorzugspolarisation aufweist, ist die Sensitivität gegenüber dieser gering. Die *Flügel-Struktur* weist die zweitgeringste Sensitivität gegenüber der Störumgebung auf, ist aber im Vergleich zu den anderen beiden Strukturen sensitiver gegenüber der Vorzugspolarisation. Demgegenüber ist die *logarithmisch periodische Patch-Struktur* ebenfalls wie die *Hilbert-Fraktal-Struktur* schwach sensitiv gegenüber der Vorzugspolarisation, weist aber die stärkste Sensitivität gegenüber der Störumgebung auf. Die *Hilbert-Fraktal-Struktur* qualifiziert sich in der Hochspannungshalle als am besten geeignet zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE-Signalen bei geringer Empfindlichkeit gegenüber der Störumgebung.

Tabelle 6.5: Sensitivität der Strukturen gegenüber Abstand, Polarisation, Ausrichtung und Frequenz; **fett** bestes Ergebnis, unterstrichen zweitbestes Ergebnis

Struktur	Frequenzverhalten		Intervallbreitenfaktor F					
	f_u	\bar{s}_A für $f < f_u$	A_{\max} Drehung		A_{\max} gesamt		σ_z	
			Kleinl.	Halle	Kleinl.	Halle	Kleinl.	Halle
Log. per.	590 MHz	4,0	z 1,3 y 1,2	z 1,3 y 1,3	<u>2,0</u>	1,9	4,8	5,9
Hilbert	<u>610 MHz</u>	2,2	z 1,7 y 2,0	z 1,3 y 1,3	2,5	1,9	2,1	2,5
Flügel	725 MHz	<u>2,9</u>	<u>z 1,6 y 1,5</u>	<u>z 1,6 y 1,5</u>	1,9	<u>2,3</u>	<u>3,2</u>	<u>3,3</u>

6.7 Fazit

Die Ergebnisse aus der Bestimmung der Antennenparameter und den Messreihen im Kleinlabor und in der Hochspannungshalle werden nachfolgend zusammengefasst und gegenübergestellt. Grundsätzlich gilt für alle Strukturen:

- Die realisierten Strukturen weisen ein durchgehendes Arbeitsfrequenzband auf.
- Die Strahlcharakteristik der antipodalen Strukturen nähert sich gegenüber den Strukturen mit durchgehender Erdungsfläche auf der Rückseite einer Rundstrahlcharakteristik an.
- Die realisierten Strukturen erfassen in jeder Ausrichtung und auf Distanzen bis zu 14,0 m die TE-Signale mit einem SNR > 1 bei triggerbasierter Mittelung.
- Es ergibt sich keine Abstandsabhängigkeit aus den durchgeführten Messreihen im Kleinlabor und in der Hochspannungshalle.

In Tabelle 6.5 erfolgt eine Gegenüberstellung der Unterschiede des Frequenzverhaltens und der Sensitivität gegenüber der Ausrichtung. Die untere Frequenz f_u des Arbeitsfrequenzbandes ist bei der logarithmisch periodischen Patch-Struktur zwar am geringsten, die untere Frequenz f_u der Hilbert-Fraktal-Struktur ist jedoch nur 10 MHz größer und das mittlere Stehwellenverhältnis \bar{s}_A für $f < f_u$ im Vergleich zu den anderen Strukturen am geringsten. Unter Berücksichtigung beider Größen ist hier die Hilbert-Fraktal-Struktur am besten bezüglich des Kriteriums Breitbandigkeit geeignet, da auch Frequenzen unterhalb der unteren Frequenz f_u des Arbeitsfrequenzbandes nur schwach aufgrund von Fehlanpassung der Impedanz reflektiert werden. Die Hilbert-Fraktal-Struktur weist gegenüber der Störumgebung in Kleinlabor und Hochspannungshalle die geringste Sensitivität auf. Auch die Sensitivität gegenüber der Vorzugspolarisation sowie der Intervallbreitenfaktor F der Maximalamplitude A_{\max} ist in der Hochspannungshalle am geringsten. Im Kleinlabor weist die logarithmisch periodische Patch-Struktur die geringste Sensitivität gegenüber der Vorzugspolarisation und die Flügel-Struktur den geringsten Intervallbreitenfaktor F der Maximalamplitude A_{\max} auf. Abgesehen von den Ergebnissen der Messungen im Kleinlabor ist die Hilbert-Fraktal-Struktur unter Berücksichtigung von Frequenzverhalten und Sensitivität gegenüber der Ausrichtung und Störumgebung am besten geeignet. Im Hinblick auf ein Kalibrierverfahren sind bezüglich dieser Struktur die besten Ergebnisse zu erwarten.

Kalibrierungsverfahren zur energiebasierten Ladungsbestimmung

Die in Kapitel 3 beschriebene Ionisierung führt zu einer umgesetzten Ladungsmenge, welche eine wichtige Kenngröße im Rahmen der TE-Diagnose darstellt. Die Ladungsmenge repräsentiert Energie, welche die Isolation des Betriebsmittels schädigt oder einen Störpegel innerhalb anderer hochspannungstechnisch relevanten Anwendungen darstellt. Werden TE-Signale über einen elektrischen Messkreis nach IEC 60270 ausgekoppelt, wird die Ladungsmenge als Integral des Stromes ermittelt. Die Erfassung von TE-Signalen über die in Kapitel 6 analysierten Strukturen erfolgt galvanisch entkoppelt und kontaktlos. Wandlungsmaße aufgrund des sich ändernden Wellenwiderstandes, wie etwa von Luft auf Antennenstruktur oder Antennenstruktur auf Koaxialleitung, führen zu einer Veränderung des Signals. Die Bestimmung der Ladungsmenge ist neben der grundsätzlichen Erfassung für die TE-Diagnose unter Verwendung der Patch-Strukturen eine relevante Fragestellung. Hierdurch begründet sich die nachfolgende Entwicklung eines Kalibrierungsverfahrens für die entwickelten Patch-Strukturen mit dem Ziel der Bestimmung der Ladung. [CIG44]

7.1 Signalstrecke

In Abbildung 7.1 ist die TE-Signalquelle und der Signalweg über die Luftstrecke zur Antennenstruktur bis hin zum Koaxialkabel, welches reflexionsfrei abgeschlossen ins Oszilloskop geführt wird, dargestellt. Wie in Abschnitt 3.2.2 beschrieben, ändert sich beim Übergang der elektromagnetischen Welle vom Luftraum auf die Antennenstruktur der Widerstand des Übertragungsmediums von Feldwellenwiderstand Z_0 zu Impedanz $Z_{E,A}$ der Antennenstruktur. Die TE-Quelle wird in Abschnitt 3.2.1 als vertikal orientierter kurzer Linearstrahler angenommen. Die TE-Signalquelle stellt keine Antenne im eigentlichen Sinne dar. Jedoch führt ein aufgrund von Ionisierung entstehender Ladungsumsatz und damit ein Strom zu elektromagnetischen Feldern. Die Wandlung eines Ionisierungsstroms aufgrund eines Potenzialgefälles in eine elektromagnetische Welle wird in Anlehnung an Gleichung (3.26) vereinfacht als durch einen Antennenfaktor abbildbar angenommen.

Auf dem Übertragungsweg durch die Luft ist der Feldwellenwiderstand des freien Raumes relevant. Die Wellenausbreitung wird gemäß den in Abschnitt 3.2.1 und 3.2.1 beschriebenen Gleichungen für die Wellenausbreitung im Nah- und Fernfeld beschrieben. Gemäß dieser Glei-

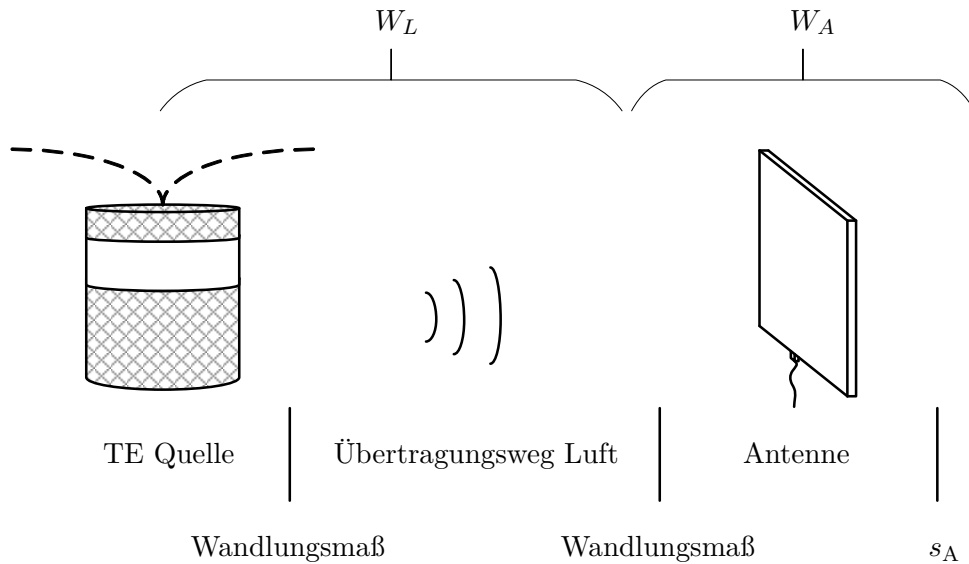


Abbildung 7.1: Schematische Darstellung zu den Wandlungsmaßen entlang der Übertragungsstrecke zwischen Signalquelle und Signalsenke

chungen ist eine Signaldämpfung mit dem Abstand d zu erwarten, die durch die Messreihen in Kapitel 6 nicht bestätigt wird. Die Signalstrecke ausgehend von der TE-Signalquelle und der Wandlung in eine elektromagnetische Welle sowie die Übertragung über den Luftraum ist in Abbildung 7.1 mit W_L zusammengefasst. Beim Übergang auf die Antennenstruktur und damit auf die Impedanz der Antennenstruktur erfolgt wieder eine Wandlung, welche mit dem Wandlungsmaß des Antennenfaktors beschrieben wird. Der Übergang von Antennenstruktur auf das Koaxialkabel und damit eine Unstetigkeit in der Wellenimpedanz wird durch das Stehwellenverhältnis s_A abgebildet. Diese zwei Übergänge der Signalstrecke werden in Abbildung 7.1 mit W_A zusammengefasst.

Zur Bestimmung der Ladungsmenge wird bei der leitungsgebundenen TE-Diagnose, wie nach IEC 60270, ein mit Hilfe eines elektrischen Kreises ausgekoppeltes Signal gemäß

$$Q = \int I(t) \cdot dt \quad (7.1)$$

integriert. Elektrisch ausgekoppelte TE-Signale sind impulsförmig (vgl. Abbildung 5.2b) und weisen bei geeigneter Integration der Messtechnik und angepassten Abschlusswiderständen geringe Reflexionsanteile auf. Elektromagnetisch erfasste TE-Signale sind abklingende Schwingungen (vgl. Abbildung 5.2d), die sich aufgrund der dargestellten Signalstrecke und den damit verbundenen Wandlungs- und Reflexionsmaßen deutlich von einem elektrisch erfassten TE-Impuls unterscheiden. Darüber hinaus wird die elektromagnetische Welle durch azimutale, meridionale und radiale Feldkomponenten beschrieben, die untereinander einen Phasenversatz aufweisen. Zur Signalverarbeitung steht jedoch nur ein zeitlich aufgelöstes Spannungssignal am Fußpunkt der Antennenstruktur zur Verfügung. Hieraus ergibt sich die Frage nach einer zur Bestimmung der Ladungsmenge geeigneten Signalgröße, sowie einer Korrekturfunktion, die alle erwähnten Wandlungs- und Reflexionsmaße abbildet. Anstelle eines physikalischen Modells in Form einer

Nachbildung der Signalstrecke und aller Wandlungsmaße, wird ein empirisches datenbasiertes Modell mit Kalibrierungsmessreihen verfolgt.

7.2 Verfahren zur Ermittlung einer Korrekturfunktion

In dem in Kapitel 4 beschriebenen Messaufbau wird die Ladungsmenge mit einem Teilentladungsmesskreis nach IEC 60270 gemessen, um den Ladungspegel zu überwachen. Die Ladungsmenge nach IEC 60270 dient in diesem Zusammenhang zum einen als ein Kriterium der Reproduzierbarkeit der Messungen, zum anderen wird die Bewertbarkeit durch Kenngrößen wie die Maximalamplitude A_{\max} und den SNR durch vergleichbare Ladungspegel sichergestellt. Gleichmaßen gilt die Ladungsmenge als wesentliche Kenngröße zur Bewertung der TE-Intensität und somit des Zustandes des Betriebsmittels. Die Ladungsmenge ist, wie in Kapitel 4 beschrieben, abhängig vom Versuchsaufbau wie etwa der Geometrie und von Einflussfaktoren wie Temperatur, Luftdruck und Luftfeuchtigkeit, welche in der Versuchsumgebung aufgrund der geschlossenen Räumlichkeiten und Be- und Entlüftung nur geringen Schwankungen unterliegen. In den Versuchsreihen stellen sich daher gemäß Abbildung 4.8 konstant bleibende Ladungsmengen im Intervall von 14 pC bis 28 pC ein, die sich durch eine Variation der Spannung nur gering beeinflussen lassen. Außerdem unterliegt die Ladungsmenge auch während der Aufnahmezeit Schwankungen von einigen pC. Aufgrund dessen wird im Folgenden ein Ansatz mit Kalibrierimpulsen verfolgt, um im Rahmen einer Kalibrierungsmessreihe klar definierte Ladungsmengen mit den Patch-Strukturen zu erfassen. Ziel ist die Bestimmung einer Korrekturfunktion zur Umrechnung einer geeigneten Signalgröße in die Ladungsmenge.

7.2.1 Aufbau zur Kalibrierung

Zur Untersuchung von Kenngrößen, die aus dem digitalen Aufnahmesignal der elektromagnetischen Welle gewonnen werden, hinsichtlich der Eignung zum Rückschluss auf die Ladungsmenge, wird eine Messreihe mit definierten Kalibrierimpulsen durchgeführt. Dazu wird der in Kapitel 4 dargestellte Messaufbau an der Messzelle entsprechend Abbildung 7.2 modifiziert. Alle Bauteile werden belassen, der Aufbau jedoch nicht mit Spannung belastet. An den Koaxialanschluss der Messzelle, über welchen gemäß Abbildung 4.1 das TE-Signal reflexionsfrei aus der Zelle über ein Koaxialkabel dem Oszilloskop zugeführt wird, erfolgt der Anschluss eines Powerdividers (vgl. Abbildung C.1). Über den Powerdivider werden mit einem Ladungskalibrator¹ Kalibrierimpulse verschiedener konstanter Ladungsmengen Q_{IEC} sowohl auf die Messzelle als auch auf das Oszilloskop gegeben. Das Signal auf dem Oszilloskop ermöglicht die in Abschnitt 5.1.1 beschriebene triggerbasierte Mittelung. Aufgezeichnet werden wie auch in den Messreihen zur Qualifizierung der Patch-Strukturen das über die Luftspule erfasste Signal, das über die Patch-Struktur erfasste Signal, sowie das Kalibrierungssignal, welches aufgrund des Powerdividers direkt über den Ladungskalibrator auf das Oszilloskop geführt wird. Das durch die Luftspule erfasste Signal dient als galvanisch entkoppeltes Referenzsignal.

¹Omicron electronics GmbH, CAL 542

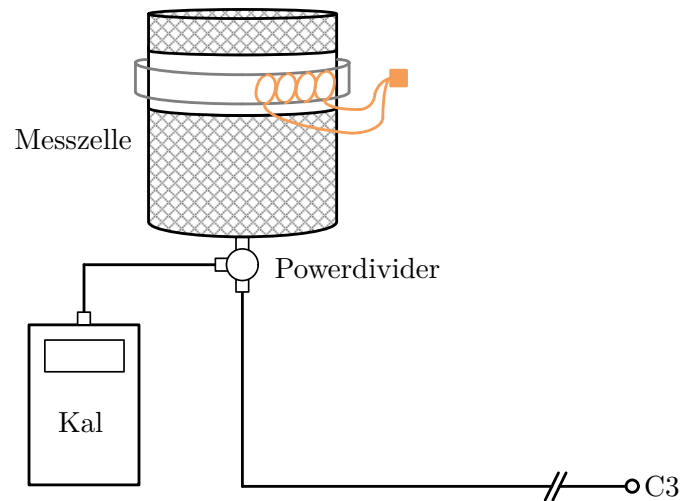


Abbildung 7.2: Ergänzung des Messaufbaus in Abbildung 4.1 zur Durchführung der Kalibrierungsmessreihe

7.2.2 Signalgröße zur Ladungsbestimmung

Im Rahmen des Verfahrens zur Ermittlung einer Korrekturfunktion ergibt sich die Frage nach einer zur Ermittlung der Ladungsmenge geeigneten digitalen Signalgröße. Durch den SNR wird die einkoppelnde Störumgebung berücksichtigt, indem das Nutzsignal auf diese bezogen wird. Aufgrund dessen eignet sich diese aus dem erfassten TE-Signal berechnete Größe nicht zur Ermittlung der Ladungsmenge. Die Maximalamplitude A_{\max} eignet sich für den Fall gleichbleibender Impulsformparametern. Sobald die Impulsformparameter sich bei gleicher Ladungsmenge ändern und beispielsweise die Maximalamplitude niedriger und die Impulsbreite breiter wird, führt dies zu einer zu geringen abgeleiteten Ladungsmenge.

Die Signalenergie gemäß

$$E_s = \int_{t_1}^{t_2} |s(t)|^2 dt \quad (7.2)$$

bzw. für digitale Signale gemäß

$$E_s = \sum_{n=1}^N |s_n|^2 \quad (7.3)$$

stellt eine Größe dar, die den Signalpegel quadratisch über einen Betrachtungszeitraum kumuliert. Da der die TE verursachende Isonisierungsvorgang einen transienten Vorgang darstellt, ist eine Betrachtung des gesamten Zeitsignals gegenüber der Betrachtung der Maximalamplitude vorzuziehen. Ein weiterer Vorteil ergibt sich dadurch, dass eine längere oder kürzere Signalaufnahme aufgrund des abklingenden Verhaltens die Signalgröße nicht so stark beeinflusst wie etwa bei der Berechnung des SNR. Zur Bestimmung der Ladungsmenge ist hier jedoch eine Kalibrierung auf die Aufnahmelänge t_s erforderlich. Wird beispielsweise das Signal in Abbildung 5.2d über $t_s > 1 \mu\text{s}$ aufgenommen, wird darüber hinaus die im Signal verbliebene Störumgebung aufsummiert. Wird das Signal über $t_s < 1 \mu\text{s}$ aufgenommen reduziert sich hingegen die aufsummierte Störumgebung. Außerdem ist eine Kalibrierung auf die Anzahl M an aufgenommenen

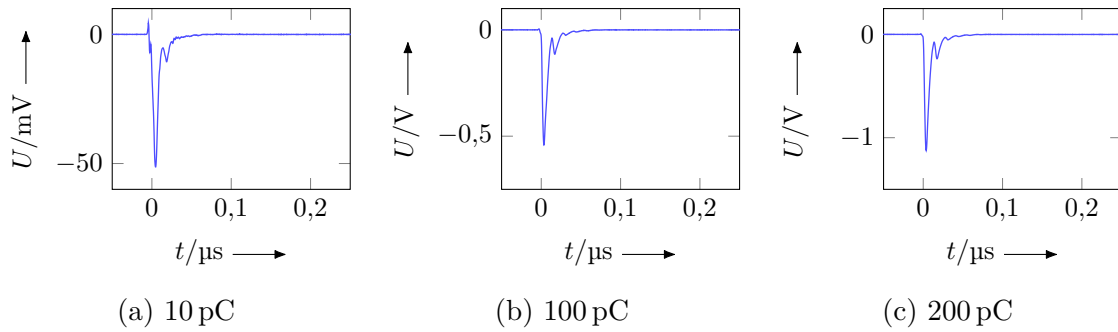


Abbildung 7.3: Kalibrierimpulse mit einer Ladung von (a) 10 pC, (b) 100 pC und (c) 200 pC

TE-Impulsen notwendig, da sich der Störpegel und damit auch die Signalenergie im gemittelten Signal abhängig von M reduziert. Dieser Effekt ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Im Folgenden wird auf $M = 1000$ Impulse und $t_s = 1 \mu\text{s}$ kalibriert.

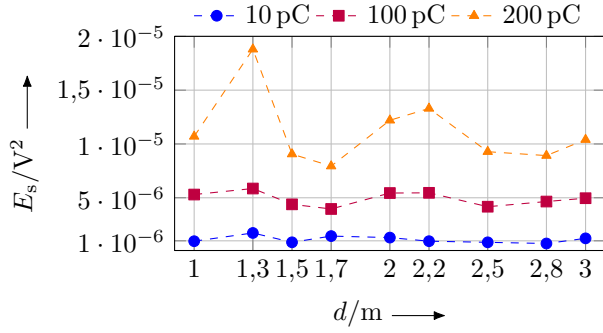
7.2.3 Abhängigkeit der Signalgröße

Die in Kapitel 6 sowohl für das Kleinlabor als auch für die Hochspannungshalle durchgeführten Messungen zeigen keine Abstandsabhängigkeiten der betrachteten Größen. Angelehnt an die Abstandsvariation in Abschnitt 6.5.1 wird einmal mit z-Achse im Lot und einmal mit y-Achse im Lot für alle drei Patch-Strukturen eine Kalibrierungsmessreihe durchgeführt, in Rahmen derer gemäß Abbildung 7.2 Kalibrierimpulse unterschiedlicher Ladungsmengen Q_{IEC} von 10 pC, 100 pC und 200 pC auf den Aufbau gegeben werden. Die Kalibrierimpulse sind in Abbildung 7.3 dargestellt.

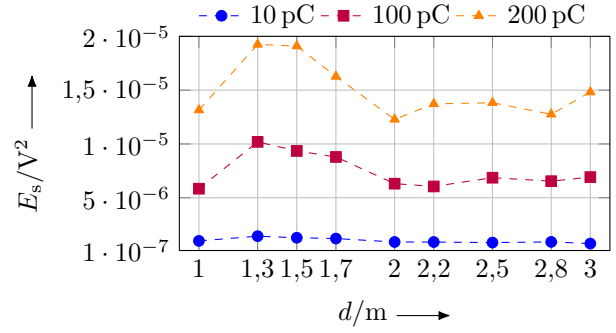
In Abbildung 7.4 sind die Ergebnisse der Kalibrierungsmessreihe dargestellt. Die Signalenergie E_s wird aus dem triggerbasiert über $M = 1000$ Aufnahmen gemittelten Signal gemäß Gleichung (7.3) berechnet. Die Ergebnisse sind mit gestrichelten Linien verbunden. Dies stellt keine Interpolation da und dient nur der Darstellbarkeit. Bei allen Strukturen zeigt sich für die Signalenergie E_s kein proportionales Verhalten zum Abstand d . Dies ist positiv zu bewerten, da im Sinne einer abstandsabhängigen Korrektur im Anwendungsfall eine Bestimmung des Ortes der Entstehung der TE-Signalquelle und damit des Abstands zum Sensor durch Triangulation erforderlich ist. Hierdurch wird die TE-Diagnose durch Antennenstrukturen hinsichtlich der Ladungsmenge komplexer. Durch fehlende Abstandsabhängigkeit vereinfacht sich der Prozess der Ladungsbestimmung.

Die Signalenergie E_s ist proportional zur Ladungsmenge Q_{IEC} des Kalibrierimpulses, schwankt jedoch bei konstant bleibender Ladungsmenge Q_{IEC} der Kalibrierimpulse. Aus den Messreihen im Kleinlabor und in der Hochspannungshalle ist dieses Verhalten bei Maximalamplitude A_{max} und SNR bereits bekannt. Es wird allerdings deutlich, dass die Schwankung der Signalenergie E_s bei gleichbleibender Ladung Q_{IEC} im Rahmen einer Kalibrierung nicht ausgleichbar ist. Die Spannweite dieser Streuung unterscheidet sich je nach Struktur. In Tabelle C.1 und C.2 sind die Werte tabellarisch dargestellt.

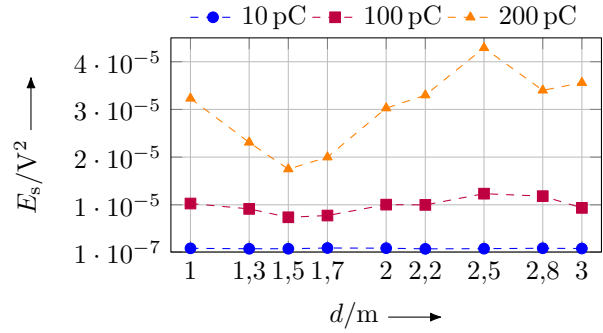
Für die *logarithmisch periodische Patch-Struktur* ergibt sich für $Q_{\text{IEC}} = 200 \text{ pC}$ als Kalibrierladung über alle Abstände eine Schwankung der Signalenergie E_s in einem Intervall von



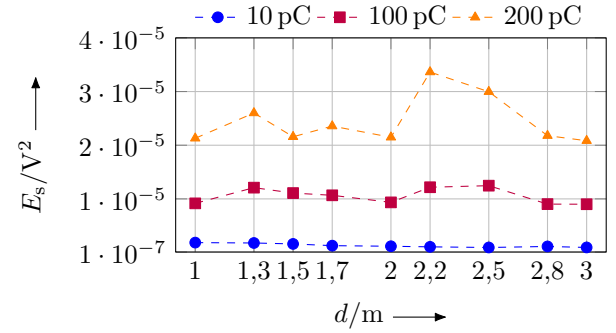
(a) Log. per., z-Achse im Lot



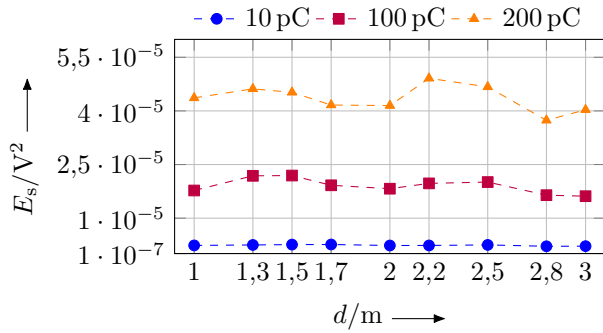
(b) Log. per., y-Achse im Lot



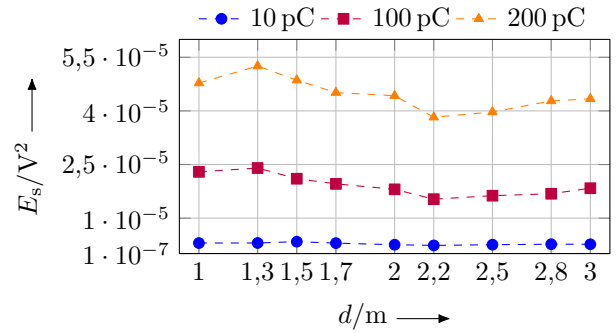
(c) Hilbert, z-Achse im Lot



(d) Hilbert, y-Achse im Lot



(e) Flügel, z-Achse im Lot



(f) Flügel, y-Achse im Lot

 Abbildung 7.4: Signalenergie E_s der mit Patch-Strukturen erfassten Signale bei variierenden Abständen für verschiedenen Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals

$[7,94 \cdot 10^{-6}, 1,88 \cdot 10^{-5}]$ bei z-Achse im Lot und im Intervall $[1,22 \cdot 10^{-5}, 1,93 \cdot 10^{-5}]$ bei y-Achse im Lot. Dies entspricht einem Intervallbreitenfaktor F von 2,4 bzw. 1,6. Für die Messreihe mit $Q_{\text{IEC}} = 100 \text{ pC}$ als Kalibrierladung schwankt die Signalenergie E_s über alle Abstände im Intervall $[3,96 \cdot 10^{-6}, 5,86 \cdot 10^{-6}]$ bei z-Achse im Lot und im Intervall $[5,84 \cdot 10^{-6}, 1,02 \cdot 10^{-5}]$ bei y-Achse im Lot. Der Intervallbreitenfaktor F beträgt entsprechend 1,5 bzw. 1,8. Unter Verwendung von $Q_{\text{IEC}} = 10 \text{ pC}$ als Kalibrierladung liegt die Signalenergie E_s im Intervall $[7,51 \cdot 10^{-7}, 1,73 \cdot 10^{-6}]$ bei z-Achse im Lot und $[7,46 \cdot 10^{-7}, 1,44 \cdot 10^{-6}]$ bei y-Achse im Lot. Dies entspricht einem Intervallbreitenfaktor F von 2,3 bzw. 1,9.

Bei Erfassung der Kalibriersignale mit der *Hilbert-Fraktal-Struktur* ergibt sich für $Q_{\text{IEC}} = 200 \text{ pC}$ als Kalibrierladung über alle Abstände eine Schwankung der Signalenergie E_s im Intervall $[1,74 \cdot 10^{-5}, 4,29 \cdot 10^{-5}]$ bei z-Achse im Lot und im Intervall $[2,08 \cdot 10^{-5}, 3,37 \cdot 10^{-5}]$

bei y-Achse im Lot. Der Intervallbreitenfaktor F beträgt entsprechend 2,5 bzw. 1,6. Unter Verwendung von $Q_{\text{IEC}} = 100 \text{ pC}$ als Kalibrierladung liegt die Signalenergie E_s im Intervall $[7,38 \cdot 10^{-6}, 1,24 \cdot 10^{-5}]$ bei z-Achse im Lot und $[9,00 \cdot 10^{-6}, 1,25 \cdot 10^{-5}]$ bei y-Achse im Lot. Dies entspricht einem Intervallbreitenfaktor von 1,7 bzw. 1,4. Für die Messreihe mit $Q_{\text{IEC}} = 10 \text{ pC}$ als Kalibrierladung schwankt die Signalenergie E_s über alle Abstände in einem Intervall von $[7,64 \cdot 10^{-7}, 9,48 \cdot 10^{-7}]$ bei z-Achse im Lot und im Intervall $[9,46 \cdot 10^{-7}, 1,86 \cdot 10^{-6}]$ bei y-Achse im Lot. Der Intervallbreitenfaktor F beträgt entsprechend 1,2 bzw. 2,0.

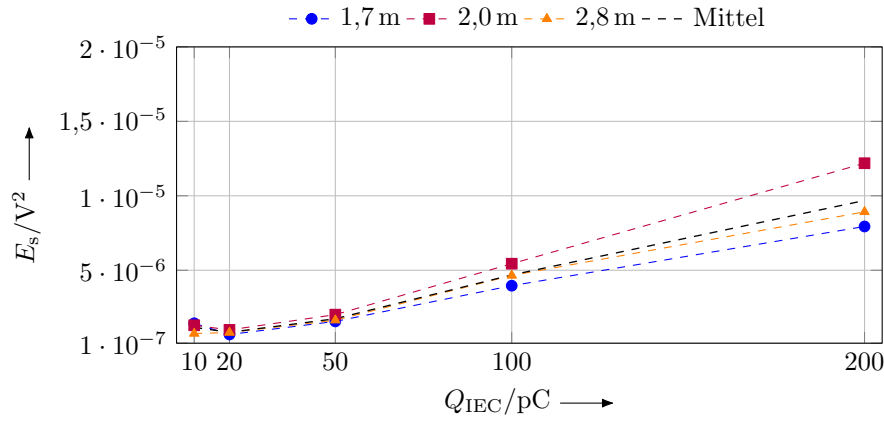
Für die *Flügel-Struktur* ergibt sich für $Q_{\text{IEC}} = 200 \text{ pC}$ als Kalibrierladung über alle Abstände eine Schwankung der Signalenergie E_s im Intervall $[3,73 \cdot 10^{-5}, 4,92 \cdot 10^{-5}]$ bei z-Achse im Lot und im Intervall $[3,82 \cdot 10^{-5}, 5,26 \cdot 10^{-5}]$ bei y-Achse im Lot. Dies entspricht einem Intervallbreitenfaktor von 1,3 bzw. 1,4. Unter Verwendung von $Q_{\text{IEC}} = 100 \text{ pC}$ als Kalibrierladung liegt die Signalenergie E_s im Intervall $[1,61 \cdot 10^{-5}, 2,20 \cdot 10^{-5}]$ bei z-Achse im Lot und im Intervall $[1,53 \cdot 10^{-5}, 2,41 \cdot 10^{-5}]$ bei y-Achse im Lot. Dies entspricht einem Intervallbreitenfaktor von 1,4 bzw. 1,6. Für die Messreihe mit $Q_{\text{IEC}} = 10 \text{ pC}$ als Kalibrierladung schwankt die Signalenergie E_s über alle Abstände im Intervall $[2,13 \cdot 10^{-6}, 2,64 \cdot 10^{-6}]$ bei z-Achse im Lot und im Intervall $[2,38 \cdot 10^{-6}, 3,43 \cdot 10^{-6}]$ bei y-Achse im Lot. Der Intervallbreitenfaktor F beträgt 1,2 bzw. 1,5.

Für die Flügel-Struktur ergibt sich damit der geringste Intervallbreitenfaktor F der Signalenergie E_s des erfassten Kalibriersignals. Der Intervallbreitenfaktor ist insgesamt unter 1,6. Sowohl zwischen den Grundstellungen mit z-Achse und y-Achse im Lot als auch verglichen über die verschiedenen Kalibrierladungen Q_{IEC} schwankt der Faktor verglichen mit den anderen Strukturen am geringsten. Für die Hilbert-Fraktal-Struktur liegt der Intervallbreitenfaktor F insgesamt unter 2,5 und für die logarithmisch periodische Patch-Struktur unter 2,4.

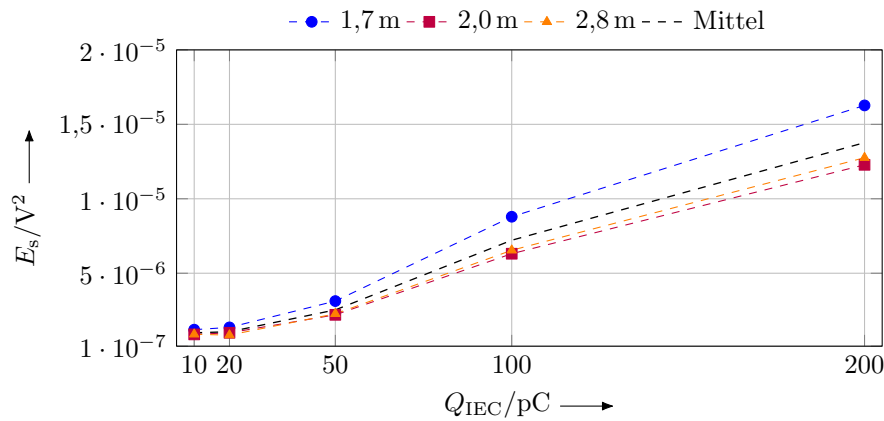
Es ergibt sich neben der Frage nach der Abstandsabhängigkeit die Frage nach Proportionalität zwischen der Ladungsmenge Q_{IEC} , welche die elektromagnetische Welle verursacht und der Signalenergie E_s . Nachfolgend wird für jede Struktur in Abständen von 1,7 m, 2,0 m und 2,8 m für verschiedene Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals die Signalenergie E_s des durch die Strukturen erfassten Signals ermittelt.

In Abbildung 7.5 sind die Ergebnisse für die *logarithmisch periodische Patch-Struktur* dargestellt. Die Signalenergie E_s steigt mit der Ladungsmenge Q_{IEC} des Kalibriersignals. Die grundsätzlichen Verläufe der Messreihe mit z-Achse im Lot in Grundstellung sind bei verschiedenen Abständen vergleichbar. Dies ist auch bei der Messreihe mit y-Achse im Lot in Grundstellung der Fall. Zwischen den verschiedenen Abständen ergibt sich eine gewisse Spannweite der Signalenergie E_s , die auch schon in Abbildung 7.4 zu erkennen ist. Die Spannweite ist für beide Achsenorientierungen in etwa gleich. Für beide Messreihen wird ebenfalls das Mittel aus den drei Abständen gebildet. Hier wird deutlich, dass die Signalenergie E_s im Mittel für die mit y-Achse im Lot erfassten Signale größer ist als für die mit z-Achse im Lot erfassten Signale. Die Verläufe werden trotz Abweichungen im Mittel als linear angenommen.

In Abbildung 7.6 sind die Ergebnisse für die *Hilbert-Fraktal-Struktur* dargestellt. Die Signalenergie E_s steigt auch in dieser Messreihe mit der Ladungsmenge Q_{IEC} des Kalibriersignals. Für die Messreihe mit z-Achse im Lot ergibt sich zwischen den verschiedenen Abständen eine größere Spannweite in der berechneten Signalenergie E_s als für die Messreihe mit y-Achse im Lot. Für größere Ladungsmengen ist die Signalenergie mit dem Abstand größer. Dies liegt



(a) z-Achse im Lot



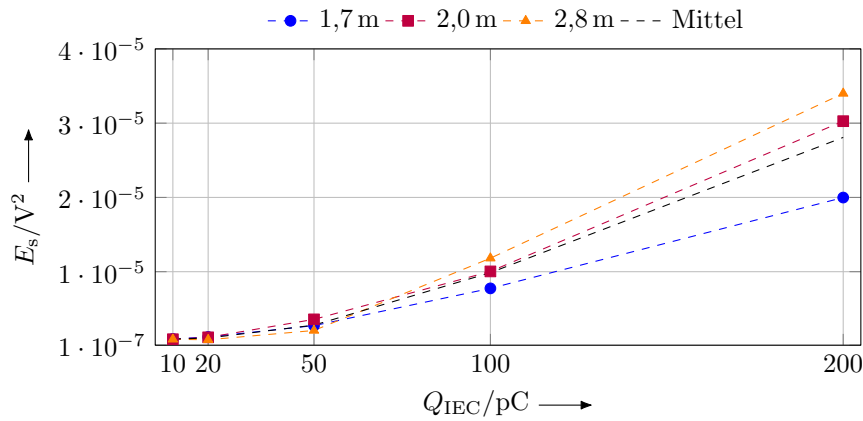
(b) y-Achse im Lot

Abbildung 7.5: Signalenergie E_s bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit *logarithmisch periodischer Patch-Struktur* in verschiedenen Abständen in Grundstellung mit (a) z-Achse im Lot und (b) y-Achse im Lot

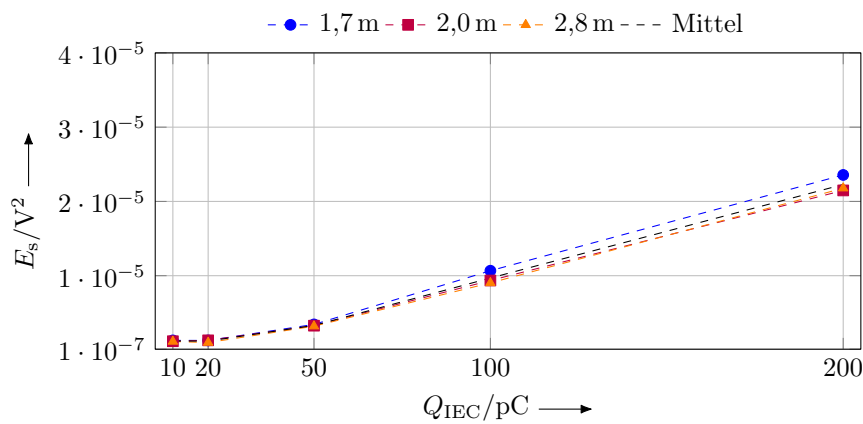
jedoch an der Wahl der Abstände. In Abbildung 7.4 ist zu sehen, dass bei feinerer Abstandsdiskretisierung diese Abstandsabhängigkeit nicht bestätigt wird. Bei Betrachtung des Mittels der beiden Messreihen wird deutlich, dass die berechnete Signalenergie E_s aus den mit z-Achse im Lot erfassten Signalen gegenüber den mit y-Achse im Lot erfassten Signalen im Mittel größer ist. Die Verläufe werden trotz Abweichungen im Mittel als linear angenommen.

In Abbildung 7.7 sind die Ergebnisse für die *Flügel-Struktur* dargestellt. Auch für diese Struktur ist ein Anstieg der Signalenergie E_s mit der Referenzladungsmenge Q_{IEC} gegeben. Die Spannweite der Signalenergie E_s in verschiedenen Abständen ist für beide Messreihen vergleichbar. Bei Betrachtung des Mittels der beiden Messreihen wird deutlich, dass die berechnete Signalenergie E_s aus den mit z-Achse im Lot erfassten Signalen gegenüber den mit y-Achse im Lot erfassten Signalen im Mittel in etwa übereinstimmen. Die Verläufe werden trotz Abweichungen im Mittel als linear angenommen.

Die Signalenergie $E_{s,ind}$ des durch die Luftspule erfassten Signals ist in Abbildung C.2 dargestellt. Da die Luftspule an der Messzelle angebracht ist, gibt es hier keine Abstandsvariation. Das so erfasste TE-Signal wird trotzdem bei jeder Messaufnahme abgespeichert und zur Berechnung



(a) z-Achse im Lot



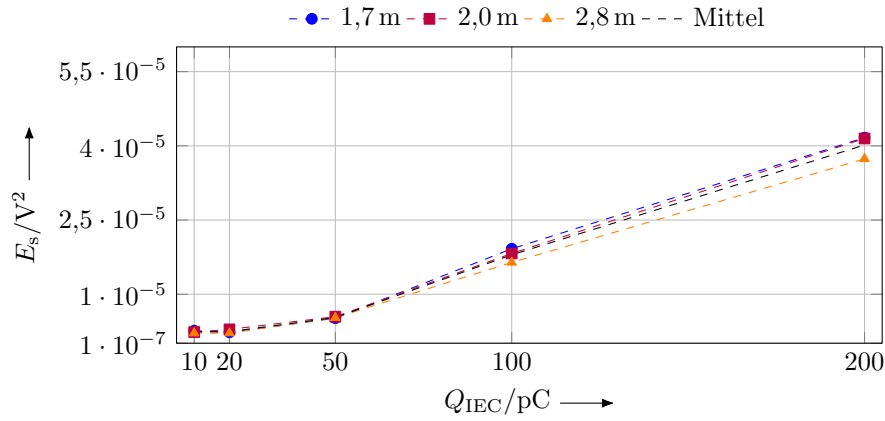
(b) y-Achse im Lot

Abbildung 7.6: Signalenergie E_s bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit *Hilbert-Fraktal-Struktur* in verschiedenen Abständen in Grundstellung mit (a) z-Achse im Lot und (b) y-Achse im Lot

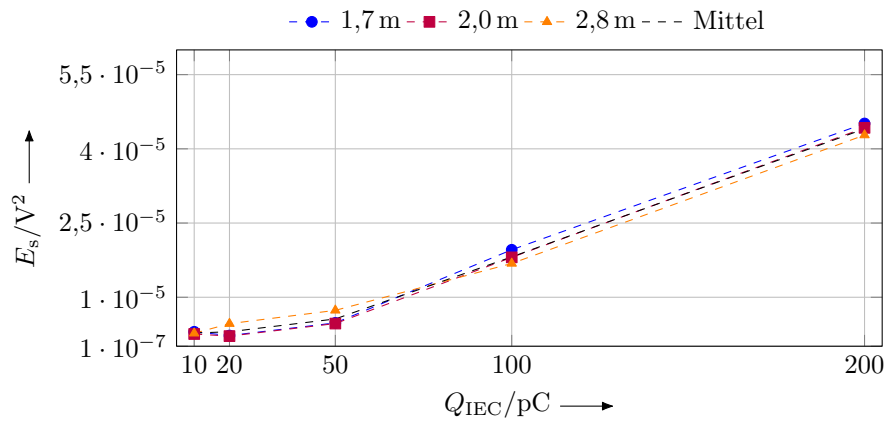
der Signalenergie $E_{s,\text{ind}}$ über alle Messungen gemittelt. Es zeigt sich auch hier eine Zunahme der Signalenergie $E_{s,\text{ind}}$ mit der Kalibrierladungsmenge Q_{IEC} . Außerdem zeigt sich ebenfalls ein annähernd linearer Verlauf. Für eine Kalibrierladung $Q_{\text{IEC}} < 100$ ist der Verlauf der Signalenergie $E_{s,\text{ind}}$ einem mit der Kalibrierladung Q_{IEC} quadratisch ansteigenden Verlauf ähnlich. Dieses Verhalten ergibt sich auch für die Signalenergien E_s der mit den Patch-Strukturen erfassten Signale. Es wird trotzdem ein linearer Verlauf angenommen, da eine Abhängigkeit der Korrekturfunktion von der Kalibrierladung Q_{IEC} im Anwendungsfall keine Bestimmung der Ladung Q_K ermöglicht. Die Kalibrierladung Q_{IEC} ist im Anwendungsfall die zu bestimmende Ladung Q_K und nicht bekannt, das heißt es wird direkt von der Signalenergie E_s durch eine Korrekturfunktion auf die Ladungsmenge geschlossen. Dies wird im folgenden erläutert.

7.2.4 Korrekturfunktion

Im Sinne der Kalibrierung erfolgt hier im ersten Schritt die Feststellung der Abweichung von einem Sollwert und die anschließende Korrektur durch eine Korrekturfunktion. Hinsichtlich einer Korrekturfunktion ist ein linearer Korrekturfaktor erstrebenswert, der weder von Abstand und



(a) z-Achse im Lot



(b) y-Achse im Lot

Abbildung 7.7: Signalenergie E_s bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit *Flügel-Struktur* in verschiedenen Abständen in Grundstellung mit (a) z-Achse im Lot und (b) y-Achse im Lot

Ausrichtung der Antennenstruktur noch von anderen Parametern abhängig ist. Daher werden alle in Abschnitt 7.2.3 im Rahmen der Kalibrierungsmessreihe durchgeführten Messungen für die Ermittlung des Korrekturfaktors genutzt. Aus den Messungen in den Abständen d_n mit $n = 1, 2, \dots, 9$ und $d_n \in \{1,0 \text{ m}, 1,3 \text{ m}, 1,5 \text{ m}, 1,7 \text{ m}, 2,0 \text{ m}, 2,2 \text{ m}, 2,5 \text{ m}, 2,8 \text{ m}, 3,0 \text{ m}\}$ bei variierender Ladungsmenge $Q_{IEC,m}$ mit $m = 1, 2, \dots, 5$ und $Q_{IEC,m} \in \{10 \text{ pC}, 20 \text{ pC}, 50 \text{ pC}, 100 \text{ pC}, 200 \text{ pC}\}$ ergibt sich ein Korrekturfaktor gemäß

$$K = \frac{1}{NM} \sum_{\forall n, \forall m} \frac{E_{s,m,n}}{Q_{IEC,m}}. \quad (7.4)$$

Die aus dem mit der jeweiligen Patch-Struktur erfassten Signal ermittelte Signalenergie E_s in einem bestimmten Abstand d_n wird auf die Ladungsmenge $Q_{IEC,m}$ der Kalibrierimpulse bezogen. Dies erfolgt in jedem Abstand d_n für jede Ladungsmenge $Q_{IEC,m}$. Die so ermittelten Abweichungsfaktoren der Signalenergie E_s von der jeweiligen Kalibrierladung $Q_{IEC,m}$ in jedem Abstand d_n werden über die Anzahl N der Abstände gemittelt. Es ergibt sich ein Abweichungsfaktor pro Ladungsmenge $Q_{IEC,m}$. Da ein linearer Faktor unabhängig von der Ladungsmenge

Tabelle 7.1: Korrekturfaktoren

Korrekturfaktor	Log. per. Struktur	Hilbert-Fraktal-Struktur	Flügel-Struktur
K_z	58750,505	88244,994	164805,943
K_y	71134,787	96984,991	192330,071
Abweichung	12384,282	8739,997	27524,128
K	64942,646	92614,993	178568,007

selbst angestrebt ist, werden diese Abweichungsfaktoren über die Anzahl M der verschiedenen Ladungsmengen $Q_{\text{IEC},m}$ gemittelt.

Es ergeben sich so zwei Korrekturfaktoren pro Struktur. Ein Korrekturfaktor K_z für die Kalibrierungsmessreihe in Grundstellung mit z-Achse im Lot und ein Korrekturfaktor K_y für die Kalibrierungsmessreihe mit y-Achse im Lot. Diese werden ebenfalls zu einem Korrekturfaktor K gemittelt. Die Korrekturfaktoren der Patch-Strukturen sind in Tabelle 7.1 dargestellt. Zum Vergleich sind ebenfalls die Korrekturfaktoren K_z und K_y dargestellt, sowie die absolute Abweichung zwischen beiden Korrekturfaktoren. Es ergibt sich somit ein über alle Abstands- und Ladungsvariationen sowie die Ausrichtung gemittelter Korrekturfaktor K , der über lineare Verrechnung mit der Signalenergie E_s des durch die jeweilige Patch-Struktur erfassten TE-Signals gemäß

$$Q_K = \frac{1}{K} \cdot \sum_{n=1}^N |s_n|^2 \quad (7.5)$$

zur berechneten Ladungsmenge Q_K nach Korrektur.

Die Abweichung zwischen den Korrekturfaktoren K_z und K_y der Hilbert-Fraktal-Struktur ist am geringsten. Dies ist hinsichtlich der Genauigkeit der Ladungsmengenbestimmung und der geringen Sensitivität gegenüber der Ausrichtung, positiv zu bewerten.

7.3 Kalibrierungsverfahren

Aus dem Verfahren zur Ermittlung einer Korrekturfunktion ergibt sich ein Kalibrierungsverfahren zur energiebasierten Bestimmung der Ladungsmenge aus elektromagnetisch erfassten Signalen. Der Ablauf des Kalibrierungsverfahrens ist in Abbildung 7.8 dargestellt und setzt sich aus den Schritten zur Bestimmung der Korrekturfunktion zusammen. Zunächst erfolgt die Festlegung von Gültigkeitsparametern wie Anzahl der Aufnahmen M und der Aufnahmedauer t_s . Eine Änderung dieser Parameter hat Auswirkungen auf die Signalenergie E_s . Eine Erhöhung der Anzahl der Aufnahmen M führt zur Reduktion der Störumgebung im Signal und damit zu einer geringeren Signalenergie E_s , da weniger Störanteile aufsummiert werden. Eine Erhöhung der Aufnahmelänge t_s führt hingegen zu einer höheren Signalenergie, da über einen längeren Zeitraum im Signal verbleibende Störanteile aufsummiert werden. Die Kalibrierungsmessreihe erfolgt wie die in Abschnitt 7.2.3 zur Feststellung der Abhängigkeit der Signalenergie dargestellte Messreihe. Dabei werden Kalibrierimpulse verschiedener Ladungsmengen Q_{IEC} in ver-

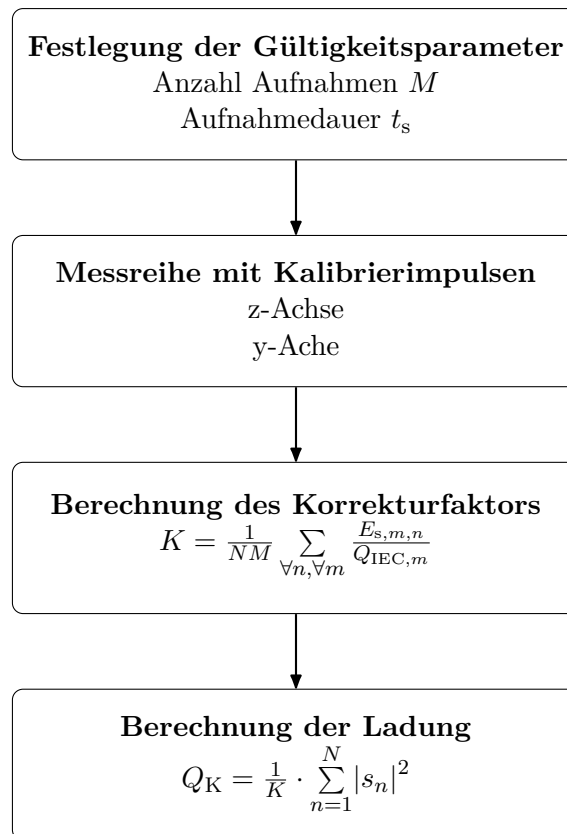


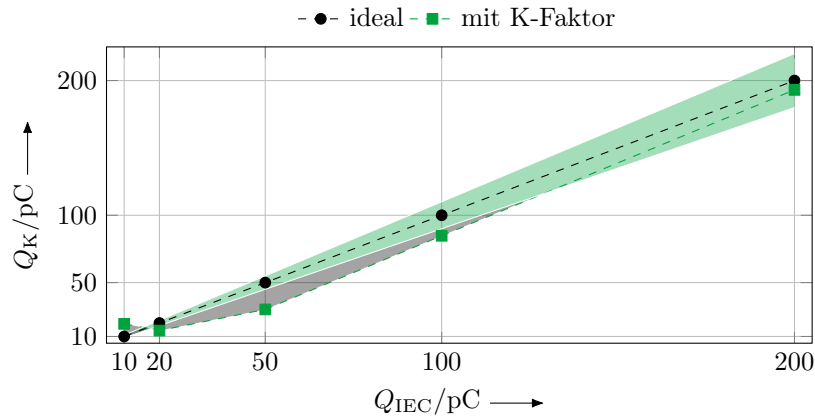
Abbildung 7.8: Ablauf des Kalibrierungsverfahrens für Patch-Strukturen zur Berechnung der Ladung Q_K

schiedenen Abständen d zur Signalquelle mit der jeweiligen Patch-Struktur erfasst. Mit den so gewonnenen Messergebnissen erfolgt die Berechnung des Korrekturfaktors nach Gleichung (7.4). Mit diesem wird gemäß Gleichung (7.5) die Ladung aus der Signalenergie E_s eines erfassten Signals berechnet.

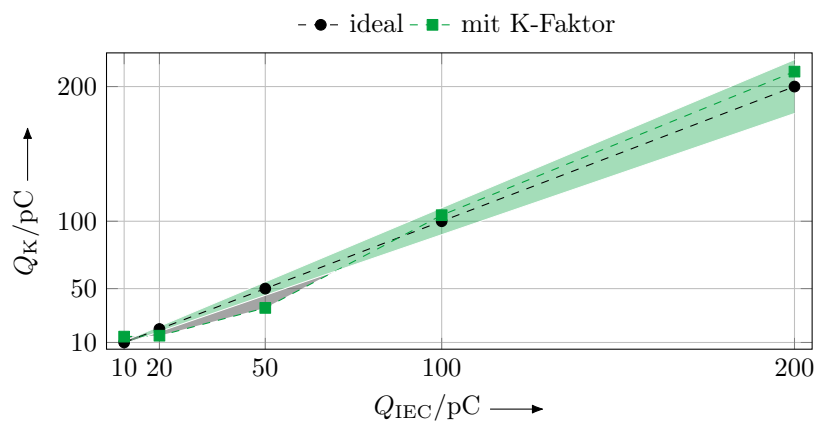
Das Verfahren wird sowohl auf Kalibriersignale als auch auf reale TE-Impulse angewendet. Hier ist mit Abweichungen zu rechnen, da die Kalibriersignale leitungsgebunden auf die Messzelle gegeben werden und die TE-Impulse durch Ionisierung entstehen.

7.3.1 Validierung mit Kalibriersignalen

Der Korrekturfaktor K wird nachfolgend auf die mit den Patch-Strukturen erfassten Kalibriersignale angewendet. In Abbildung 7.9, 7.10 und 7.11 sind die Ergebnisse für die gemäß Gleichung (7.5) aus der Signalenergie E_s des mit der jeweiligen Struktur erfassten Signals berechneten Ladungen Q_K über die jeweilige Ladungsmenge Q_{IEC} der Kalibrierimpulse dargestellt. Ebenfalls dargestellt ist der Sollwert sowie die beidseitige Spannweite der 10 % Abweichung als grüne Fläche über- und unterhalb des Sollwerts. In grau ist die Fehlerfläche zwischen berechneter Ladung Q_K und 10 % Abweichung dargestellt. Die Fehlerfläche markiert also eine Abweichung der berechneten Ladung Q_K vom Sollwert, die größer als 10 % ist. Da für jede Ladung Q_{IEC}



(a) z-Achse im Lot



(b) y-Achse im Lot

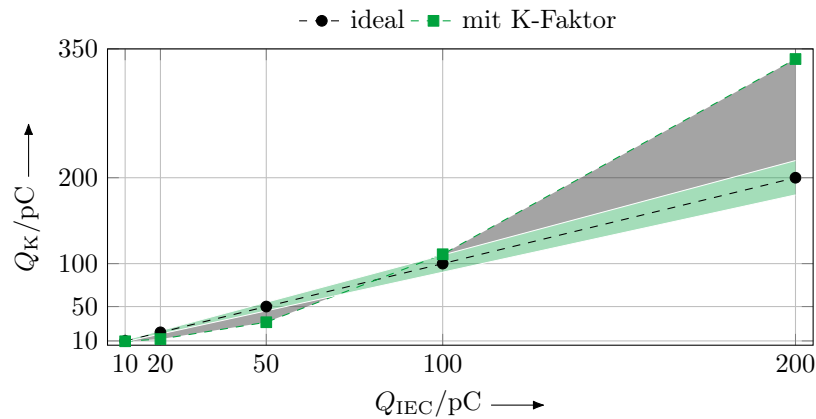
Abbildung 7.9: Berechnete Ladung Q_K bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibrier-signals; erfasst mit *logarithmisch periodischer Patch-Struktur* mit (a) z-Achse im Lot und (b) y-Achse im Lot; 10% Abweichungsintervall vom Sollwert als grüne Fläche; Fehlerfläche in grau

Messungen in verschiedenen Abständen vorliegen, wird der Erwartungswert

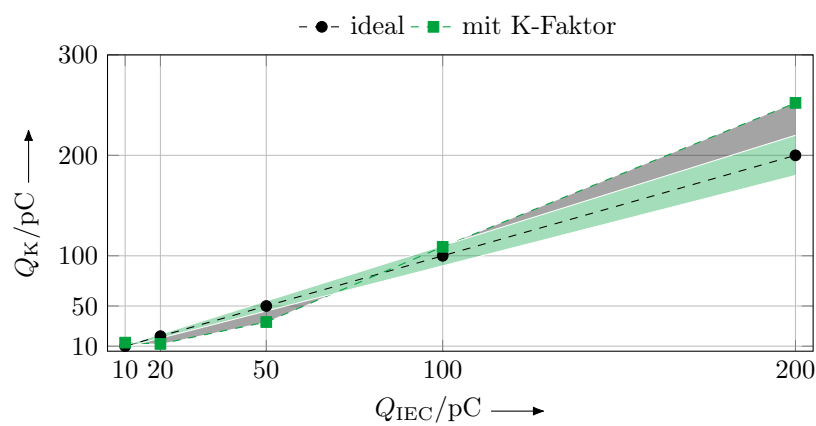
$$\sum_{n=1}^N Q_{K,m} \quad (7.6)$$

über diese Messungen gebildet, da keine Abhängigkeit zwischen der Signalenergie E_s und dem Abstand d besteht.

Bei Anwendung des Korrekturfaktors auf die Kalibrierungsmessreihe der *logarithmisch periodischen Patch-Struktur* mit z-Achse im Lot ergibt sich gegenüber der Messreihe mit y-Achse im Lot eine größere Fehlerfläche wie in Abbildung 7.9 dargestellt. Für die Messreihe mit z-Achse im Lot liegt die berechnete Ladung Q_K für $Q_{IEC} > 125$ pC innerhalb der 10% Abweichung. Für die Messreihe mit y-Achse im Lot liegt die berechnete Ladung Q_K bereits ab $Q_{IEC} > 70$ pC innerhalb der 10% Abweichung. Neben der Fehlerfläche ist auch die maximale Abweichung der Messreihe mit z-Achse im Lot höher. Die maximale Abweichung ergibt sich für beide Grundstellungen bei $Q_{IEC} = 10$ pC. Für die Messreihe mit z-Achse im Lot ergibt sich diese mit $Q_K = 19$ pC zu 90% und für die Messreihe mit y-Achse im Lot mit $Q_K = 14$ pC zu 40%. Für $Q_{IEC} = 50$ pC



(a) z-Achse im Lot

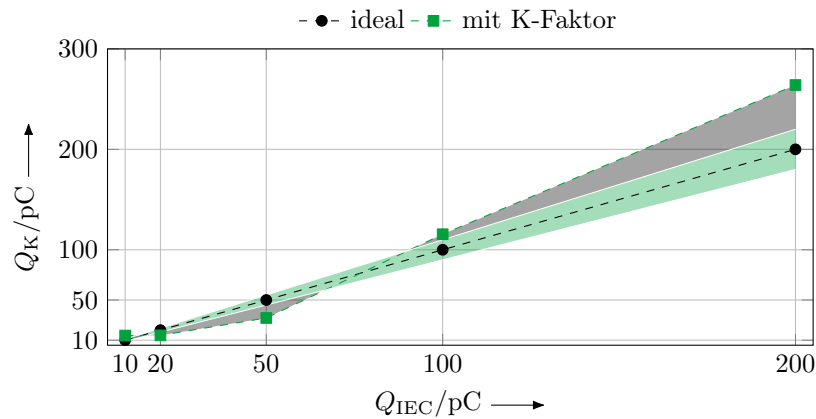


(b) y-Achse im Lot

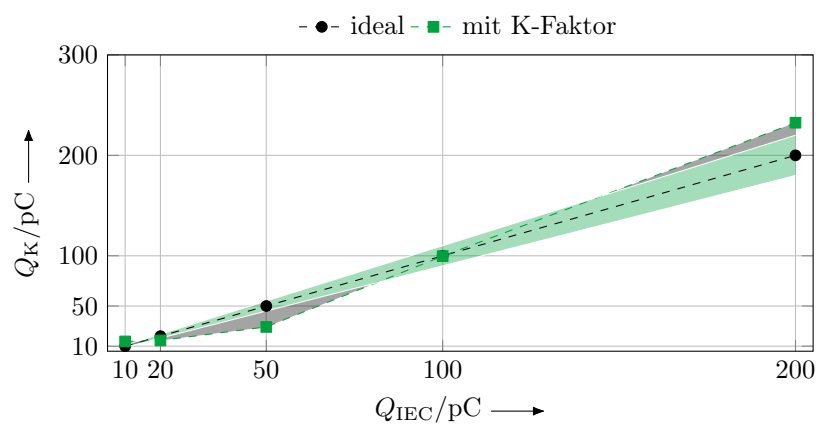
Abbildung 7.10: Berechnete Ladung Q_K bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit *Hilbert-Fraktal-Struktur* mit (a) z-Achse im Lot und (b) y-Achse im Lot; 10 % Abweichungsintervall vom Sollwert als grüne Fläche; Fehlerfläche in grau

ergibt sich die zweithöchste Abweichung mit $Q_K = 30$ pC zu 40 % für die Messreihe mit z-Achse im Lot und mit $Q_K = 36$ pC zu 28 % für die Messreihe mit y-Achse im Lot.

Die Anwendung des Korrekturfaktors auf die Kalibrierungsmessreihe der *Hilbert-Fraktal-Struktur* dargestellt in Abbildung 7.10 führt zu einer verglichen mit der logarithmisch periodischen Patch-Struktur größeren absoluten Abweichung. Die Abweichung ist für die Messreihe mit z-Achse im Lot sowohl hinsichtlich Fehlerfläche als auch der maximalen Abweichung größer gegenüber der Messreihe mit y-Achse im Lot. Sowohl für die Messreihe mit z-Achse im Lot als auch für die Messreihe mit y-Achse im Lot liegt die berechnete Ladung Q_K für $70 \text{ pC} < Q_{IEC} < 100 \text{ pC}$ innerhalb der 10 % Abweichung. Die maximale Abweichung über beide Messreihen ergibt sich auch bei dieser Struktur für die Messreihe mit z-Achse in Grundstellung. Bei $Q_{IEC} = 200 \text{ pC}$ ergibt sich diese mit $Q_K = 338 \text{ pC}$ zu 69 %. Die maximale Abweichung der Messreihe mit y-Achse im Lot ergibt sich bei $Q_{IEC} = 20 \text{ pC}$ mit $Q_K = 12 \text{ pC}$ zu 40 %. Die Fehlerflächen bei Anwendung des Korrekturfaktors auf die Hilbert-Fraktal-Struktur sind größer gegenüber den Fehlerflächen bei Anwendung der Korrekturfunktion auf die logarithmisch periodische Patch-Struktur, da diese die absolute Abweichung bis zur 10 %-Abweichung angibt.



(a) z-Achse im Lot



(b) y-Achse im Lot

Abbildung 7.11: Berechnete Ladung Q_K bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibrier-signals; erfasst mit *Flügel-Struktur* mit (a) z-Achse im Lot und (b) y-Achse im Lot; 10% Abweichungsintervall vom Sollwert als grüne Fläche; Fehlerfläche in grau

Bei Betrachtung der relativen Abweichung ergeben sich insgesamt geringere Abweichungen für die Hilbert-Fraktal-Struktur. Dabei gilt jedoch zu berücksichtigen, dass die Ergebnisse für die logarithmisch periodische Patch-Struktur über einem größeren Intervall innerhalb der 10% Abweichung liegen.

Bei Anwendung des Korrekturfaktors auf die Kalibrierungsmessreihe der *Flügel-Struktur* mit z-Achse im Lot ergibt sich gegenüber der Messreihe mit y-Achse im Lot eine größere Fehlerfläche wie in Abbildung 7.11 dargestellt. Für die Messreihe mit z-Achse im Lot liegt die berechnete Ladung Q_K für $65 \text{ pC} < Q_{IEC} < 90 \text{ pC}$ innerhalb der 10% Abweichung für die Messreihe mit y-Achse im Lot liegt die berechnete Ladung Q_K hingegen für $79 \text{ pC} < Q_{IEC} < 150 \text{ pC}$ innerhalb der 10% Abweichung. Die maximale Abweichung ergibt sich für beide Grundstellungen bei $Q_{IEC} = 10 \text{ pC}$ mit $Q_K = 15 \text{ pC}$ zu 50%. Die zweithöchste Abweichung ergibt sich bei $Q_{IEC} = 50 \text{ pC}$ mit $Q_K = 32 \text{ pC}$ zu 36% für die Messreihe mit z-Achse im Lot und mit $Q_K = 29 \text{ pC}$ zu 42% für die Messreihe mit y-Achse im Lot. Gegenüber der Anwendung der Korrekturfunktion auf die Hilbert-Fraktal-Struktur ergibt sich bei der Flügel-Struktur insgesamt betrachtet eine geringere Fehlerfläche und ein größeres Intervall, für den die berechnete

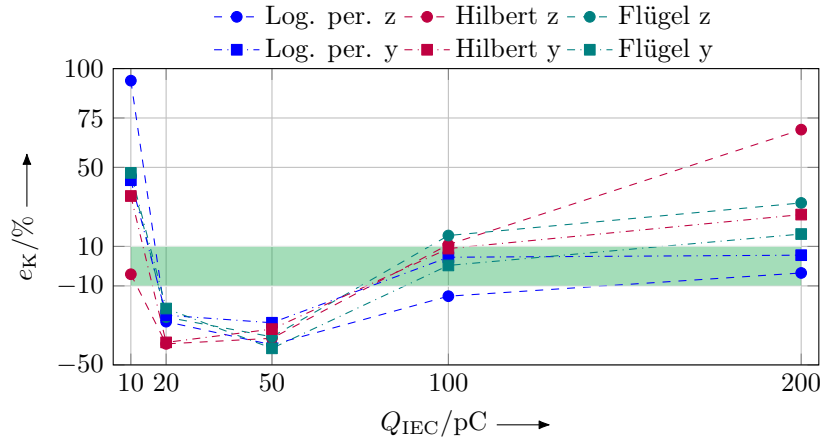


Abbildung 7.12: Abweichung e_K der berechneten Ladung Q_K von der Ladung der Kalibrierimpulse Q_{IEC} in %

Ladung Q_K innerhalb der 10% Abweichung liegt. Auch die maximale Abweichung ist gegenüber den Ergebnissen der Hilbert-Fraktal-Struktur geringer. Gegenüber der Anwendung der Korrekturfunktion auf die logarithmisch periodische Patch-Struktur ergibt sich bei der Flügel-Struktur insgesamt betrachtet eine größere Fehlerfläche und ein kleineres Intervall, für das die Abweichung innerhalb der 10% Abweichung liegt. Die maximale Abweichung ist gegenüber den Ergebnissen der logarithmisch periodischen Patch-Struktur geringer.

Die Fehlerflächen sind für alle Strukturen bei den Messreihen mit z-Achse im Lot größer gegenüber den Messreihen mit y-Achse im Lot. Das Intervall von Q_{IEC} über den die Ergebnisse innerhalb der 10% Abweichung liegt ist für die logarithmisch periodische Patch-Struktur am größten, insbesondere für Ladungsmengen von 10 pC ist die berechnete Ladung Q_K jedoch doppelt so hoch wie der Sollwert. Demgegenüber liegen die Ergebnisse der Flügel-Struktur für ein kleineres Intervall von Q_K innerhalb der 10% Abweichung. Jedoch ist die relative maximale Abweichung nur halb so hoch gegenüber der logarithmisch periodischen Patch-Struktur.

In Abbildung 7.12 sind die bereits erwähnten relativen Abweichungen der berechneten Ladung Q_K vom Sollwert für die jeweilige Kalibrierladung Q_{IEC} dargestellt. Die Abweichung der berechneten Ladung Q_K von der Ladung Q_{IEC} der Kalibrierimpulse erfolgt gemäß

$$e_K = \frac{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M Q_{K,m} - Q_{IEC}}{Q_{IEC}}. \quad (7.7)$$

Die berechneten Ergebnisse sind zur besseren Vergleichbarkeit zwischen den Messreihen und Strukturen mit gestrichelten Linien verbunden, was jedoch keine Interpolation darstellt. Hier wird deutlich, dass sich im Bereich von $20 \text{ pC} < Q_{IEC} < 100 \text{ pC}$ für keine Struktur eine konstant höhere oder niedrigere Abweichung gegenüber den anderen Strukturen ergibt. Für $Q_{IEC} = 20 \text{ pC}$ und $Q_{IEC} = 50 \text{ pC}$ ergibt sich für alle Strukturen eine negative Abweichung vom Sollwert. Dies bedeutet, dass die berechnete Ladung Q_K geringer ist, als die Ladung Q_{IEC} der Kalibrierimpulse. Im Anwendungsfall bedeutet das, dass eine zu niedrige Ladung festgestellt wird, und somit eine Schädigung der Isolation und damit der Betriebsmittelkomponente in dem Sinne falsch bewertet wird, als dass die Schädigungsrelevanz als zu gering eingestuft wird. Für eine Ladung von

$Q_{\text{IEC}} = 10 \text{ pC}$ wird für alle Strukturen bis auf die Messreihe der Hilbert-Fraktal-Struktur mit z-Achse im Lot eine zu hohe Ladung Q_{K} berechnet. Diese ist für die logarithmisch periodische Struktur mit z-Achse im Lot sogar fast doppelt so hoch wie der Sollwert. Im Anwendungsfall führt dies je nach Ladungsmenge, ab der ein Wartungsfall vorliegt, zu einem verfrühten Abschalten der Betriebskomponente und ggf. Austausch der Teilkomponente. Für eine Kalibrierladung von $Q_{\text{IEC}} = 200 \text{ pC}$ ergibt sich für alle Strukturen entweder eine Abweichung innerhalb der 10 % Abweichung oder eine höhere Abweichung. Im Anwendungsfall wird dann eine höhere Ladung bestimmt, was im Sinne der Betriebssicherheit positiv gegenüber einer zu niedrigen Ladungsmengenbestimmung zu bewerten ist, da gerade bei Ladungsmengen von einigen $Q_{\text{IEC}} = 100 \text{ pC}$ eine frühzeitige Feststellung der Isolationsschädigung die Betriebssicherheit gewährleistet.

Eine Übersicht der diskutierten Ergebnisse der Kalibrierungsmessreihe ist in Tabelle 7.2 dargestellt. Berücksichtigt wird die diskutierte Spannweite der Signalgröße E_{s} bei gleichbleibender Ladung Q_{IEC} als Faktor zwischen minimalem Wert und maximalem Wert des Intervalls. Dabei wird sowohl der minimale Intervallbreitenfaktor F_{min} als auch der maximale Intervallbreitenfaktor F_{max} der Ergebnisse der gesamten mit der jeweiligen Struktur durchgeführten Kalibrierungsmessreihe berücksichtigt. Je kleiner diese Faktoren und desto geringer die Differenz zwischen den Faktoren desto weniger Schwankung unterliegt die Signalenergie E_{s} bei gleichbleibendem Q_{IEC} . Dies ist hinsichtlich der Präzision der Ladungsmengenbestimmung vorteilig. Außerdem wird die Intervallbreite berücksichtigt, für welche die Abweichung e_{K} der berechneten Ladung Q_{K} von der gemessenen Ladung Q_{IEC} innerhalb der 10 %-Abweichung liegt. Je größer dieses Intervall, desto breiter ist der Gültigkeitsbereich des Kalibrierungsverfahrens. Zudem wird die nach Abbildung 7.12 maximal auftretende Abweichung e_{K} berücksichtigt. Für die mit der Flügel-Struktur durchgeführten Kalibrierungsmessreihen ergibt sich die geringste Spannweite der Signalgröße E_{s} bei gleichbleibender Ladung Q_{IEC} als Faktor zwischen minimalem Wert und maximalem Wert des Intervalls der Spannweite. Sowohl der minimale Faktor F_{min} als auch der maximale Faktor F_{max} sind verglichen mit den anderen Strukturen am geringsten. Die Differenz zwischen beiden Faktoren ist ebenfalls am geringsten. Die Intervallbreite, für die die Abweichung e_{K} der berechneten Ladung Q_{K} von der gemessenen Ladung Q_{IEC} innerhalb der 10 %-Abweichung liegt, ist verglichen mit den anderen Strukturen die zweitgrößte. Die maximal auftretende Abweichung beträgt 50 % und ist die niedrigste der verwendeten Strukturen. Das Kalibrierungsverfahren führt somit für die Flügel-Struktur bei Erprobung mit Kalibrierimpulsen zu den geringsten Abweichungen und dem breitesten Gültigkeitsbereich.

Die Flügel-Struktur weist sowohl die geringste maximale Abweichung als auch den geringsten Intervallbreitenfaktor der berechneten Ladung Q_{K} bei gleichbleibender Ladung Q_{IEC} auf. Die Intervallbreite, für die $e_{\text{K}} < \pm 10 \%$ gilt, ist die zweitgrößte der Strukturen. Damit sind die Ergebnisse für die Flügel-Struktur hinsichtlich des Kalibrierungsverfahrens besser gegenüber den anderen beiden Strukturen. Die beiden anderen Strukturen sind hinsichtlich des Intervallbreitenfaktors der berechneten Ladung Q_{K} bei gleichbleibender Ladung Q_{IEC} vergleichbar. Hinsichtlich der Intervallbreite, für die $e_{\text{K}} < \pm 10 \%$ gilt, ist die logarithmisch periodische Struktur überlegen, weist dafür aber die größte maximale Abweichung e_{max} auf.

Tabelle 7.2: Übersicht zu den Ergebnissen der Kalibrierungsmessreihe; **fett** bestes Ergebnis, unterstrichen zweitbestes Ergebnis

Struktur	Schwankung von E_s		Intervall von Q_K mit $e_K < \pm 10\%$	Maximale Abweichung e_{\max}
	F_{\max}	F_{\min}		
Log. per.	<u>2,4</u>	<u>1,5</u>	z $Q_{\text{IEC}} > 125 \text{ pC}$ y $Q_{\text{IEC}} > 70 \text{ pC}$	90 %
Hilbert	2,5	1,2	70 pC < Q_{IEC} < 100 pC	<u>69 %</u>
Flügel	1,6	1,2	<u>z 65 pC < Q_{IEC} < 90 pC</u> <u>y 79 pC < Q_{IEC} < 150 pC</u>	50 %

7.3.2 Validierung mit Teilentladungssignalen

Die Entwicklung und Erprobung des Verfahrens zur Berechnung der Ladung aus einem mit Antennenstrukturen erfassten TE-Signal erfolgt unter Verwendung von Kalibrierimpulsen definierter Ladungsmengen. Das Verfahren wird nachfolgend auf durch Ionisierung verursachte TE-Signale angewendet. Dazu werden die in Kapitel 6.5 im Kleinlabor durchgeführten Messreihen und die in Kapitel 6.6 in der Hochspannungshalle durchgeführten Messreihen verwendet. Aus den generierten Messdaten wird die Signalenergie E_s gemäß Gleichung (7.3) berechnet und dann mit dem jeweiligen Korrekturfaktor K aus Tabelle 7.1 die Ladung Q_K gemäß Gleichung (7.5) berechnet. Es ergeben sich so für die Kleinlabormessung $M = 54$ Messungen und für die Messung in der Hochspannungshalle $M = 53$ Messungen, die ausgewertet werden.

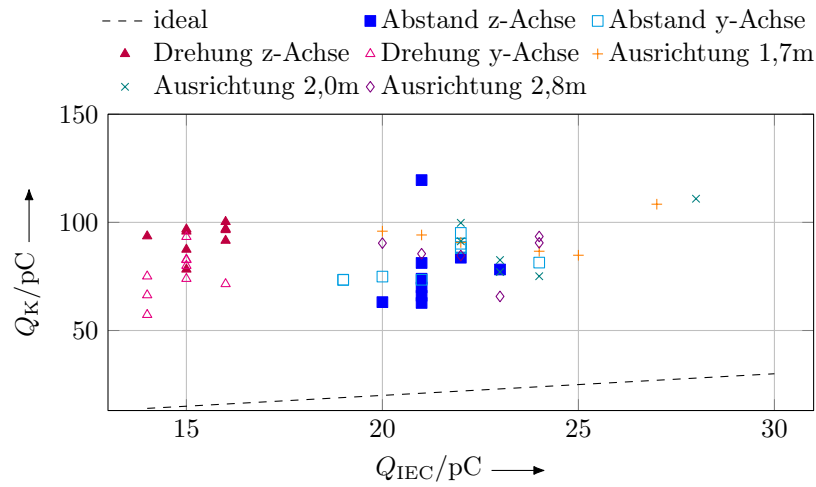
In Abbildung 7.13 und 7.14 sind die Ergebnisse für die aus den Messreihen der Kleinlabormessungen bzw. aus den Messungen in der Hochspannungshalle berechnete Ladung Q_K dargestellt. Auf der x-Achse ist die parallel mit dem Teilentladungsmesskreis nach IEC 60270 erfasste Ladung Q_{IEC}^1 angegeben. Ideal ist eine Übereinstimmung zwischen Q_K und Q_{IEC} . Die verschiedenen Teilmessreihen wie Abstandsmessung mit z-Achse im Lot bzw. y-Achse im Lot, sowie Drehung um z-Achse bzw. y-Achse und multiparametrische Variation der Ausrichtung in verschiedenen Abständen sind unterscheidbar dargestellt. Ergänzend sind die Ergebnisse in den Tabellen C.3 bis C.8 aufgeführt.

Eine Feststellung der Abweichung der berechneten Ladung Q_K von der nach IEC 60270 erfasste Ladung Q_{IEC} erfolgt zur besseren Vergleichbarkeit je Messung m zu

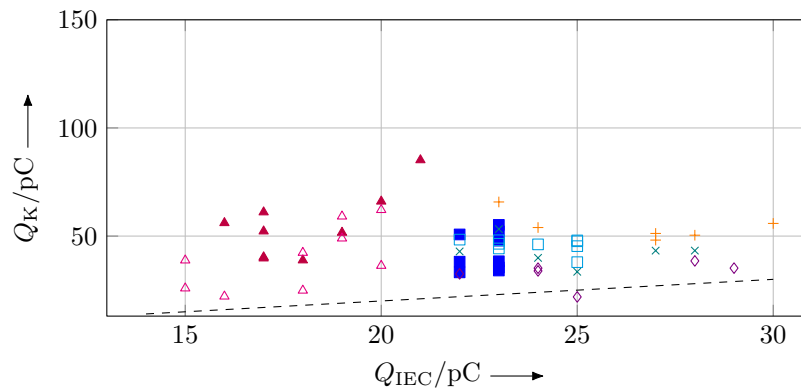
$$e_K = \frac{|Q_{K,m} - Q_{\text{IEC},m}|}{Q_{\text{IEC},m}}. \quad (7.8)$$

In Abbildung 7.13a ist die berechnete Ladung Q_K für die mit der *logarithmisch periodischen Patch-Struktur* im Kleinlabor durchgeführten Messreihen dargestellt. Gemäß der Erprobung mit Kalibrierimpulsen ist die in Abbildung 7.12 dargestellte Abweichung von ca. -30% bis -25% für $Q_{\text{IEC}} = 20 \text{ pC}$ zu erwarten. Dies entspricht einer geringeren berechneten Ladung Q_K gegenüber der gemessenen Ladung Q_{IEC} . Die berechnete Ladung ist jedoch deutlich höher,

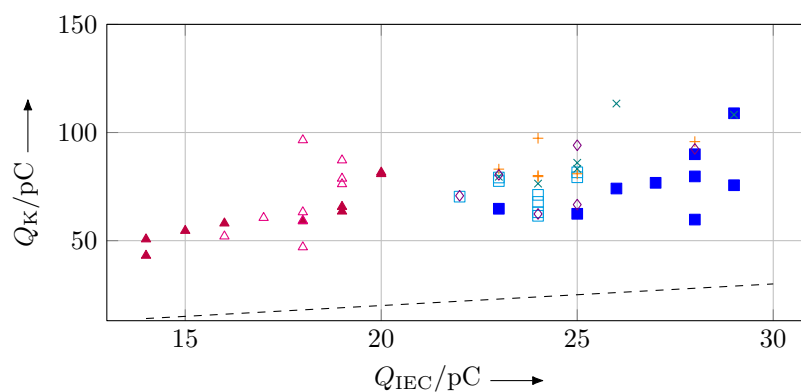
¹Werden Kalibrierimpulse zur Kalibrierung genutzt, bezeichnet Q_{IEC} die Ladung der Kalibrierimpulse. Diese sind hier nicht gemeint.



(a) Logarithmisch periodische Patch-Struktur



(b) Hilbert-Fraktal-Struktur



(c) Flügel-Struktur

Abbildung 7.13: Aus den mit (a) logarithmisch periodischer Patch-Struktur, (b) Hilbert-Fraktal-Struktur und (c) Flügel-Struktur erfassten TE-Signalen berechnete Ladung Q_K über gemessene Ladung Q_{IEC} - Messreihe Kleinlabor

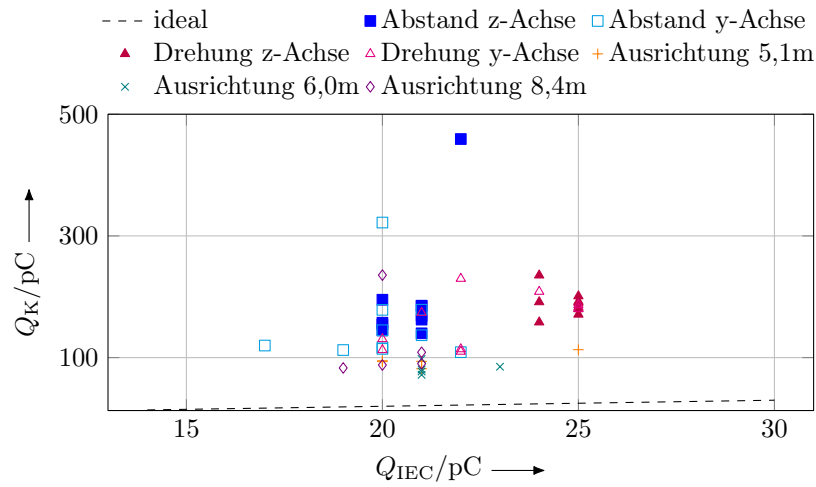
sodass sich im Mittel über alle Messungen eine Abweichung von 342 % ergibt. Die maximale Spannweite der berechneten Ladung Q_K bei gleicher Ladung Q_{IEC} beträgt 57 pC für die Messreihe zur Abstandvariation mit z-Achse im Lot. Die Messreihen sind untereinander nicht signifikant unterscheidbar. Ein signifikanter Unterschied besteht insbesondere dann, wenn sich die berechnete Ladung Q_K für die verschiedenen Ausrichtungen bei vergleichbarer Ladung Q_{IEC} gegenüber den anderen Ausrichtungen unterscheidet und die Spannweite nicht überlappt. Dies ist jedoch nicht gegeben. Das bedeutet, dass die Ausrichtung keinen signifikanten Einfluss auf die berechnete Ladung Q_K hat. Für die Messreihe zur Drehung um die Raumachsen sind Ladungen bis 16 pC aufgetreten, bei den anderen Messreihen hingegen höhere Ladungen. Dies führt dazu, dass sich hier keine Messpunkte aus den anderen Messreihen überlagern, bedeutet aber nicht, dass hier signifikante Unterschiede in der berechneten Ladung Q_K abhängig von der Ausrichtung der Struktur vorliegen.

Die berechnete Ladung Q_K für die mit der *Hilbert-Fraktal-Struktur* im Kleinlabor durchgeführten Messreihen ist in Abbildung 7.13b dargestellt. Es sind gemäß der Erprobung mit Kalibrierimpulsen Abweichungen von ca. -40 % für $Q_{IEC} = 20$ pC zu erwarten (vgl. Abbildung 7.12). Auch hier ist die berechnete Ladung Q_K jedoch nicht geringer, sondern deutlich höher als die gemessene Ladung Q_{IEC} . Im Mittel über alle Messungen beträgt die Abweichung 108 %. Bei gleichbleibender Ladung Q_{IEC} ergibt sich eine maximale Spannweite in der berechneten Ladung Q_K zu 21 pC für die Messreihe zur Abstandsva-riation mit z-Achse im Lot und für die Messreihe zur Drehung um die z-Achse. Es sind auch für diese Struktur hinsichtlich der berechneten Ladung Q_K keine signifikanten Unterschiede zwischen den Messreihen zur Abstandsva-riation, Drehung um die Raumachsen und multiparametrischen Variation gegeben.

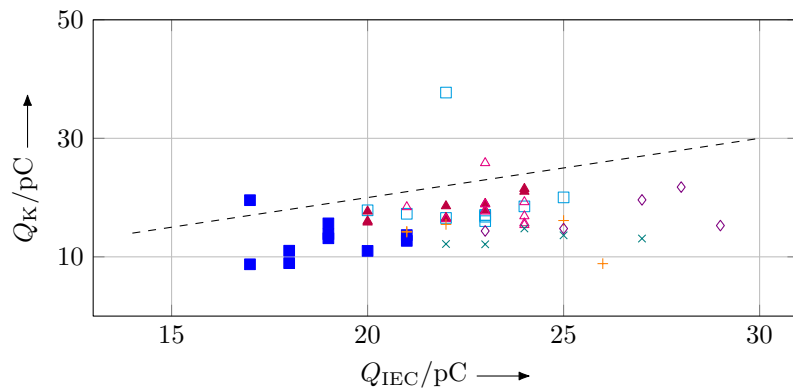
In Abbildung 7.13c ist die berechnete Ladung Q_K für die mit der *Flügel-Struktur* im Kleinlabor durchgeführten Messreihen dargestellt. Es sind gemäß der Erprobung mit Kalibrierimpulsen Abweichungen von ca. -26 % bis -21 % für $Q_{IEC} = 20$ pC zu erwarten (vgl. Abbildung 7.12). Die berechnete Ladung ist jedoch deutlich höher, sodass sich im Mittel über alle Messungen eine Abweichung von 235 % ergibt. Bei gleichbleibender Ladung Q_{IEC} ergibt sich eine maximale Spannweite in der berechneten Ladung Q_K zu 50 pC für die Messreihe zur Drehung um die y-Achse. Auch hier sind die Messreihen nicht signifikant voneinander unterscheidbar.

Grundsätzlich werden bei Anwendung des Verfahrens zur Berechnung der Ladung Q_K aus den von den Strukturen elektromagnetisch erfassten Signalen höhere Ladungen bestimmt, als gemäß IEC 60270 gemessen werden. Für die Hilbert-Fraktal-Struktur ist die Abweichung der berechneten Ladung Q_K von der gemessenen im Vergleich zu den anderen Strukturen am geringsten, für die logarithmisch periodische Patch-Struktur hingegen am größten. Bevor eine weitere statistische Auswertung der Abweichungen erfolgt, wird das Verfahren zunächst auf die in der Hochspannungshalle durchgeführten Messungen angewendet.

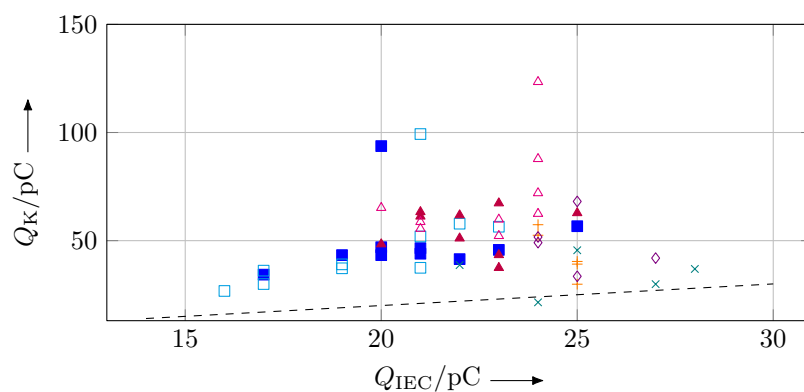
Die berechnete Ladung Q_K für die mit der *logarithmisch periodischen Patch-Struktur* in der Hochspannungshalle durchgeführten Messreihen ist in Abbildung 7.14a dargestellt. Die Abweichung der berechneten Ladung Q_K von der gemessenen Ladung Q_{IEC} beträgt im Mittel 608 % und ist damit gegenüber den Messungen im Kleinlabor mit 342 % größer. Die maximale Spannweite der berechneten Ladung Q_K bei gleicher Ladung Q_{IEC} ergibt sich zu 207 pC für die Messreihe zur Abstandsva-riation mit y-Achse im Lot. Es sind auch für diese Messreihe hinsicht-



(a) Logarithmisch periodische Patch-Struktur



(b) Hilbert-Fraktal-Struktur



(c) Flügel-Struktur

Abbildung 7.14: Aus den mit (a) logarithmisch periodischer Patch-Struktur, (b) Hilbert-Fraktal-Struktur und (c) Flügel-Struktur erfassten TE-Signalen berechnete Ladung Q_K über gemessene Ladung Q_{IEC} - Messreihe Hochspannungslabor

lich der berechneten Ladung Q_K keine signifikanten Unterschiede zwischen den Messreihen zur Abstandvariation, Drehung um die Raumachsen und multiparametrischen Variation gegeben.

In Abbildung 7.14b ist die berechnete Ladung Q_K für die mit der *Hilbert-Fraktal-Struktur* in der Hochspannungshalle durchgeführten Messreihen dargestellt. Zwischen berechneter Ladung Q_K und gemessener Ladung Q_{IEC} besteht im Mittel eine Abweichung von 30 %. Die berechnete Ladung Q_K ist dabei bis auf drei Datenpunkte geringer als die gemessene Ladung Q_{IEC} . Demgegenüber ist die aus den Messreihen der Messungen im Kleinlabor berechnete Ladung Q_K im Mittel um 108 % größer. Bei gleichbleibender Ladung Q_{IEC} ergibt sich eine maximale Spannweite in der berechneten Ladung Q_K zu 21 pC für die Messreihe zur Abstandsva-riation mit y-Achse im Lot. Für diese Struktur ergeben sich ebenfalls keine signifikanten Unterschiede hinsichtlich der berechneten Ladung Q_K abhängig von Abstand zur TE-Signalquelle, Drehung um die Raumachse oder multiparametrischer Variation.

Die berechnete Ladung Q_K für die mit der *Flügel-Struktur* in der Hochspannungshalle durchgeführten Messreihen ist in Abbildung 7.14c dargestellt. Die berechnete Ladung Q_K ist für alle Messreihen mit Ausnahme eines Datenpunktes größer als die gemessene Ladung Q_{IEC} . Die Abweichung zwischen berechneter und gemessener Ladung der in der Hochspannungshalle durchgeführten Messungen beträgt im Mittel 134 % und die der im Kleinlabor durchgeführten Messungen beträgt im Mittel 235 %. Die maximale Spannweite der berechneten Ladung Q_K bei gleicher Ladung Q_{IEC} beträgt 61 pC für die Messreihe zur Drehung um die y-Achse. Auch für diese Struktur sind hinsichtlich der berechneten Ladung Q_K keine signifikanten Unterschiede zwischen den Messreihen zur Abstandvariation, Drehung um die Raumachsen und multiparametrischen Variation gegeben.

Die bereits erwähnte Spannweite bei gleichbleibender Ladung Q_{IEC} pro Messreihe in gleicher Ausrichtung, entsteht durch Einflüsse bei der Messaufnahme. Zum einen erfolgt das Ablesen der Ladung Q_{IEC} über eine Software, deren Anzeige sich fortlaufend entsprechend der TE-Aktivität im einstelligen pC-Bereich ändert. Hier sind Fehler beim Ablesen nicht auszuschließen. Zum anderen erfolgt eine teils zufällige Einkopplung der Störumgebung. Außerdem unterscheiden sich Reflexionen insbesondere bei Variation des Abstands aufgrund der Signallaufzeit, die entsprechend die Signalenergie E_s trotz triggerbasierter Mittelung über 1000 Aufnahmen beeinflussen. Auch aufgrund dessen kommt es zu unterschiedlichen Ergebnissen der berechneten Ladung Q_K bei konstant bleibender Ladung Q_{IEC} . Insbesondere ergeben sich hier größere Spannweiten der berechneten Ladung Q_K bei gleichbleibender Ladung Q_{IEC} bei Variation des Abstandes und bei Drehung um die Raumachsen, da hier Störer und Reflexionen je nach Abstand und Drehung anders einkoppeln. Die Variation des Abstands führt insbesondere zu anderen Reflexionen, da die relative Position zu Wänden und anderen Gegenständen variiert wird. Bei Drehung um die Raumachsen koppeln hingegen abhängig von der Drehung und Polarisierung der Störsignale unterschiedliche Störanteile ein. Da sich die Ergebnisse der berechneten Ladung Q_K der Messreihen zur Abstandvariation, Drehung um die Raumachsen und multiparametrischen Variation nicht signifikant voneinander unterscheiden, ist davon auszugehen, dass die Ausrichtung der Struktur die Bestimmung der Ladung nicht beeinflusst. Im Folgenden werden aufgrund der nicht signifikanten Unterscheidbarkeit alle $M = 54$ Messreihen zu einer Messreihe im Kleinlabor bzw. alle $M = 53$ Messreihen zu einer Messreihe in der Hochspannungshalle zusammengefasst und die

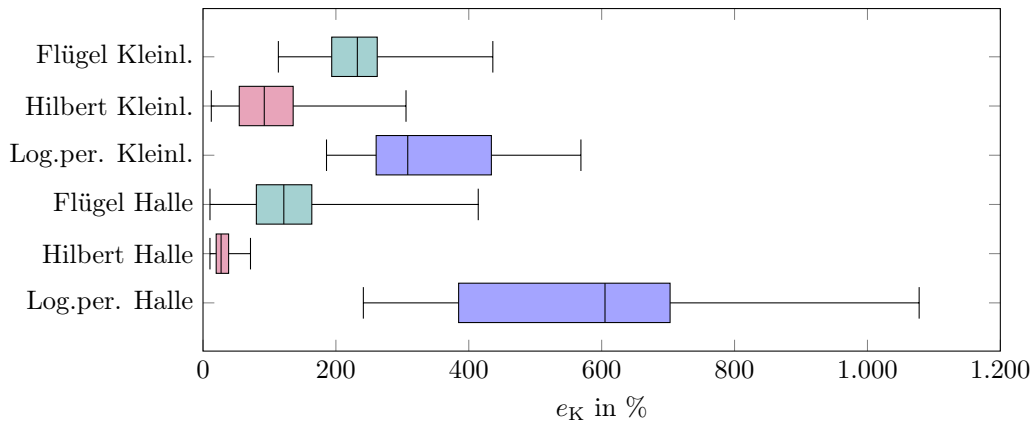


Abbildung 7.15: Verteilung der Abweichung e_K der berechneten Ladung Q_K in % von gemäß IEC 60270 gemessener Ladung Q_{IEC}

Verteilung der Abweichung analysiert.

Die Verteilung der Abweichung e_K in % gemäß Gleichung (7.8) ist in Abbildung 7.15 für alle Strukturen dargestellt. Die Boxen markieren den Interquartilsabstand zwischen oberem und unterem Quartil, in welchem die mittleren 50 % der Werte liegen. Dabei sind 75 % aller Werte kleiner oder gleich dem Wert des oberen Quartils und 25 % aller Werte kleiner oder gleich dem Wert des unteren Quartils. Der Strich innerhalb der Box markiert den Median. Die Fühler rechts und links neben dem unteren beziehungsweise oberen Quartil geben die Spannweite bis zum minimalen bzw. maximalen Wert der ausgewerteten Daten an.

Für die *logarithmisch periodische Patch-Struktur* ergibt sich sowohl für die Messreihe im Kleinlabor als auch in der Hochspannungshalle der größte Interquartilsabstand der berechneten Abweichung e_K . Auch der Median der Abweichung e_K liegt für die Kleinlabormessung mit 308 % und die Messung in der Hochspannungshalle mit 605 % deutlich über jenen der beiden anderen Strukturen. Der Minimalwert der Abweichung e_K ergibt sich für die Messreihe im Kleinlabor zu 186 % und für die Messreihe in der Hochspannungshalle zu 241 %. Der Maximalwert der Abweichung e_K beträgt für die Messreihe im Kleinlabor 569 % und für die Messreihe in der Hochspannungshalle 1078 %. Für Messreihe in der Hochspannungshalle werden zwei Abweichungen berechnet, die mit $e_K = 1987,40\%$ und $e_K = 1509,89\%$ oberhalb des oberen Quartils liegen und nicht dargestellt werden. Diese werden als fehlerhafte Datenpunkte aufgrund eines Mess- und Ablesefehlers oder eines Auswertefehlers angenommen.

Der Median der Abweichung e_K der Messreihe mit der *Hilbert-Fraktal-Struktur* beträgt für die Messung im Kleinlabor 92 % und für die Messung in der Hochspannungshalle 27 %. Der Minimalwert der Abweichung e_K beträgt für die Messreihe im Kleinlabor 12 % und die Messreihe in der Hochspannungshalle 10 %. Sowohl Median als auch minimale Abweichung sind damit am geringsten verglichen mit den beiden anderen Strukturen. Der Maximalwert der Abweichung e_K ergibt sich aus der Kleinlabormessung zu 306 % und aus der Messung in der Hochspannungshalle zu 71 % und ist ebenfalls verglichen mit den anderen Strukturen die geringste. Der Interquartilsabstand der Messreihe in der Hochspannungshalle ist insgesamt betrachtet der kleinste. Der Interquartilsabstand der Messreihe im Kleinlabor ist verglichen mit den Interquartilsabständen der Messreihen mit der logarithmisch periodischen Struktur mindestens halb so groß.

Für die *Flügel-Struktur* ergeben sich sowohl für die Messreihe im Kleinlabor als auch in der Hochspannungsreihe ähnliche Interquartilsabstände bezüglich der Abweichung e_K wie bei der mit der Hilbert-Fraktal-Struktur durchgeführten Messreihe im Kleinlabor. Der Median der Abweichung e_K liegt mit 232 % für die Messreihe im Kleinlabor und 122 % für die Messreihe in der Hochspannungshalle zwischen den Medianen der Messreihen durchgeführt mit der logarithmisch periodischen Patch-Struktur und der Hilbert-Fraktal-Struktur. Der Minimalwert der Abweichung e_K ergibt sich zu 113 % für die Messreihe im Kleinlabor und 11 % für die Messreihe in der Hochspannungshalle. Der Maximalwert der Abweichung e_K beträgt 436 % für die Messreihe im Kleinlabor und 414 % für die Messreihe in der Hochspannungshalle.

Die Abweichung e_K der berechneten Ladung Q_K aus den mit der logarithmisch periodischen Patch-Struktur erfassten Signalen streut insgesamt mehr und ist im Mittel auch höher als bei Erfassung mit den anderen Strukturen. Die berechnete Ladung Q_K aus den mit der Hilbert-Fraktal-Struktur erfassten Signalen weicht im Mittel am geringsten von der gemessenen Ladung Q_{IEC} ab. Bei Vergleich der Abweichung e_K zwischen berechneter Ladung Q_K und gemessener Ladung Q_{IEC} mit der Abweichung zwischen berechneter Ladung Q_K der elektromagnetisch erfassten Kalibrierimpulse und der Ladung Q_{IEC} der Kalibrierimpulse (vgl. Abbildung 7.12) bestehen Unterschiede. Diese sind auf die Art der Entstehung der elektromagnetischen Welle zurückzuführen. Die durch Ionisierungsvorgänge verursachten TE sind durch einen kurzen elektrischen Elementarstrahler wie in Abschnitt 3.2.1 abbildbar. Auch dieser angenommene Strahler hat im theoretischen Sinne ein Wandlungsmaß bzw. Antennenfaktor wie in Abbildung 7.1 dargestellt. Bei Verwendung des Ladungskalibrators als Signalquelle wird dieser zwar an die Zelle angebunden, das Signal wird jedoch nicht durch Ionisierung und ein entsprechendes Potenzialgefälle zwischen Nadel und Erdelektrode verursacht. Die Einkopplung des Signals erfolgt über den Koaxialanschluss am unteren Ende der Zelle und wird über die Zellenwände gegen Erde abgeführt. Hierdurch liegt gegenüber der Signalentstehung durch Ionisierungsvorgänge ein anderes Wandlungsmaß vor, welches durch den Korrekturfaktor K abgebildet wird.

Bei der Erzeugung von TE mit dem Messaufbau sind Ladungsmengen von 14 pC bis 30 pC realisierbar. Im Rahmen des Kalibrierverfahrens werden jedoch Kalibrierimpulse mit Ladungsmengen von 10 pC bis 200 pC berücksichtigt. Die Validierung des Verfahrens mit realen TE-Impulsen ist entsprechend für ein kleines Intervall der Ladung Q_{IEC} durchführbar.

In Tabelle 7.3 sind die Ergebnisse der Validierung des Kalibrierungsverfahrens mit TE-Impulsen aufgeführt. Die jeweils besten Werte sind fett gedruckt, die zweitbesten sind unterstrichen. Die Hilbert-Fraktal-Struktur weist hinsichtlich aller verwendeten statistisch beschreibenden Größen die geringste Abweichung e_K zwischen berechneter Ladung Q_K und gemessener Ladung Q_{IEC} auf. Sie ist damit am besten geeignet zur Ladungsmengenbestimmung mit Hilfe des entwickelten Kalibrierungsverfahrens. Die logarithmisch periodische Patch-Struktur ist hingegen am wenigsten geeignet.

7.4 Fazit

Aus dem Kalibrierungsverfahren zur energiebasierten Ladungsmengenbestimmung leitet sich die Signalenergie E_s als zur Bestimmung der Ladung geeignet ab. Es ergeben sich aus den

Tabelle 7.3: Übersicht zu den Ergebnissen der Abweichung e_K im Rahmen der Validierung des Kalibrierungsverfahrens mit TE-Impulsen; oberer Wert aus Messreihe im Kleinlabor, unterer Wert aus Messreihe in Hochspannungshalle; **fett** bestes Ergebnis, unterstrichen zweitbestes Ergebnis

Struktur		Median	Interquartils-	Minimale	Maximale
		in %	abstand	Abweichung	Abweichung
		in %	in %	in %	in %
Log. per.	KL	308	173	186	569
	HL	605	318	241	1078
Hilbert	KL	92	81	12	306
	HL	27	19	10	71
Flügel	KL	<u>232</u>	<u>68</u>	<u>113</u>	<u>436</u>
	HL	<u>122</u>	<u>84</u>	<u>11</u>	<u>414</u>

Kalibrierungsmessreihen strukturspezifische Korrekturfaktoren K , die mit der Signalenergie E_s zu einer Ladung Q_K verrechnet werden. Die Kalibrierungsmessreihen werden im Kleinlabor durchgeführt. Die daraus abgeleiteten Korrekturfaktoren werden sowohl auf im Kleinlabor als auch in der Hochspannungshalle aufgenommene Signale angewendet. Bei Validierung des Kalibrierungsverfahrens mit den Kalibriersignalen stellt sich die Flügel-Struktur als am besten geeignet heraus. Sowohl die Schwankung der berechneten Ladung Q_K bei gleichbleibender Kalibrierladung Q_{IEC} , als auch die maximal auftretende Abweichung e_{max} sind am geringsten. Der Gültigkeitsbereich hinsichtlich der Ladung der Kalibrierimpulse ist der zweitgrößte. Bei Validierung des Kalibrierungsverfahrens mit TE-Signalen stellt sich die Hilbert-Fraktal-Struktur als am besten geeignet heraus. Die Flügel-Struktur ist am zweitbesten geeignet. Die im Vergleich zu den anderen Strukturen geringe Spannweite in der Abweichung e_K zwischen berechneter Ladung Q_K und nach IEC 60270 gemessener Ladung Q_{IEC} bei Erfassung mit der Hilbert-Fraktal-Struktur bestätigt die in Kapitel 6.5 und 6.6 bereits festgestellte geringe Sensitivität gegenüber der Störumgebung. Da alle Strukturen sich in Kapitel 6 vor den Kriterien Breitbandigkeit und Rundstrahlcharakteristik qualifizieren, wird unter Berücksichtigung der Ergebnisse der Entwicklung eines Kalibrierungsverfahrens zur energiebasierten Ladungsmengenbestimmung die Hilbert-Fraktal-Struktur als am besten zum Einsatz in Monitoring, Überwachung und Diagnose von Betriebsmitteln geeignet bewertet. Der Rückschluss auf die Ladung durch das elektromagnetisch erfasste Signal wird hier als wichtiges Kriterium im Rahmen der TE-Diagnose festgelegt. Im Rahmen eines Monitorings ist außerdem neben der Bestimmung eines absoluten Wertes der Ladung eine Diagnose unter Verwendung der relativen Ladungsmenge, also der Tendenz umsetzbar.

Zusammenfassung und Ausblick

Die TE-Diagnose umfasst die Erfassung der TE, die Entstörung der Messsignale, die Bestimmung von Kenngrößen wie Ladung und Wiederholrate, die Klassifikation der TE bis hin zur Bewertung und Ableitung von Maßnahmen zur Wartung und Reparatur. Im Rahmen dieser Arbeit erfolgt zum einen die Untersuchung und Bewertung einer Entstörungsmethode zur Detektion von TE in Messsignalen, die in einer starken Störumgebung elektromagnetisch erfasst werden. Zum anderen erfolgt das Design miniaturisierter breitbandiger Antennenstrukturen in Form von Patch-Strukturen zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE. Daran schließt sich die Entwicklung und Erprobung eines energiebasierten Kalibrierungsverfahrens zur Bestimmung der Ladung aus den elektromagnetisch erfassten TE-Signalen an.

Die Untersuchungen erfolgen mit einem Messkreis und einer integrierten Messzelle, in der gezielt TE erzeugt werden. Aus der Messzelle werden, ermöglicht durch die spezielle Bauform, die einen Wellenwiderstand von $50\ \Omega$ abbildet, die TE-Signale reflexions- und störungsfrei leitungsgebunden erfasst. Dieses Signal dient im Rahmen der Untersuchung und Bewertung der Entstörungsmethode als Vergleichssignal. Im Rahmen der Qualifizierung von Patch-Antennen wird dieses Signal außerdem als Triggerevent genutzt, um 1000 elektromagnetisch erfasste TE triggerbasiert zu mitteln. Die Messzelle ist in einen Standard TE-Messkreis nach IEC 60270 eingebunden, der im Rahmen der Untersuchungen die TE-Intensität misst.

Vorteil der Erfassung von TE mit Antennenstrukturen liegt in der kontaktlosen Messung. Allerdings koppeln gerade bei breitbandigen Antennen über den gesamten Arbeitsfrequenzbereich der Antenne sowohl schmalbandige als auch breitbandige Störsignale ein. Diese sind gegenüber den TE-Signalen energiereich und überlagern diese teils vollständig. Bereits etablierte Verfahren mit Eventtriggerung sind im Anwendungsfall nicht umsetzbar, da hier der Eventtrigger das über eine spezielle Messzelle zeitsynchron leitungsgebunden erfasste TE-Signal selbst ist. Hier wird in dieser Arbeit angeknüpft und eine Entstörungsmethode erprobt und bewertet, die die Störunterdrückung und damit die Detektion von TE-Impulsen in Messsignalen mit starken Störanteilen ermöglicht. Das Wavelet-Denoising bietet hier eine gegenüber der Störumgebung robuste Entstörung. Diese ist bereits bei leitungsgebundenen Messverfahren für Signale mit einem $\text{SNR} > 1$ zur Rauschreduktion etabliert. Im Rahmen der Untersuchungen dieser Arbeit qualifiziert es sich jedoch auch für elektromagnetisch erfasste Messsignale mit starken Störpegeln für einen SNR des TE-Signals von bis zu $-70\ \text{dB}$ zur Unterdrückung von schmalbandigen und breitbandigen Störern sowie Rauschen. Da die realen störungsfreien TE-Impulse aufgrund der starken Störüberlagerung unbekannt sind, wird ein Bewertungsverfahren entwickelt, das

sowohl mit einem synthetischen Testsignal als auch mit einem gestörten TE-Messsignal durchlaufen wird. Das synthetische Testsignal enthält ein eindeutig bekanntes synthetisches TE-Signal und ermöglicht die Bewertung der Verzerrung durch die Entstörung. Bewertungsgrößen für die Beeinflussung des Nutzsignals sind der Korr und der RMSE. Bewertungsgrößen hinsichtlich der Störunterdrückung stellen der SNR vor und nach Entstörung, sowie die NRR dar. Zur Qualifizierung der Entstörung im Rahmen des Online-Monitorings wird ebenfalls die Laufzeit ermittelt. Zur Bewertung der Zuverlässigkeit der Detektion von TE-Impulsen im gestörten Signal wird eine RSPD ermittelt. Außerdem untersucht wird, wie robust die Entstörung gegenüber der Intensität der Störumgebung ist. Dazu wird das synthetische TE-Signal im Verhältnis zur Rauschumgebung unterschiedlich skaliert. Unter Verwendung von realen Messdaten wird das Verfahren hinsichtlich der Rauschreduktion und der Zuverlässigkeit der Detektion von TE-Impulsen bewertet. Die Bewertung der Zuverlässigkeit der Detektion wird durch das zeitsynchron leitungsgebunden und ungestört erfasste Vergleichssignal ermöglicht. Die Entstörung durch das Wavelet-Denoising bietet verschiedene Möglichkeiten hinsichtlich der Wahl des Wavelet, der Wahl des Verfahrens zur Schwellwertschätzung und der Schwellwertregel. Zur Isolation von TE-Impulsen aus stark störüberlagerten Messsignalen eignen sich grundsätzlich die Universal Threshold Estimation mit harter und weicher Schwellwertregel sowie die Bayes Estimation und die Minimax Estimation mit weicher Schwellwertregel. Durch diese Verfahren zur Schwellwertschätzung werden alle TE-Impulse aus dem Messsignal isoliert. Unterschiede zwischen den Verfahren ergeben sich in den falsch positiv identifizierten Impulsen, also Störimpulse, die nicht durch die Entstörung unterdrückt werden. Die Universal Threshold Estimation erzielt hier gegenüber den anderen Schätzverfahren mit Detektionsquoten von 100 % bis 120 % die besten Ergebnisse. Außerdem erweist sich die Universal Threshold Estimation als besonders robust gegenüber der Intensität der Störumgebung. Die Wahl einer harten Schwellwertregel führt zu weniger Verzerrungen der TE-Impulse als die Wahl der weichen Schwellwertregel. Diese Erkenntnis ergibt sich aus Betrachtung der entstörten TE-Messsignale, nicht jedoch aus den Ergebnissen des Korr der Vorstudie. Dadurch motiviert sich für zukünftige Arbeiten die Notwendigkeit der Formulierung einer weiteren Bewertungsgröße hinsichtlich der Signalverzerrung durch die Entstörung. Das Wavelet-Denoising entstört die Signale innerhalb weniger Sekunden, sodass dieses für eine Anwendung im Online-Monitoring geeignet ist.

Die Untersuchungen zur Entstörung erfolgen mit TE-Signalen, die durch eine klassische logarithmisch periodische Antenne erfasst werden. Aufgrund der Breitbandigkeit mit einem Arbeitsfrequenzband bis zu 30 MHz sind die längsten Dipol-Elemente mit ihren Gegenpolen bis zu 2 m lang. Außerdem ist die Kenntnis des Ortes der Entstehung aufgrund der Richtcharakteristik der Struktur erforderlich. Im Anwendungsfall ist der Ort der Entstehung nicht bekannt und die Maße der Antenne unhandlich. Daraus motiviert sich das Design von breitbandigen wesentlich kleineren Antennenstrukturen mit einer Rundstrahlcharakteristik. Patch-Antennen sind zur Miniaturisierung von Antennenstrukturen geeignet, da hier Kupferstrukturen auf ein Dielektrikum aufgebracht werden, was zu einer Verschiebung des Arbeitsfrequenzbandes der Struktur aufgrund des größeren ϵ_r des Substrates gegenüber Luft führt. Dadurch lassen sich breitbandige Strukturen mit einem Arbeitsfrequenzband bis in den MHz-Bereich realisieren, die handliche Maße von ca. 20 cm aufweisen. Drei sich im Design unterscheidende Strukturen

werden hinsichtlich des Arbeitsfrequenzbandes und der Eignung zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE untersucht. Eine logarithmisch periodische Patch-Struktur nach dem Vorbild der klassischen logarithmisch periodischen Struktur, eine Hilbert-Fraktal-Struktur und eine Flügel-Struktur werden realisiert. Alle Strukturen haben ein antipodales Design, um die angestrebte Rundstrahlcharakteristik zu erzielen. Im Unterschied hierzu ist die Rückseite der Hilbert-Fraktal-Struktur invers zur Vorderseite gestaltet. Das Besondere an dieser Realisierung ist eine Flächenstruktur auf der Vorderseite und eine Schlitzstruktur auf der Rückseite. Zur Bestimmung des Arbeitsfrequenzbandes wird das Stehwellenverhältnis messtechnisch ermittelt. Die Strahlcharakteristik wird simulativ ermittelt und durch Messungen von realen TE-Signalen validiert. Alle Strukturen sind zur breitbandigen und ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE geeignet und weisen ein durchgehendes Arbeitsfrequenzband auf. Das Arbeitsfrequenzband der Hilbert-Fraktal-Struktur hat mit 610 MHz bis 3 GHz eine um 10 MHz höhere Unterfrequenz gegenüber der logarithmisch periodischen Patch-Struktur. Allerdings weist die Hilbert-Fraktal-Struktur auch über die Grenzen des Arbeitsfrequenzbandes hinaus ein mittleres Stehwellenverhältnis von 2,2 auf. Aus der simulativen Bestimmung der Rundstrahlcharakteristik ergeben sich für alle antipodalen Strukturen vereinzelt Abweichungen von der idealen Rundstrahlcharakteristik. Die Rundstrahlcharakteristik der Hilbert-Fraktal-Struktur weist gegenüber den anderen Strukturen keine Verlagerung in Richtung einer Seite bzw. Kante der Struktur auf. Die logarithmisch periodische Patch-Struktur ist demgegenüber die einzige Struktur bei der die Fernfeldverstärkung nicht mit der Frequenz schwankt. Zur Validierung der Eignung zur Erfassung realer TE-Signale erfolgen umfangreiche Studien zur Abstandvariation, Drehung um die Raumachsen und multiparametrischen Variation der Ausrichtung der Strukturen gegenüber der TE-Quelle. Die Messungen erfolgen im Kleinlabor und in einer Hochspannungshalle. Alle Strukturen erweisen sich hinsichtlich der ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE mit einem Abstand von bis zu mindestens 14 m als geeignet. Deshalb erfolgt eine Bewertung hinsichtlich der Sensitivität der Strukturen gegenüber der Ausrichtung. Die Hilbert-Fraktal-Struktur erweist sich als besonders robust gegenüber der Störumgebung. Die logarithmisch periodische Patch-Struktur ist hingegen robust gegenüber einer Drehung um die Raumachsen. Die Flügel-Struktur liegt hinsichtlich der Sensitivität gegenüber Drehung und Störumgebung zwischen den anderen beiden Strukturen. Unter Berücksichtigung des mittleren Stehwellenverhältnisses von 2,2 außerhalb des Arbeitsfrequenzbandes erweist sich die Hilbert-Fraktal-Struktur als besonders geeignet zur ausrichtungsunabhängigen und verzerrungsfreien Erfassung von TE.

In den durchgeführten Messreihen zeigt sich keine Abhängigkeit von Signalgrößen zum Abstand d zwischen Struktur und TE-Quelle. Dies ist hinsichtlich einer Bestimmung der Ladungsmenge aus dem erfassten Signal von Vorteil, da die Ortung und Entfernungsbestimmung zur Dämpfungskorrektur aufgrund einer Signaldämpfung über den Abstand entfallen. Zur Bestimmung der Ladung wird ein energiebasiertes Kalibrierungsverfahren erprobt. Dazu werden mit Kalibrierimpulsen eindeutig bekannter Ladungsmenge Messungen unter Variation der Ausrichtung durchgeführt und ein Korrekturfaktor ermittelt, der auf die Signalenergie angewendet wird. Das so qualifizierte Kalibrierungsverfahren wird auf mit den Patch-Strukturen im Kleinlabor und Hochspannungslabor erfasste reale TE-Messsignale angewendet. Die Validierung dieser Ergebnisse der Ladungsberechnung erfolgt unter paralleler Messung mit einem Standard Teilent-

ladungsmesskreis nach IEC 60270. Für die Hilbert-Fraktal-Struktur ergeben sich im Vergleich zu den anderen Strukturen die geringsten Abweichungen zwischen berechneter Ladung und gemessener Ladung. Der Median der Abweichungen liegt für die Kleinlabormessung bei 92% und für die Hallenmessung bei 27%. Die Hilbert-Fraktal-Struktur erweist sich im Rahmen der TE-Diagnose zur ausrichtungsunabhängigen Erfassung von TE-Signalen mit Bestimmung der Ladungsmenge gegenüber den anderen Strukturen als am besten geeignet.

Diese Arbeit leistet einen neuen Beitrag zur elektromagnetischen TE-Diagnose durch die Auslegung und Validierung von Patch-Strukturen zur ausrichtungsunabhängigen TE-Erfassung sowie der Erprobung und Bewertung einer robusten Entstörung durch das Wavelet-Denoising zur Impulsdetektion in elektromagnetisch erfassten TE-Signalen, die stark von der Störumgebung überlagert werden. Unter Verwendung der Hilbert-Fraktal-Struktur ist eine ausrichtungsunabhängige Erfassung von TE bei gleichzeitig geringster Sensitivität gegenüber Ausrichtung und Störumgebung umsetzbar. Die Robustheit des Wavelet-Denoisings leitet außerdem einen Beitrag zu Impulsdetektion in stark gestörten TE-Signalen, die elektromagnetisch erfasst werden. Aus den Untersuchungen dieser Arbeit ergeben sich neue Fragestellungen insbesondere im Bezug auf die Entstörung. Eine nicht triggerbasierte Erfassung, also eine fortlaufende Aufzeichnung von TE-Signalen mit Patch-Strukturen, erfordert einen an die Rundstrahlcharakteristik angepassten Algorithmus zur Entstörung des Signals. Aufgrund der Rundstrahlcharakteristik koppeln Störsignale aus allen Richtungen ein, während das TE-Signal ohne Gewinn aus einer Richtung einkoppelt. Hier bietet sich die Entwicklung eines Schwellwertschätzverfahrens an, welches eine Störumgebungsmessung berücksichtigt. Wird diese fortlaufend aufgezeichnet, ändert sich bei Einsetzen von TE die Verteilung im Frequenzspektrum. Aus der Entstörung der fortlaufend mit Patch-Strukturen aufgezeichneten TE-Signale ergibt sich die Notwendigkeit eines Kalibrierungsverfahrens, welches die Verzerrung durch die Entstörung berücksichtigt. Die Klassifikation von TE-Signalen in die verschiedenen Formen innerer und äußerer TE ist ein Aspekt der TE-Diagnose, der im Rahmen dieser Arbeit nicht betrachtet wird. Das Wavelet-Denoising bietet auch diesbezüglich Ansätze zur Klassifikation durch Betrachtung der Detail- und Approximations-Koeffizienten.

A

Anhang

Tabelle A.1: Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet *Best-localized Daubechies* mit Testsignal

Wavelet	Entstörungsmethode		Vor Entstören	Nach Entstören				t_{den}	RSPD
	Verfahren	Schwellwert	SNR	SNR	NRR	RMSE	Korr		
bl7	Universal	hard	-70,550	-4,636	28,003	0,002	0,656	2,472	115,4
	Universal	soft		-3,775	28,426	0,002	0,673	2,389	107,7
	Bayes	soft		-3,635	28,317	0,002	0,689	3,506	>150
	Minimax	soft		-3,792	28,386	0,002	0,675	2,392	112,8
bl7	Universal	hard	-48,570	16,978	20,757	0,002	0,941	2,454	114,5
	Universal	soft		16,074	21,192	0,002	0,929	2,337	106,8
	Bayes	soft		17,821	20,996	0,002	0,946	3,333	>150
	Minimax	soft		16,622	21,138	0,002	0,935	2,525	108,5
bl7	Universal	hard	-24,500	40,828	10,962	0,002	0,994	2,433	112,0
	Universal	soft		37,618	11,173	0,002	0,991	2,300	100,0
	Bayes	soft		41,342	11,053	0,002	0,995	3,352	106,0
	Minimax	soft		38,798	11,139	0,002	0,992	2,259	102,6
bl7	Universal	hard	-2,520	60,662	3,590	0,002	0,999	2,458	100,0
	Universal	soft		56,936	3,671	0,002	0,999	2,319	100,0
	Bayes	soft		60,674	3,622	0,002	0,999	3,369	100,0
	Minimax	soft		58,164	3,657	0,002	0,999	2,279	100,0
bl7	Universal	hard	7,690	67,208	1,654	0,002	1,000	2,356	100,0
	Universal	soft		64,260	1,704	0,003	0,999	2,315	100,0
	Bayes	soft		67,130	1,673	0,002	1,000	3,329	100,0
	Minimax	soft		65,240	1,695	0,003	0,999	2,411	100,0

Tabelle A.2: Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet *Beylkin* mit Testsignal

Entstörungsmethode			Vor Entstören	Nach Entstören				t_{den}	RSPD
Wavelet	Verfahren	Schwellwert	SNR	SNR	NRR	RMSE	Korr		
beyl	Universal	hard	-70,550	-4,324	27,873	0,002	0,684	2,418	117,9
	Universal	soft		-3,227	28,262	0,002	0,715	2,338	110,3
	Bayes	soft		-3,348	28,194	0,002	0,713	3,403	>150
	Minimax	soft		-3,317	28,228	0,002	0,712	2,354	>150
beyl	Universal	hard	-48,570	17,029	20,751	0,002	0,942	2,417	117,1
	Universal	soft		16,998	20,983	0,002	0,939	2,394	107,7
	Bayes	soft		18,111	20,897	0,002	0,950	3,370	111,1
	Minimax	soft		17,322	20,959	0,002	0,942	2,332	110,3
beyl	Universal	hard	-24,500	40,754	10,962	0,002	0,994	2,393	108,5
	Universal	soft		38,540	11,087	0,002	0,992	2,307	100,0
	Bayes	soft		41,706	11,019	0,002	0,995	3,406	102,6
	Minimax	soft		39,508	11,068	0,002	0,993	2,324	102,6
beyl	Universal	hard	-2,520	61,650	3,589	0,002	0,999	2,370	100,0
	Universal	soft		58,080	3,641	0,002	0,999	2,320	100,0
	Bayes	soft		61,974	3,609	0,002	0,999	3,344	100,0
	Minimax	soft		59,316	3,632	0,002	0,999	2,328	100,0
beyl	Universal	hard	7,690	69,370	1,653	0,002	1,000	2,729	100,0
	Universal	soft		66,126	1,685	0,003	0,999	3,027	100,0
	Bayes	soft		69,582	1,665	0,002	1,000	3,465	100,0
	Minimax	soft		67,240	1,680	0,002	1,000	2,383	100,0

Tabelle A.3: Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet *Coiflet* mit Testsignal

Entstörungsmethode			Vor Entstören	Nach Entstören				t_{den}	RSPD
Wavelet	Verfahren	Schwellwert	SNR	SNR	NRR	RMSE	Korr		
coif3	Universal	hard	-70,550	-4,712	28,027	0,002	0,649	1,138	117,9
	Universal	soft		-3,898	28,426	0,002	0,666	1,079	109,4
	Bayes	soft		-3,725	28,324	0,002	0,683	2,119	>150
	Minimax	soft		-3,911	28,390	0,002	0,668	1,046	>150
coif3	Universal	hard	-48,570	16,867	20,763	0,002	0,940	1,224	115,4
	Universal	soft		15,752	21,224	0,002	0,925	1,036	104,3
	Bayes	soft		17,702	21,015	0,002	0,945	3,477	>150
	Minimax	soft		16,362	21,168	0,002	0,932	1,363	>150
coif3	Universal	hard	-24,500	40,660	10,963	0,002	0,994	1,177	113,7
	Universal	soft		37,258	11,190	0,002	0,991	1,029	100,0
	Bayes	soft		41,140	11,061	0,002	0,994	2,078	105,1
	Minimax	soft		38,482	11,154	0,002	0,992	1,017	102,6
coif3	Universal	hard	-2,520	60,036	3,591	0,002	0,999	1,134	100,0
	Universal	soft		56,248	3,678	0,003	0,999	1,028	100,0
	Bayes	soft		59,938	3,625	0,002	0,999	2,093	100,0
	Minimax	soft		57,476	3,663	0,002	0,999	1,005	100,0
coif3	Universal	hard	7,690	65,964	1,655	0,003	0,999	1,195	100,0
	Universal	soft		63,186	1,709	0,003	0,999	1,107	100,0
	Bayes	soft		65,862	1,675	0,003	0,999	2,524	100,0
	Minimax	soft		64,108	1,699	0,003	0,999	1,129	100,0

Tabelle A.4: Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet *Daubechies* Testsignal

Entstörungsmethode			Vor Entstören	Nach Entstören				t_{den}	RSPD
Wavelet	Verfahren	Schwellwert	SNR	SNR	NRR	RMSE	Korr		
db25	Universal	hard	-70,550	-4,068	27,895	0,002	0,697	1,235	113,7
	Universal	soft		-3,089	28,231	0,002	0,724	1,053	106,8
	Bayes	soft		-3,232	28,178	0,002	0,720	2,090	>150
	Minimax	soft		-3,168	28,204	0,002	0,722	1,072	113,7
db25	Universal	hard	-48,570	17,103	20,766	0,002	0,942	1,191	111,1
	Universal	soft		17,104	20,939	0,002	0,941	1,099	101,7
	Bayes	soft		18,150	20,879	0,002	0,950	2,144	>150
	Minimax	soft		17,401	20,924	0,002	0,943	1,081	106,8
db25	Universal	hard	-24,500	40,580	10,965	0,002	0,994	1,222	108,5
	Universal	soft		38,262	11,074	0,002	0,992	1,083	100,0
	Bayes	soft		41,642	11,014	0,002	0,995	2,086	104,3
	Minimax	soft		39,240	11,058	0,002	0,993	1,076	104,3
db25	Universal	hard	-2,520	61,614	3,589	0,002	0,999	1,401	100,0
	Universal	soft		57,388	3,638	0,002	0,999	1,135	100,0
	Bayes	soft		62,010	3,607	0,002	0,999	2,222	100,0
	Minimax	soft		58,780	3,630	0,002	0,999	1,129	100,0
db25	Universal	hard	7,690	69,526	1,653	0,002	1,000	1,218	100,0
	Universal	soft		65,522	1,684	0,003	0,999	1,069	100,0
	Bayes	soft		69,772	1,664	0,002	1,000	2,096	100,0
	Minimax	soft		66,824	1,679	0,003	0,999	1,034	100,0

Tabelle A.5: Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet *Discrete Meyer* mit Testsignal

Entstörungsmethode			Vor Entstören	Nach Entstören				t_{den}	RSPD
Wavelet	Verfahren	Schwellwert	SNR	SNR	NRR	RMSE	Korr		
dmey	Universal	hard	-70,550	-4,045	27,852	0,002	0,701	1,320	117,9
	Universal	soft		-3,047	28,194	0,002	0,729	1,212	110,3
	Bayes	soft		-3,188	28,133	0,002	0,726	2,359	>150
	Minimax	soft		-3,133	28,163	0,002	0,726	1,188	>150
dmey	Universal	hard	-48,570	17,587	20,730	0,002	0,947	1,297	116,2
	Universal	soft		17,909	20,885	0,002	0,948	1,192	107,7
	Bayes	soft		18,413	20,837	0,002	0,952	2,234	>150
	Minimax	soft		18,067	20,869	0,002	0,949	1,179	112,0
dmey	Universal	hard	-24,500	40,986	10,962	0,002	0,994	1,272	113,7
	Universal	soft		39,942	11,034	0,002	0,993	1,189	102,6
	Bayes	soft		41,820	10,999	0,002	0,995	2,302	106,8
	Minimax	soft		40,536	11,024	0,002	0,994	1,183	106,8
dmey	Universal	hard	-2,520	61,332	3,589	0,002	0,999	1,368	100,0
	Universal	soft		58,636	3,621	0,002	0,999	1,187	100,0
	Bayes	soft		62,086	3,602	0,002	0,999	2,209	100,0
	Minimax	soft		59,666	3,616	0,002	0,999	1,158	100,0
dmey	Universal	hard	7,690	69,406	1,653	0,002	1,000	1,306	100,0
	Universal	soft		66,386	1,673	0,003	0,999	1,201	100,0
	Bayes	soft		69,890	1,660	0,002	1,000	2,228	100,0
	Minimax	soft		67,464	1,670	0,002	1,000	1,122	100,0

Tabelle A.6: Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet *Fejér-Korovkin filters* mit Testsignal

Entstörungsmethode			Vor Entstören	Nach Entstören				t_{den}	RSPD
Wavelet	Verfahren	Schwellwert	SNR	SNR	NRR	RMSE	Korr		
fk8	Universal	hard	-70,550	-5,963	27,678	0,002	0,602	1,177	113,7
	Universal	soft		-5,454	27,914	0,002	0,614	1,039	109,4
	Bayes	soft		-5,312	27,845	0,002	0,628	2,152	>150
	Minimax	soft		-5,471	27,890	0,002	0,615	1,052	112,0
fk8	Universal	hard	-48,570	15,345	20,717	0,002	0,926	1,236	113,7
	Universal	soft		13,878	21,208	0,002	0,904	1,042	105,1
	Bayes	soft		15,943	20,980	0,002	0,929	2,158	>150
	Minimax	soft		14,528	21,148	0,002	0,912	1,058	109,4
fk8	Universal	hard	-24,500	38,260	10,966	0,002	0,992	1,185	111,1
	Universal	soft		34,588	11,238	0,003	0,987	1,004	100,0
	Bayes	soft		38,392	11,084	0,002	0,992	2,083	106,0
	Minimax	soft		35,800	11,195	0,002	0,989	1,047	102,6
fk8	Universal	hard	-2,520	52,938	3,600	0,003	0,998	1,168	100,0
	Universal	soft		50,262	3,706	0,003	0,997	1,058	100,0
	Bayes	soft		52,736	3,642	0,003	0,998	2,109	100,0
	Minimax	soft		51,120	3,687	0,003	0,997	1,049	100,0
fk8	Universal	hard	7,690	55,822	1,664	0,004	0,998	1,205	100,0
	Universal	soft		54,358	1,730	0,005	0,998	1,038	100,0
	Bayes	soft		55,714	1,690	0,004	0,998	2,056	100,0
	Minimax	soft		54,844	1,718	0,005	0,998	1,039	100,0

Tabelle A.7: Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet *Han linear-phase moments* mit Testsignal

Entstörungsmethode			Vor Entstören	Nach Entstören				t_{den}	RSPD
Wavelet	Verfahren	Schwellwert	SNR	SNR	NRR	RMSE	Korr		
han5.5	Universal	hard	-70,550	-4,540	28,118	0,002	0,652	2,387	113,7
	Universal	soft		-3,919	28,434	0,002	0,665	2,358	109,4
	Bayes	soft		-3,737	28,342	0,002	0,682	3,370	>150
	Minimax	soft		-3,929	28,403	0,002	0,666	2,298	117,9
han5.5	Universal	hard	-48,570	17,026	20,780	0,002	0,942	2,426	113,7
	Universal	soft		15,638	21,239	0,002	0,924	2,314	105,2
	Bayes	soft		17,669	21,026	0,002	0,945	3,340	111,1
	Minimax	soft		16,281	21,183	0,002	0,931	2,310	108,5
han5.5	Universal	hard	-24,500	40,854	10,964	0,002	0,994	2,415	111,1
	Universal	soft		37,088	11,198	0,002	0,990	2,445	100,0
	Bayes	soft		41,094	11,065	0,002	0,994	3,369	104,3
	Minimax	soft		38,352	11,161	0,002	0,992	2,294	102,6
han5.5	Universal	hard	-2,520	60,054	3,591	0,002	0,999	2,454	100,0
	Universal	soft		56,030	3,681	0,003	0,998	2,431	100,0
	Bayes	soft		59,800	3,626	0,002	0,999	4,251	100,0
	Minimax	soft		57,290	3,666	0,002	0,999	2,377	100,0
han5.5	Universal	hard	7,690	65,842	1,655	0,003	0,999	2,411	100,0
	Universal	soft		62,920	1,711	0,003	0,999	2,353	100,0
	Bayes	soft		65,632	1,676	0,003	0,999	3,415	100,0
	Minimax	soft		63,860	1,701	0,003	0,999	2,336	100,0

Tabelle A.8: Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet *Morris minimum-bandwidth* mit Testsignal

Entstörungsmethode			Vor Entstören	Nach Entstören				t_{den}	RSPD
Wavelet	Verfahren	Schwellwert	SNR	SNR	NRR	RMSE	Korr		
mb10.3	Universal	hard	-70,550	-5,000	27,773	0,002	0,653	2,551	117,9
	Universal	soft		-3,956	28,173	0,002	0,682	2,451	110,3
	Bayes	soft		-3,982	28,096	0,002	0,686	4,047	>150
	Minimax	soft		-4,031	28,138	0,002	0,680	2,355	117,9
mb10.3	Universal	hard	-48,570	16,334	20,734	0,002	0,936	2,406	115,4
	Universal	soft		15,898	21,064	0,002	0,928	2,305	105,1
	Bayes	soft		17,324	20,930	0,002	0,943	3,360	112,0
	Minimax	soft		16,328	21,028	0,002	0,933	2,290	111,1
mb10.3	Universal	hard	-24,500	38,670	10,972	0,002	0,992	2,382	109,4
	Universal	soft		36,448	11,140	0,002	0,990	2,345	100,9
	Bayes	soft		39,242	11,048	0,002	0,993	3,596	102,6
	Minimax	soft		37,348	11,115	0,002	0,991	2,413	102,6
mb10.3	Universal	hard	-2,520	51,678	3,604	0,003	0,997	2,436	100,0
	Universal	soft		50,188	3,670	0,003	0,997	2,332	100,0
	Bayes	soft		51,770	3,630	0,003	0,997	3,381	100,0
	Minimax	soft		50,738	3,658	0,003	0,997	2,355	100,0
mb10.3	Universal	hard	7,690	54,000	1,668	0,005	0,998	2,420	100,0
	Universal	soft		53,208	1,709	0,005	0,998	2,348	100,0
	Bayes	soft		54,018	1,684	0,005	0,998	3,383	100,0
	Minimax	soft		53,500	1,702	0,005	0,998	2,327	100,0

Tabelle A.9: Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet *Symlet* mit Testsignal

Entstörungsmethode			Vor Entstören	Nach Entstören				t_{den}	RSPD
Wavelet	Verfahren	Schwellwert	SNR	SNR	NRR	RMSE	Korr		
sym4	Universal	hard	-70,550	-6,016	27,833	0,002	0,584	1,182	112,0
	Universal	soft		-5,526	28,047	0,002	0,597	1,048	108,5
	Bayes	soft		-5,484	27,990	0,002	0,605	2,109	>150
	Minimax	soft		-5,560	28,026	0,002	0,597	0,997	>150
sym4	Universal	hard	-48,570	14,519	20,808	0,002	0,916	1,134	112,0
	Universal	soft		12,492	21,404	0,002	0,883	1,032	104,3
	Bayes	soft		15,230	21,135	0,002	0,920	2,127	>150
	Minimax	soft		13,329	21,337	0,002	0,895	0,998	108,5
sym4	Universal	hard	-24,500	37,224	10,977	0,002	0,991	1,049	110,3
	Universal	soft		32,064	11,361	0,003	0,983	0,909	100,0
	Bayes	soft		37,416	11,146	0,002	0,991	1,913	104,3
	Minimax	soft		33,666	11,301	0,003	0,986	0,974	104,3
sym4	Universal	hard	-2,520	52,352	3,601	0,003	0,998	1,098	100,0
	Universal	soft		48,096	3,757	0,004	0,996	0,921	100,0
	Bayes	soft		51,952	3,663	0,003	0,998	2,001	100,0
	Minimax	soft		49,370	3,730	0,004	0,997	0,982	100,0
sym4	Universal	hard	7,690	55,308	1,665	0,004	0,998	1,065	100,0
	Universal	soft		52,804	1,762	0,005	0,998	0,939	100,0
	Bayes	soft		55,038	1,703	0,005	0,998	1,968	100,0
	Minimax	soft		53,592	1,745	0,005	0,998	0,963	100,0

Tabelle A.10: Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet *Vaidyanathan* mit Testsignal

Entstörungsmethode			Vor Entstören	Nach Entstören				t_{den}	RSPD
Wavelet	Verfahren	Schwellwert	SNR	SNR	NRR	RMSE	Korr		
vaid	Universal	hard	-70,550	-4,596	27,715	0,002	0,682	2,437	114,53
	Universal	soft		-3,215	28,222	0,002	0,718	2,344	109,4
	Bayes	soft		-3,354	28,136	0,002	0,717	3,382	>150
	Minimax	soft		-3,330	28,174	0,002	0,715	2,503	118,8
vaid	Universal	hard	-48,570	16,902	20,714	0,002	0,941	2,622	113,7
	Universal	soft		17,479	20,936	0,002	0,944	2,434	106,8
	Bayes	soft		18,122	20,864	0,002	0,950	3,444	108,6
	Minimax	soft		17,639	20,911	0,002	0,946	2,320	109,4
vaid	Universal	hard	-24,500	40,126	10,962	0,002	0,994	2,423	109,4
	Universal	soft		38,824	11,064	0,002	0,992	2,305	106,0
	Bayes	soft		41,506	11,010	0,002	0,995	3,478	107,7
	Minimax	soft		39,562	11,049	0,002	0,993	2,724	107,7
vaid	Universal	hard	-2,520	61,220	3,589	0,002	0,999	2,414	100,0
	Universal	soft		57,610	3,633	0,002	0,999	2,319	100,0
	Bayes	soft		61,888	3,606	0,002	0,999	3,452	100,0
	Minimax	soft		58,908	3,626	0,002	0,999	2,359	100,00
vaid	Universal	hard	7,690	69,224	1,653	0,002	1,000	2,432	100,0
	Universal	soft		65,748	1,681	0,003	0,999	2,440	100,0
	Bayes	soft		69,630	1,663	0,002	1,000	3,495	100,0
	Minimax	soft		66,950	1,676	0,003	0,999	2,356	100,0

Tabelle A.11: Ergebnisse der Entstörung mit dem biorthogonalen Wavelet *BiorSplines* mit Testsignal

Entstörungsmethode			Vor Entstören	Nach Entstören				t_{den}	RSPD
Wavelet	Verfahren	Schwellwert	SNR	SNR	NRR	RMSE	Korr		
bior1.5	Universal	hard	-70,550	-5,651	27,729	0,002	0,617	1,796	104,2
	Universal	soft		-6,107	27,906	0,002	0,572	1,733	100,0
	Bayes	soft		-5,223	27,944	0,002	0,625	2,773	>150
	Minimax	soft		-5,846	27,929	0,002	0,587	1,680	>150
bior1.5	Universal	hard	-48,570	11,280	20,280	0,002	0,885	2,062	103,4
	Universal	soft		9,770	20,761	0,003	0,849	1,807	100,0
	Bayes	soft		11,656	20,570	0,002	0,884	2,876	105,1
	Minimax	soft		10,417	20,720	0,003	0,861	1,766	107,7
bior1.5	Universal	hard	-24,500	18,701	10,465	0,006	0,932	1,890	103,4
	Universal	soft		18,413	10,725	0,006	0,926	2,111	100,0
	Bayes	soft		18,860	10,582	0,006	0,931	3,445	108,5
	Minimax	soft		18,609	10,685	0,006	0,928	1,825	100,0
bior1.5	Universal	hard	-2,520	19,654	3,092	0,016	0,936	1,887	100,0
	Universal	soft		19,753	3,193	0,016	0,935	1,852	100,0
	Bayes	soft		20,434	3,166	0,015	0,940	3,644	100,0
	Minimax	soft		19,832	3,179	0,016	0,936	1,798	100,0
bior1.5	Universal	hard	7,690	21,560	1,230	0,024	0,946	1,821	100,0
	Universal	soft		20,228	1,238	0,026	0,938	1,859	100,0
	Bayes	soft		23,990	1,350	0,021	0,957	3,061	100,0
	Minimax	soft		21,074	1,266	0,025	0,943	1,903	100,0

Tabelle A.12: Ergebnisse der Entstörung mit dem biorthogonalen Wavelet *ReverseBior* mit Testsignal

Entstörungsmethode			Vor Entstören	Nach Entstören				t_{den}	RSPD
Wavelet	Verfahren	Schwellwert	SNR	SNR	NRR	RMSE	Korr		
rbio5.5	Universal	hard	-70,550	-4,595	28,061	0,002	0,654	2,430	111,9
	Universal	soft		-4,356	28,367	0,002	0,644	2,398	106,8
	Bayes	soft		-3,828	28,316	0,002	0,678	3,458	>150
	Minimax	soft		-4,244	28,352	0,002	0,652	2,376	120,5
rbio5.5	Universal	hard	-48,570	17,002	20,753	0,002	0,942	2,453	111,9
	Universal	soft		15,016	21,186	0,002	0,918	2,361	105,1
	Bayes	soft		17,496	21,000	0,002	0,944	3,435	>150
	Minimax	soft		15,798	21,140	0,002	0,926	2,376	106,8
rbio5.5	Universal	hard	-24,500	39,606	10,956	0,002	0,993	2,428	110,3
	Universal	soft		35,812	11,178	0,002	0,989	2,354	100,0
	Bayes	soft		39,524	11,054	0,002	0,993	3,405	105,9
	Minimax	soft		37,032	11,144	0,002	0,990	2,332	101,7
rbio5.5	Universal	hard	-2,520	52,340	3,585	0,003	0,998	2,452	100,0
	Universal	soft		50,286	3,670	0,003	0,997	2,301	100,0
	Bayes	soft		52,228	3,618	0,003	0,998	3,392	100,0
	Minimax	soft		50,980	3,655	0,003	0,997	2,349	100,0
rbio5.5	Universal	hard	7,690	54,572	1,648	0,005	0,998	2,435	100,0
	Universal	soft		53,568	1,701	0,005	0,998	2,333	100,0
	Bayes	soft		54,514	1,669	0,005	0,998	3,416	100,0
	Minimax	soft		53,922	1,692	0,005	0,998	2,320	100,0

B

Anhang

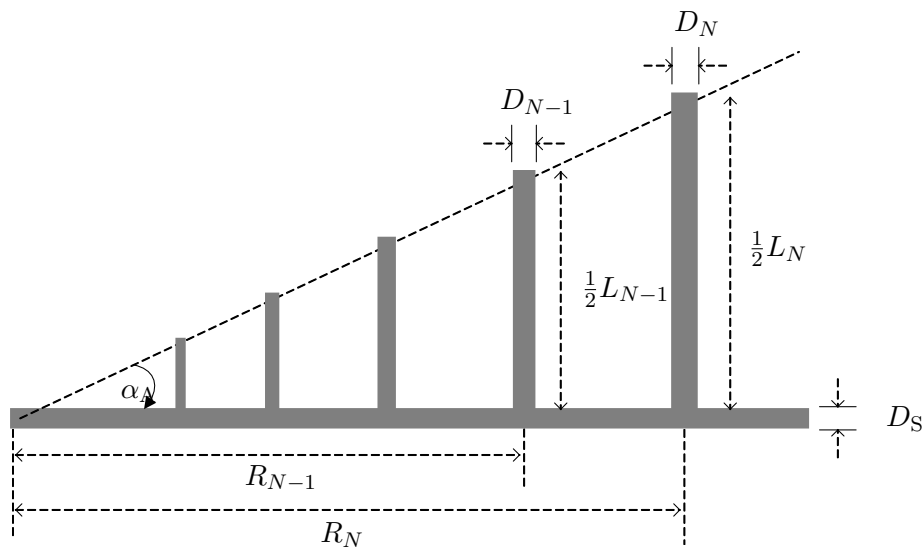


Abbildung B.1: Schema einer logarithmisch periodischen Struktur mit eingezeichneten Maßen

Tabelle B.1: Weitere Parameter der logarithmisch periodischen Patch-Struktur

Parameter	Wert
Breite der Speiseleitung D_S	5 mm
Obere Frequenz f_o	2,5 GHz
Untere Frequenz f_u	350 MHz
Höhe des Substrates h	1,5 mm
Relative Permittivität ϵ_r	4,7
Effektive minimale Wellenlänge	0,0811 m
Effektive maximale Wellenlänge	0,5790 m
Steigungswinkel α_D	18,9°
Effektive relative Permittivität $\epsilon_{r,eff}$	2,2
Abstandsfaktor σ	0,1417
Skalierungsfaktor τ_D	0,8050

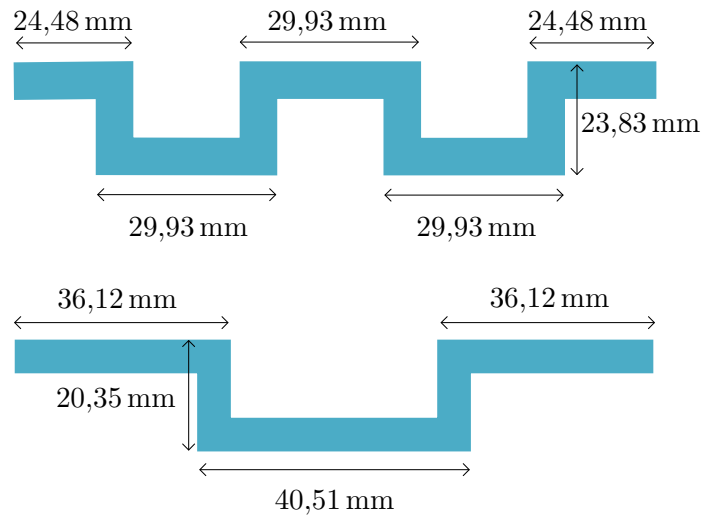
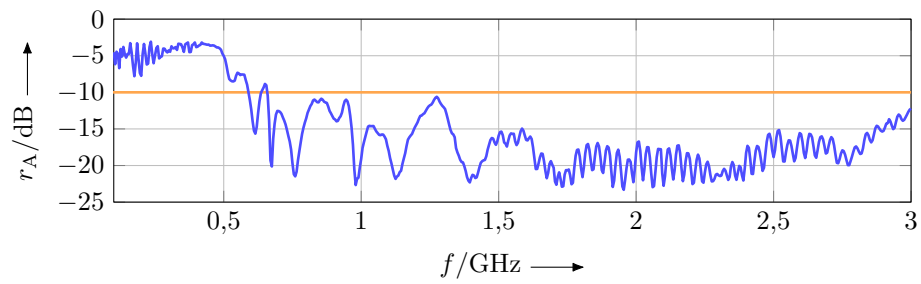


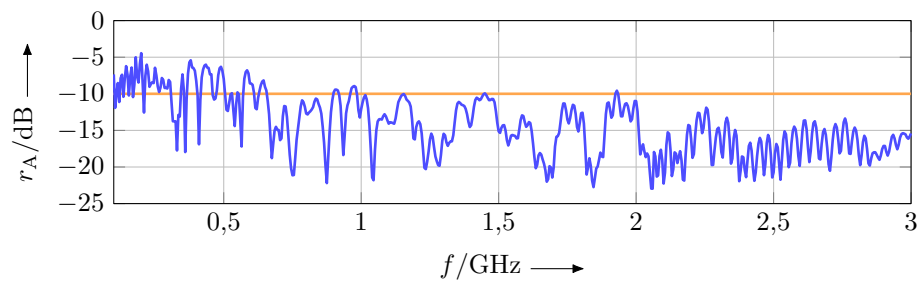
Abbildung B.2: Mäanderförmige Struktur des 11ten und 12ten halben Dipol-Elementes

Tabelle B.2: Theoretisch berechnete und praktisch gefertigte Maße der Dipol-Elemente der logarithmisch periodischen Patch-Struktur

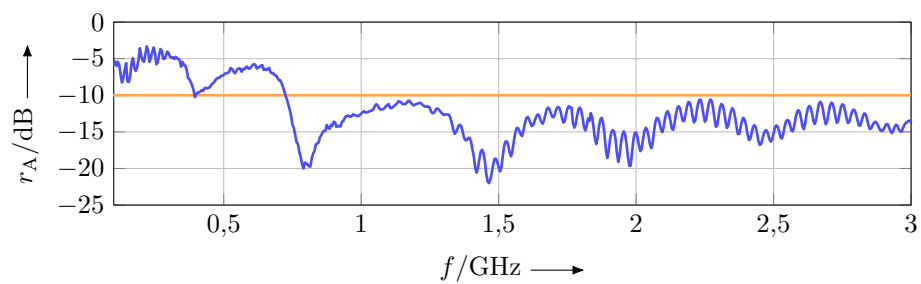
Dipol- element	D_n in mm		$L_n/2$ in mm		R_n in mm	
	theoretisch	praktisch	theoretisch	praktisch	theoretisch	praktisch
n						
1	1,000	1,000	13,511	13,500	17,798	17,800
2	1,242	1,200	16,783	16,800	22,110	22,100
3	1,543	1,500	20,849	20,850	27,466	27,500
4	1,916	1,900	25,899	25,900	34,119	34,100
5	2,381	2,400	32,173	32,150	42,383	42,400
6	2,958	3,000	39,966	39,950	52,650	52,700
7	3,674	3,700	49,647	49,650	65,404	65,400
8	4,564	4,600	61,674	59,150	81,247	81,200
9	5,670	5,700	76,613	76,600	100,928	100,900
10	7,044	7,000	95,172	95,150	125,376	125,400
11	8,750	8,800	118,226	118,350	155,747	157,075
12	10,870	10,900	146,864	146,840	193,475	194,512



(a) Logarithmisch periodische Struktur

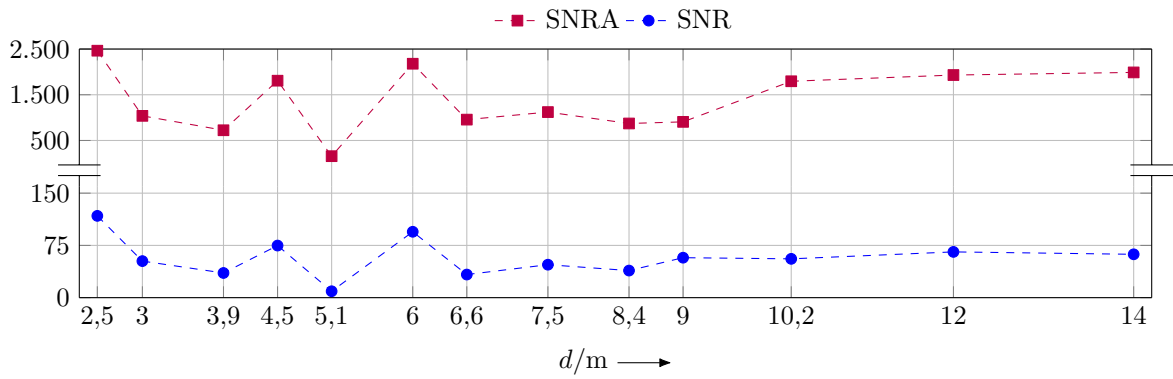


(b) Hilbert-Fraktal-Struktur

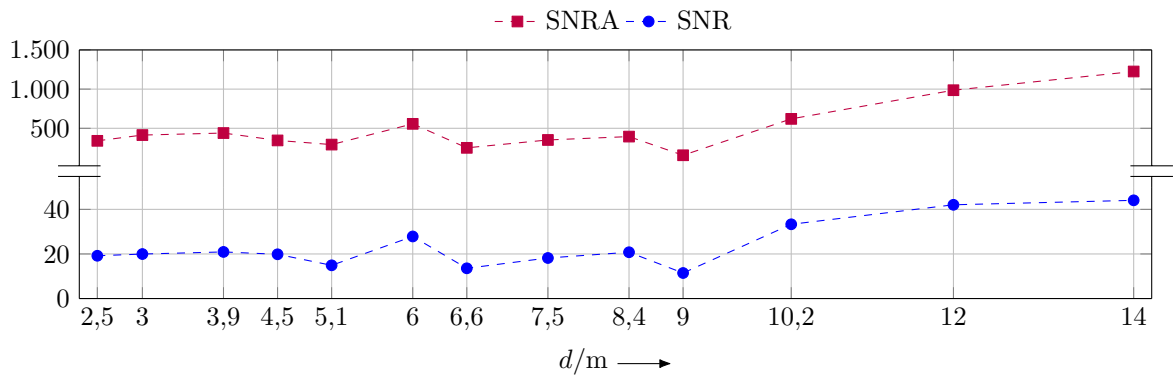


(c) Flügel-Struktur (mod.)

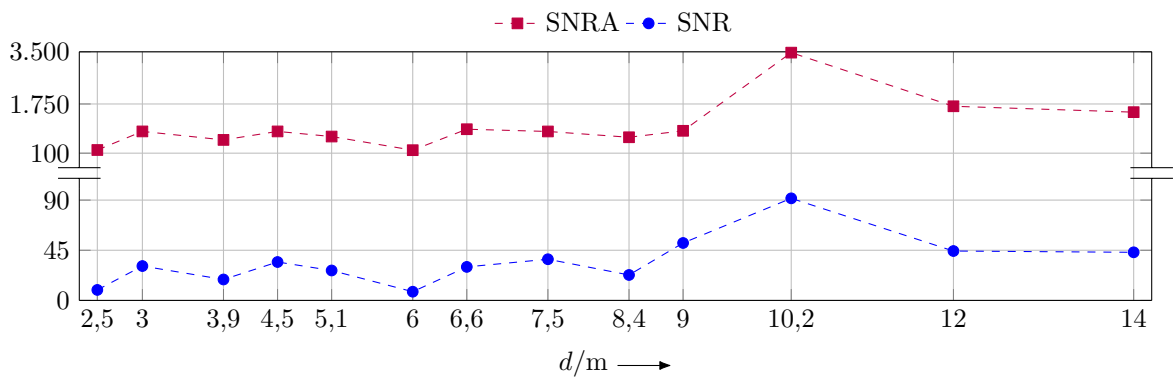
Abbildung B.3: Rückflussdämpfung r_A der verschiedenen Sensorstrukturen



(a) Logarithmisch periodische Struktur

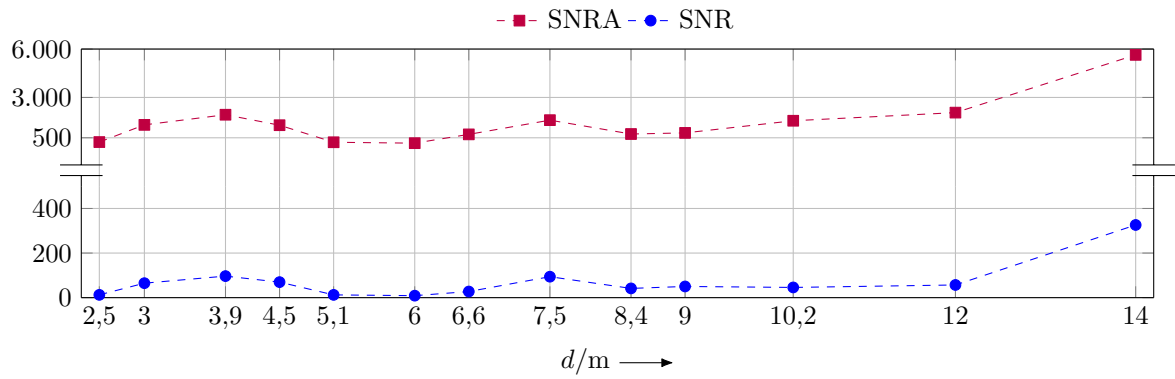


(b) Hilbert-Fraktal-Struktur

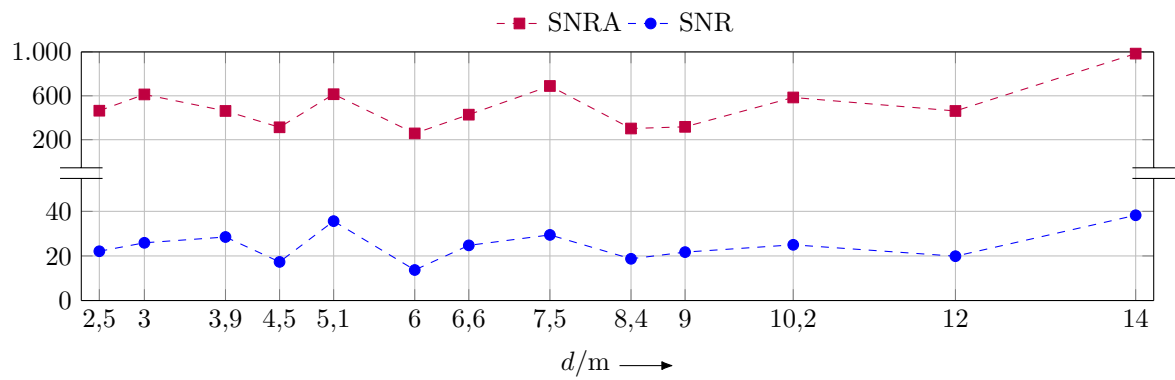


(c) Flügel-Struktur

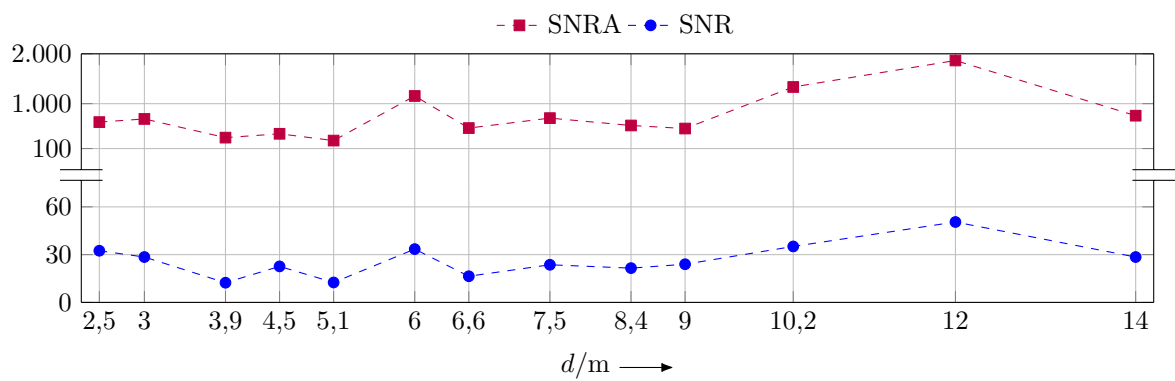
Abbildung B.4: SNR und SNRA bei variierendem Abstand und z -Achse im Lot in Grundstellung - Hallenmessung



(a) Logarithmisch periodische Struktur

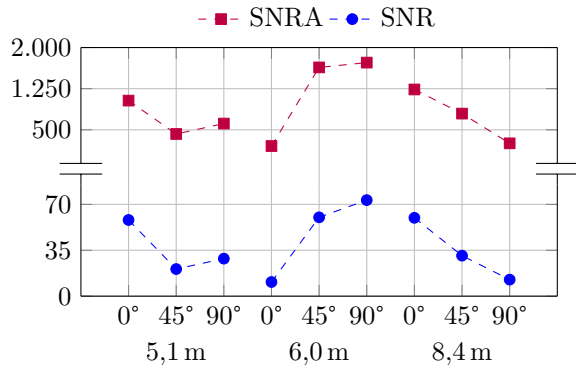


(b) Hilbert-Fractal-Struktur

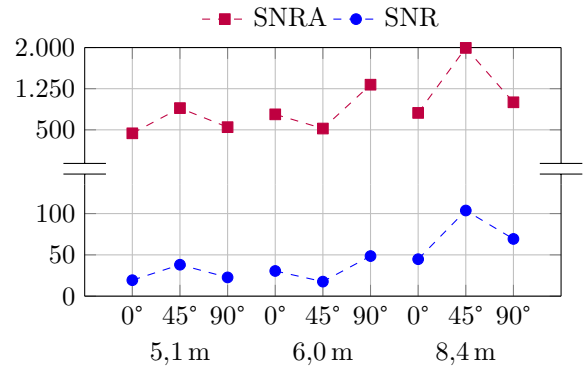


(c) Flügel-Struktur

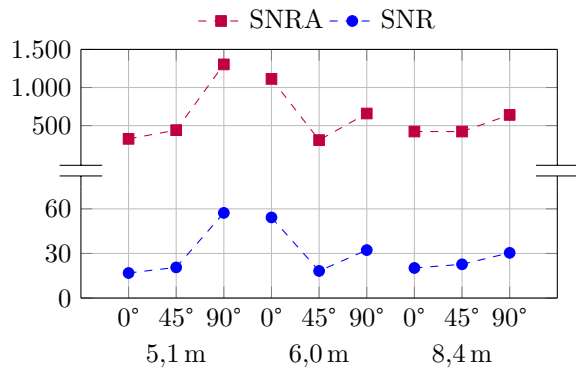
Abbildung B.5: SNR und SNRA bei variierendem Abstand und y -Achse im Lot in Grundstellung - Hallenmessung



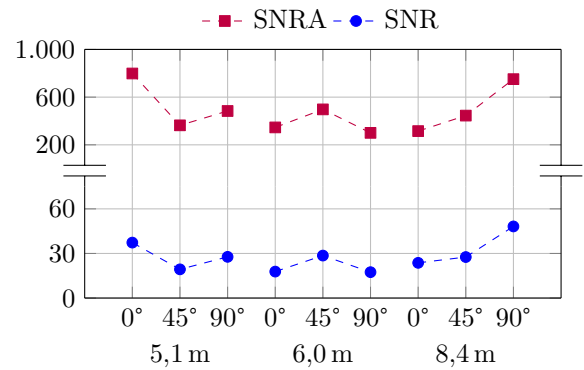
(a) Log. periodische Struktur, z-Achse



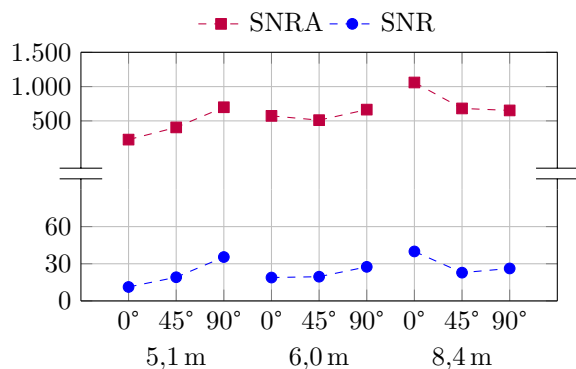
(b) Log. periodische Struktur, y-Achse



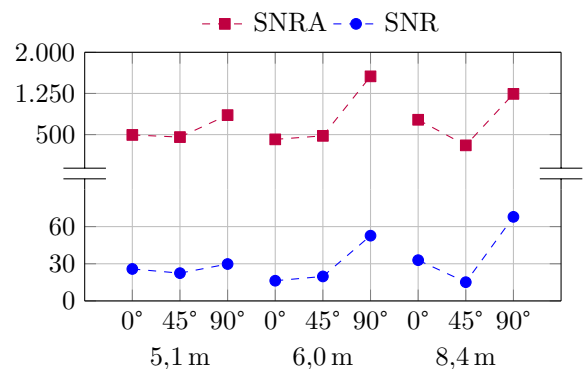
(c) Hilbert-Fraktal-Struktur, z-Achse



(d) Hilbert-Fraktal-Struktur, y-Achse

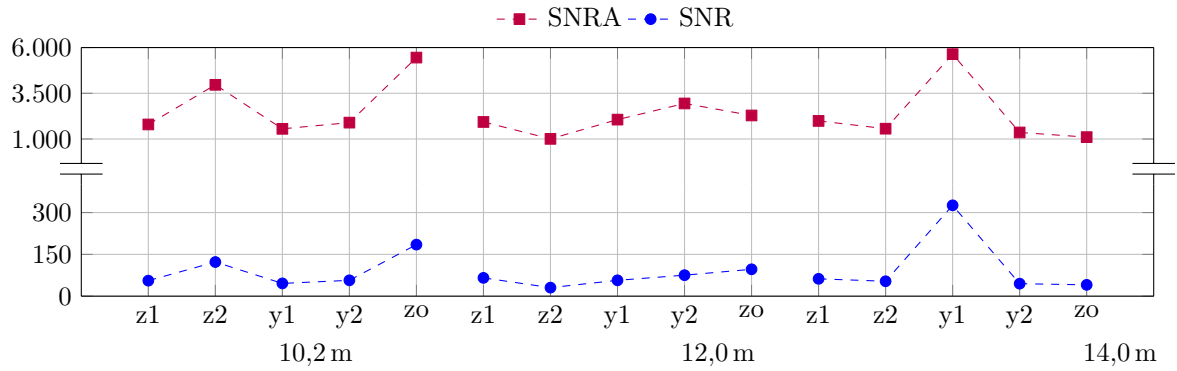


(e) Flügel-Struktur, z-Achse

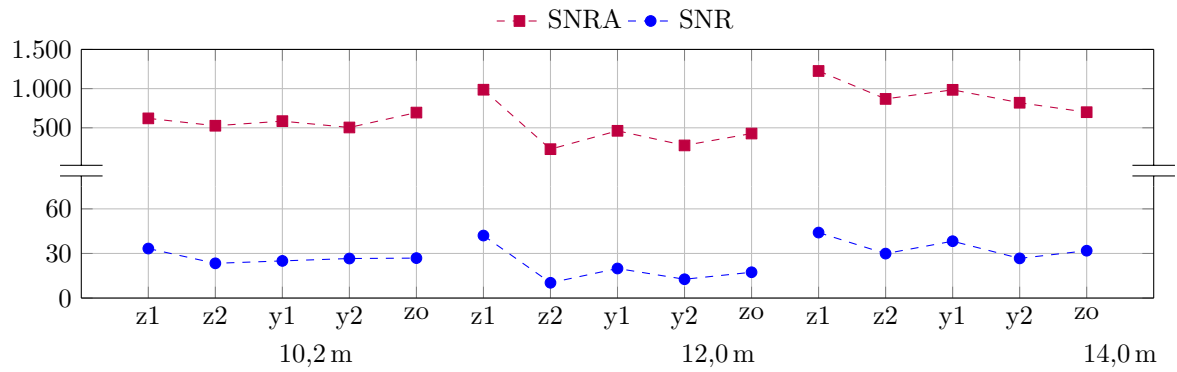


(f) Flügel-Struktur, y-Achse

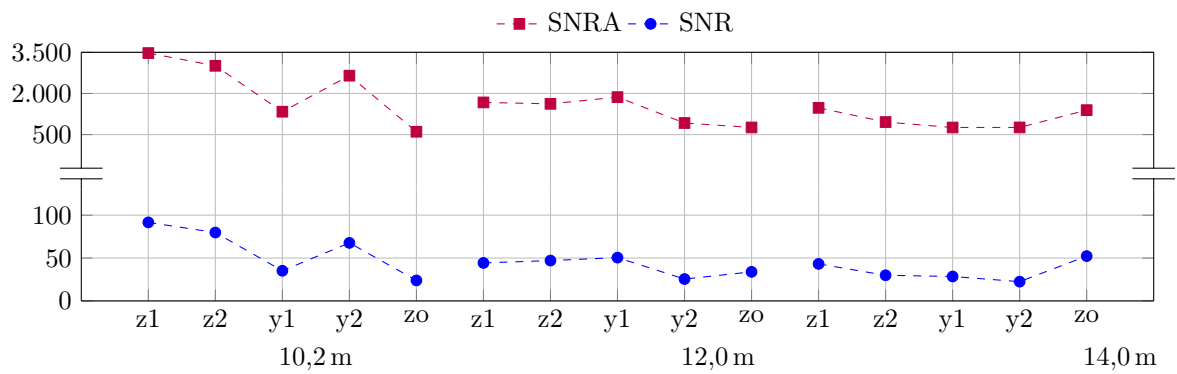
Abbildung B.6: SNR und SNRA bei Drehung um die jeweilige Raumachse und variierenden Abständen - Hallenmessung



(a) Logarithmisch periodische Struktur



(b) Hilbert-Fractal-Struktur



(c) Flügel-Struktur

Abbildung B.7: SNR und SNRA bei *multiparametrischer Variation der Ausrichtung* und variierenden Abständen - Hallenmessung

Tabelle B.3: Maximalamplituden A_{\max} der durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Impulse und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei variierendem Abstand (vgl. Abbildung 6.18) - Kleinlabormessung

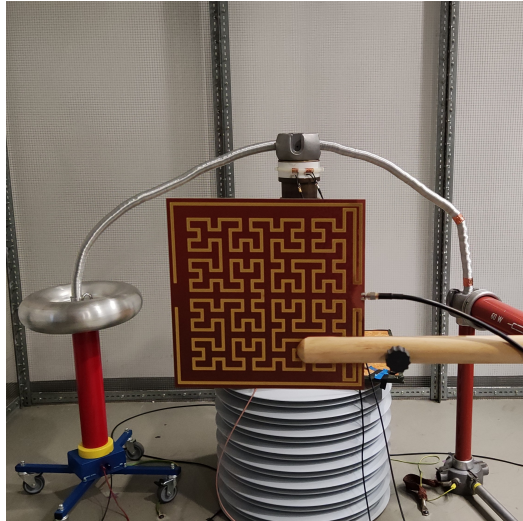
d in m	Logarithmisch periodische Struktur						Hilbert-Fraktal-Struktur						Flügel-Struktur					
	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA			
z-Achse im Lot																		
1,0	21	11,656	0,406	47,902	823,742	22	9,984	0,318	48,865	987,947	29	18,826	0,703	39,789	717,593			
1,3	21	11,305	0,561	16,999	406,018	23	9,957	0,247	84,184	1629,879	28	16,596	0,432	86,648	1477,769			
1,5	22	11,744	0,579	17,927	411,214	23	9,899	0,383	33,897	666,957	27	15,894	0,661	31,824	577,647			
1,7	23	10,228	0,329	47,433	966,917	23	9,400	0,296	52,392	1005,501	29	15,775	0,381	93,627	1715,004			
2,0	21	9,321	0,898	6,511	107,812	23	8,089	0,224	63,854	1307,137	28	17,688	0,591	30,568	894,741			
2,2	21	8,175	0,391	35,282	436,861	22	7,905	0,286	38,299	765,435	25	20,206	0,444	57,404	2075,332			
2,5	20	7,706	1,036	5,031	55,318	23	9,414	0,466	16,634	407,898	23	21,499	0,689	24,773	973,179			
2,8	21	7,515	1,354	3,058	30,816	23	8,785	0,356	28,693	609,951	26	20,442	0,601	37,172	1158,414			
3,0	21	8,333	0,641	11,734	169,098	22	9,236	0,375	26,806	606,617	28	17,171	0,729	27,504	554,872			
y-Achse im Lot																		
1,0	21	9,565	0,552	16,493	300,302	23	9,086	0,352	36,216	667,763	23	15,013	0,637	36,621	555,897			
1,3	19	7,433	0,880	7,163	71,316	23	9,123	0,259	60,195	1244,791	25	16,317	0,551	47,491	876,433			
1,5	22	8,412	0,447	31,163	354,532	25	9,542	0,278	59,338	1175,779	25	16,026	0,727	27,902	486,554			
1,7	22	8,567	0,469	26,766	334,174	24	9,039	0,301	47,892	902,333	24	15,536	0,753	23,253	426,067			
2,0	20	8,618	0,420	27,398	420,605	23	9,683	0,276	58,940	1226,977	24	16,879	0,565	37,564	893,285			
2,2	24	8,856	0,278	68,807	1015,498	25	9,751	0,331	41,639	866,098	24	15,772	0,561	35,356	789,082			
2,5	19	8,972	0,491	21,506	334,133	22	10,406	0,275	59,546	1427,132	24	18,620	0,646	29,791	830,439			
2,8	22	10,873	0,805	10,811	182,269	25	10,497	0,282	54,053	1384,414	22	17,347	1,218	9,400	202,986			
3,0	22	9,862	0,594	17,974	275,961	25	9,877	0,355	29,421	773,199	23	17,310	0,913	17,511	359,168			

Tabelle B.4: Maximalamplituden A_{\max} der durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Impulse und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei Drehung um die *Rawmachsen* und variierenden Abständen (vgl. Abbildung 6.18) - Kleinlabormessung

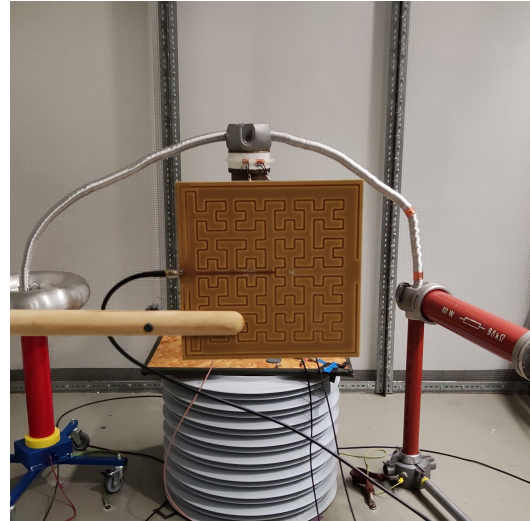
d in m	Logarithmisch periodische Struktur						Hilbert-Fraktal-Struktur						Flügel-Struktur						
	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR
1,7	15	7,960	0,464	28,360	294,580	21	14,772	0,275	107,619	2884,935	20	19,770	0,481	61,874	1686,363				
	14	8,122	0,618	17,129	172,906	17	12,011	0,294	63,435	1670,208	20	19,591	0,611	39,319	1026,619				
	15	8,764	0,386	40,348	516,720	19	9,736	0,336	43,595	841,864	15	16,210	0,551	33,647	865,578				
2,0	16	8,869	0,444	33,963	398,655	20	13,111	0,308	67,138	1806,079	19	17,339	0,813	17,629	454,950				
	15	8,174	0,324	59,634	637,748	16	11,936	0,456	26,379	686,569	18	15,581	0,522	40,060	889,587				
	16	10,007	0,319	61,016	987,056	17	10,424	0,320	49,799	1060,820	14	13,464	0,470	40,835	822,185				
2,8	16	7,658	0,408	40,202	351,509	17	8,761	0,286	45,194	935,828	19	20,946	0,685	25,430	935,356				
	15	7,535	0,479	22,341	247,193	18	8,687	0,278	48,101	976,910	14	13,448	0,642	19,601	438,461				
	16	8,152	0,384	42,923	450,787	17	9,018	0,328	33,602	753,862	16	14,006	0,874	13,962	256,943				
1,7	15	9,915	0,502	22,094	389,695	16	5,897	0,265	30,870	496,718	18	14,179	0,730	16,760	377,082				
	16	9,147	0,374	33,869	597,604	20	9,247	0,278	46,110	1106,271	19	18,949	0,429	78,022	1953,967				
	15	10,396	0,562	16,850	342,189	20	11,866	0,256	87,831	2142,883	18	17,772	0,678	24,546	686,142				
2,0	15	11,225	0,514	22,870	477,189	18	6,875	0,229	44,494	900,048	18	20,104	0,620	45,074	1052,894				
	14	10,725	0,616	14,285	302,736	15	10,351	0,360	29,953	827,658	19	20,634	0,560	50,873	1355,469				
	14	9,610	0,423	20,461	515,290	19	11,182	0,245	91,619	2078,733	19	18,997	0,936	16,040	411,791				
2,8	15	10,788	0,752	11,280	205,833	15	8,413	0,200	62,297	1771,853	17	16,456	0,700	23,149	553,141				
	15	11,138	0,404	32,138	760,707	18	11,658	0,348	33,280	1119,387	18	14,958	0,654	26,942	523,289				
	14	9,897	0,527	17,207	352,334	19	11,989	0,287	55,103	1750,116	16	16,257	0,706	19,226	529,564				

Tabelle B.5: Maximalamplituden A_{\max} der durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Impulse und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei *multiparametrischer Variation der Ausrichtung* und variierenden Abständen (vgl. Abbildung B.8) - Kleinlabormessung

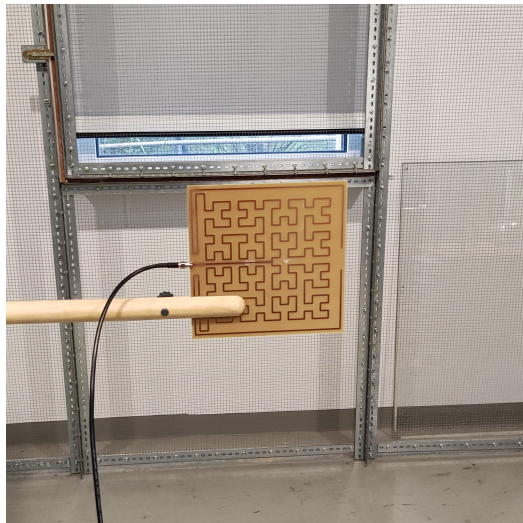
d in m	Logarithmisch periodische Struktur						Hilbert-Fraktal-Struktur						Flügel-Struktur					
	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA			
1,7	P1 z	27	15,175	0,538	25,320	796,512	27	11,466	0,287	57,406	1595,888	24	19,975	1,095	12,548	333,031		
	P2 z	25	9,427	0,380	38,605	614,630	28	9,082	0,344	40,454	697,254	25	20,148	0,768	24,919	689,122		
	P1 y	22	10,980	0,342	51,254	1032,658	27	9,465	0,265	64,187	1271,585	24	18,354	0,834	25,430	484,272		
	P2 y	21	11,407	0,556	20,720	420,723	23	11,222	0,391	41,016	821,888	28	22,847	0,569	55,987	1613,283		
	P1 s	24	9,749	0,419	33,240	542,335	30	9,067	0,263	75,848	1192,538	23	18,941	0,815	24,310	540,041		
	P2 s	20	10,417	0,958	8,116	118,253	24	9,108	0,430	27,987	447,899	24	18,677	0,659	35,118	802,556		
2,0	P1 z	28	14,686	0,379	50,828	1499,467	27	9,488	0,329	38,242	831,473	24	16,941	0,594	40,062	814,589		
	P2 z	23	11,268	0,449	25,836	630,253	28	8,882	0,301	45,301	873,466	25	21,798	0,924	17,691	556,472		
	P1 y	23	10,892	0,747	10,743	212,735	25	9,944	0,306	34,015	1058,541	26	19,594	1,040	19,708	355,083		
	P2 y	22	9,755	1,060	6,514	84,753	23	10,106	0,274	66,170	1358,246	29	24,867	0,701	39,382	1257,329		
	P1 s	24	9,858	0,366	36,462	724,332	22	7,990	0,390	26,794	419,565	23	18,733	0,610	39,399	943,240		
	P2 s	22	9,000	0,770	11,308	136,767	24	7,718	0,359	30,052	461,052	25	18,619	0,634	37,421	862,080		
2,8	P1 z	24	11,160	0,913	7,771	149,573	28	9,473	0,350	31,456	734,660	24	18,163	0,691	25,301	691,346		
	P2 z	23	10,861	0,486	19,370	500,376	29	8,652	0,344	28,452	631,944	25	20,844	0,773	20,822	727,612		
	P1 y	22	10,441	1,137	5,125	84,338	25	8,689	0,274	27,948	1005,723	25	22,777	0,590	48,546	1488,190		
	P2 y	24	7,503	0,729	12,879	105,899	24	7,897	0,290	38,834	742,214	28	22,075	0,538	58,230	1682,225		
	P1 s	20	9,570	0,684	13,308	195,822	22	9,171	0,372	22,083	608,568	22	17,300	0,769	22,683	505,939		
	P2 s	21	9,442	0,507	22,315	346,492	24	8,448	0,414	19,769	415,642	23	19,560	0,518	54,402	1425,216		



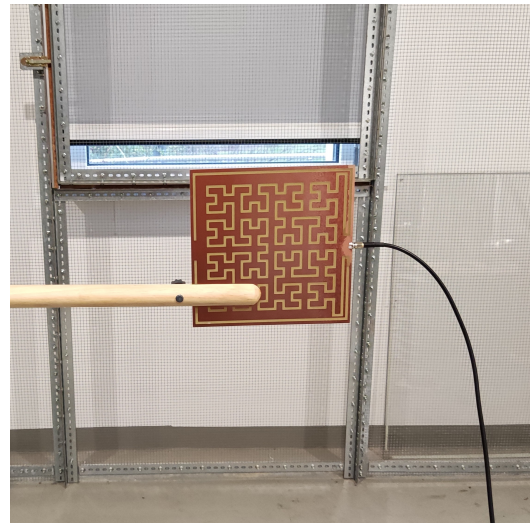
(a) Grundstellung z-Achse (z1)



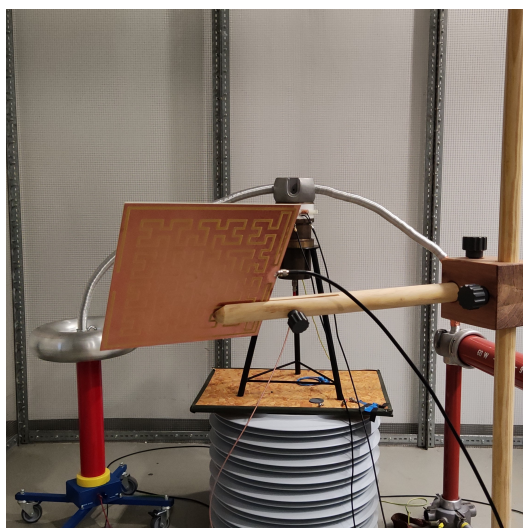
(b) Worst case Ausrichtung z-Achse (z2)



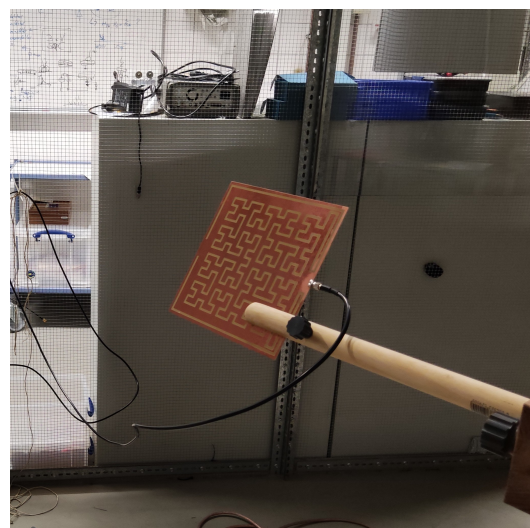
(c) Grundstellung y-Achse (y1)



(d) Worst case Ausrichtung y-Achse (y2)



(e) Vorderseite schräg vorne oben (s1)



(f) Vorderseite schräg hinten unten (s2)

Abbildung B.8: Ausrichtungen der Patch-Strukturen für die multiparametrische Variation am Beispiel der Hilbert-Fraktal-Struktur



Abbildung B.9: Messaufbau in der Hochspannungshalle

Tabelle B.6: Maximalamplituden A_{\max} der durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Impulse und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei variierendem Abstand (vgl. Abbildung 6.18) - Hallenmessung

d in m	Logarithmisch periodische Struktur					Hilbert-Fraktal-Struktur					Flügel-Struktur				
	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA
2,5	20	16,288	0,328	117,398	2463,995	19	5,138	0,279	19,190	340,162	17	12,513	0,871	9,406	206,211
3,0	21	15,707	0,487	52,462	1038,691	19	5,268	0,259	19,959	413,614	19	14,753	0,512	30,833	829,803
3,9	20	14,808	0,551	35,418	723,469	19	5,234	0,250	20,910	439,308	21	15,664	0,671	18,782	544,940
4,5	21	16,338	0,384	74,775	1807,756	21	4,805	0,259	19,850	345,263	20	14,429	0,501	34,449	829,720
5,1	21	13,988	1,119	9,184	156,348	20	4,641	0,272	14,901	292,139	25	15,930	0,621	26,854	658,117
6,0	20	15,242	0,327	94,566	2178,802	21	4,936	0,209	27,844	556,857	21	14,723	1,041	7,805	200,172
6,6	20	16,964	0,549	33,154	956,287	17	3,979	0,251	13,564	250,738	20	15,470	0,515	30,067	903,292
7,5	21	14,684	0,439	47,302	1121,213	18	4,113	0,219	18,191	351,150	23	13,814	0,480	36,942	828,302
8,4	21	16,767	0,568	38,876	871,797	18	4,523	0,228	20,769	394,154	22	14,780	0,587	22,822	633,793
9,0	22	21,742	0,722	57,365	907,265	17	5,160	0,413	11,454	155,939	20	16,786	0,576	51,522	850,472
10,2	21	14,062	0,332	55,710	1795,222	21	5,018	0,201	33,310	620,281	24	19,708	0,334	91,573	3472,284
12,0	21	12,617	0,287	65,682	1931,450	25	5,502	0,175	42,049	985,908	22	16,222	0,397	44,309	1673,105
14,0	19	13,336	0,299	62,223	1988,986	29	6,329	0,181	44,055	1224,899	24	18,076	0,471	43,154	1475,781
2,5	20	15,692	1,024	12,483	234,632	25	6,360	0,295	22,102	464,182	23	14,207	0,566	32,446	630,675
3,0	21	13,372	0,371	64,909	1300,645	24	6,520	0,263	25,895	612,532	22	16,131	0,612	28,496	693,864
3,9	17	12,566	0,286	96,608	1929,146	23	5,126	0,238	28,499	461,941	19	14,145	0,792	12,366	319,153
4,5	19	11,652	0,326	69,641	1279,606	23	5,510	0,311	17,329	313,014	19	10,999	0,553	22,621	396,014
5,1	20	11,852	0,794	12,420	222,639	22	5,214	0,210	35,615	614,486	16	10,365	0,643	12,518	259,992
6,0	20	12,667	0,983	8,866	166,152	23	5,643	0,352	13,697	257,255	21	15,296	0,450	33,473	1154,300
6,6	22	13,616	0,510	27,423	711,433	23	5,259	0,254	24,745	428,192	17	14,290	0,632	16,433	510,772
7,5	21	14,083	0,353	93,984	1592,768	21	6,213	0,237	29,435	689,493	17	12,750	0,478	23,630	710,322
8,4	20	13,132	0,485	41,425	733,424	20	5,327	0,307	18,717	301,994	21	15,956	0,673	21,529	562,820
9,0	20	18,579	0,656	50,193	802,616	22	7,304	0,410	21,718	317,238	21	19,773	0,883	23,970	501,471
10,2	21	13,766	0,349	45,804	1556,051	25	5,991	0,248	24,995	584,887	25	16,777	0,459	35,144	1334,717
12,0	21	13,417	0,296	56,877	2059,762	23	5,214	0,243	19,883	461,740	27	14,150	0,328	50,496	1865,967
14,0	20	16,343	0,218	326,022	5639,081	27	6,926	0,221	38,249	984,581	25	18,130	0,658	28,493	759,160

z-Achse im Lot

y-Achse im Lot

Tabelle B.7: Maximalamplituden A_{\max} der durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Impulse und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei *Drehung um die Raumachsen* und variierenden Abständen (vgl. Abbildung 6.18) - Hallenmessung

d in m		Logarithmisch periodische Struktur						Hilbert-Fraktal-Struktur						Flügel-Struktur					
		Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA			
z-Achse im Lot																			
5,1	0°	24	14,844	0,462	58,095	1032,887	24	6,290	0,348	16,853	326,470	23	12,937	0,859	11,261	227,025			
	45°	25	15,625	0,759	20,670	424,295	20	6,089	0,290	20,626	440,542	23	11,985	0,596	19,126	404,920			
	90°	25	16,287	0,657	28,609	613,654	24	6,791	0,188	57,289	1303,641	22	13,670	0,517	35,437	698,750			
	0°	24	14,587	1,020	10,790	204,543	22	5,666	0,170	54,229	1113,162	23	19,696	0,823	18,876	573,019			
	45°	25	18,641	0,461	60,106	1637,812	20	5,133	0,292	18,222	309,963	22	17,641	0,781	19,558	510,556			
	90°	25	16,411	0,395	73,219	1725,675	23	6,075	0,237	32,274	658,928	20	14,654	0,569	27,512	664,286			
8,4	0°	24	17,825	0,507	59,735	1235,795	22	6,076	0,296	20,241	422,504	21	17,615	0,541	39,947	1059,857			
	45°	25	17,908	0,635	30,898	795,895	20	5,407	0,263	22,692	422,242	25	18,697	0,716	22,820	681,482			
	90°	25	17,324	1,087	12,615	253,797	23	6,062	0,240	30,415	640,427	21	16,499	0,646	26,205	652,548			
	0°	25	16,607	0,795	19,341	436,755	22	5,769	0,204	37,301	798,232	24	14,681	0,661	25,802	493,971			
	45°	22	13,404	0,448	38,063	896,123	24	5,511	0,289	19,306	363,549	23	14,779	0,693	22,429	454,486			
	90°	20	14,686	0,627	22,716	548,792	24	5,684	0,258	27,720	483,694	21	17,840	0,610	29,791	855,133			
y-Achse im Lot																			
6,0	0°	21	17,524	0,627	30,507	782,346	24	5,373	0,289	17,795	346,073	23	16,000	0,787	16,306	413,122			
	45°	22	15,001	0,655	17,603	523,727	24	5,129	0,230	28,580	497,245	21	15,842	0,725	19,759	477,228			
	90°	20	14,219	0,391	48,557	1323,015	23	5,466	0,315	17,410	300,390	24	21,672	0,548	52,676	1561,850			
	0°	24	15,744	0,554	44,768	808,723	23	4,919	0,277	23,680	315,118	24	17,600	0,634	32,912	770,510			
	45°	25	15,055	0,337	103,734	1993,819	21	5,349	0,254	27,584	445,130	20	15,956	0,915	15,132	303,980			
	90°	22	14,795	0,467	69,304	1002,206	23	6,174	0,225	48,177	750,787	24	20,132	0,571	67,877	1242,321			

Tabelle B.8: Maximalamplituden A_{\max} der durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Impulse und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei *multiparametrischer Variation der Ausrichtung* und variierenden Abständen (vgl. Abbildung B.8) - Hallenmessung

d in m	Logarithmisch periodische Struktur						Hilbert-Fraktal-Struktur						Flügel-Struktur					
	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA	Q_{IEC} in pC	A_{\max} in mV	σ_z in mV	SNR	SNRA			
10,2	P1 z	21	14,062	0,332	55,710	1795,222	21	5,018	0,201	33,310	620,281	24	19,708	0,334	91,573	3472,284		
	P2 z	20	14,213	0,226	122,524	3962,279	21	5,563	0,242	23,364	526,343	24	19,012	0,347	79,762	3008,712		
	P1 y	21	13,766	0,349	45,804	1556,051	25	5,991	0,248	24,995	584,887	25	16,777	0,459	35,144	1334,717		
	P2 y	20	14,465	0,332	56,874	1895,401	22	5,303	0,236	26,592	504,142	25	16,697	0,324	67,692	2648,291		
	Po z	25	14,738	0,200	184,977	5452,183	26	4,675	0,177	26,876	694,289	25	11,729	0,477	23,889	603,597		
12,0	P1 z	21	12,617	0,287	65,682	1931,450	25	5,502	0,175	42,049	985,908	22	16,222	0,397	44,309	1673,105		
	P2 z	23	13,607	0,429	30,636	1007,642	22	5,224	0,346	10,276	227,302	25	17,048	0,423	47,046	1621,442		
	P1 y	21	13,417	0,296	56,877	2059,762	23	5,214	0,243	19,883	461,740	27	14,150	0,328	50,496	1865,967		
	P2 y	21	13,544	0,250	75,338	2942,504	24	5,666	0,342	12,652	275,190	28	15,895	0,523	25,491	922,350		
	Po z	21	12,270	0,257	96,436	2287,116	27	5,640	0,273	17,357	426,828	24	9,466	0,343	33,884	760,307		
14,0	P1 z	19	13,336	0,299	62,223	1988,986	29	6,329	0,181	44,055	1224,899	24	18,076	0,471	43,154	1475,781		
	P2 z	20	13,055	0,330	53,507	1563,428	25	6,413	0,218	29,899	868,610	24	17,110	0,553	29,899	957,579		
	P1 y	20	16,343	0,218	326,022	5639,081	27	6,926	0,221	38,249	984,581	25	18,130	0,658	28,493	759,160		
	P2 y	21	13,358	0,363	44,828	1357,366	23	6,523	0,228	26,691	819,806	25	14,682	0,532	22,445	761,632		
	Po z	21	13,808	0,416	40,638	1102,570	28	6,739	0,255	31,856	699,012	27	14,221	0,381	52,263	1391,525		

C

Anhang

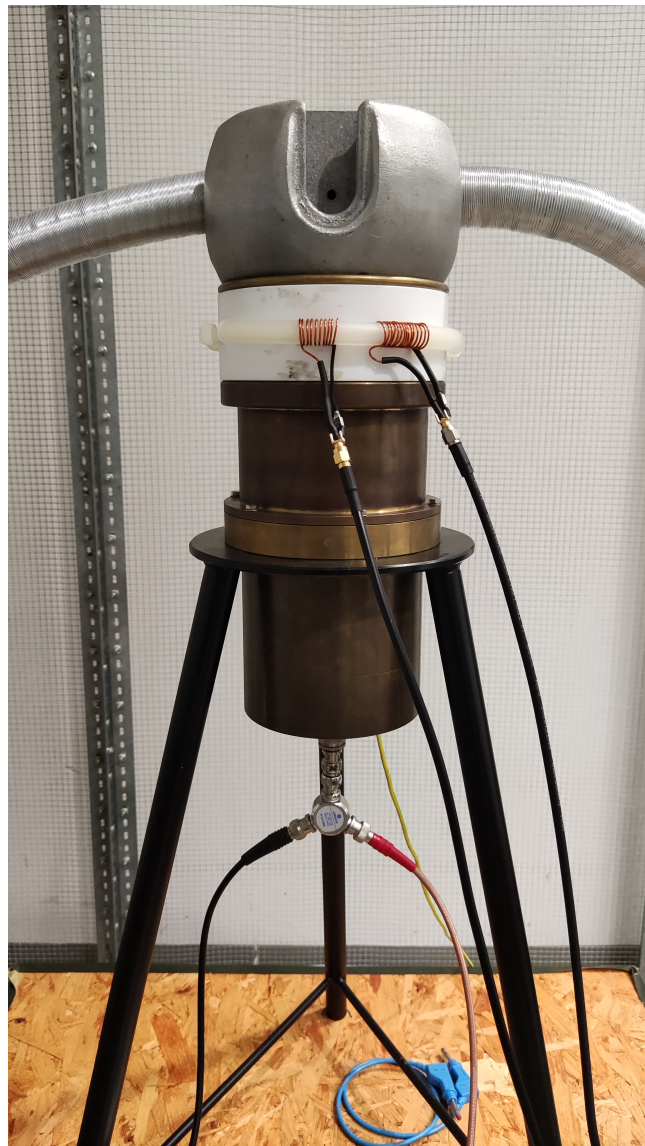


Abbildung C.1: Messzelle mit Powerdivider zur Kalibrierung

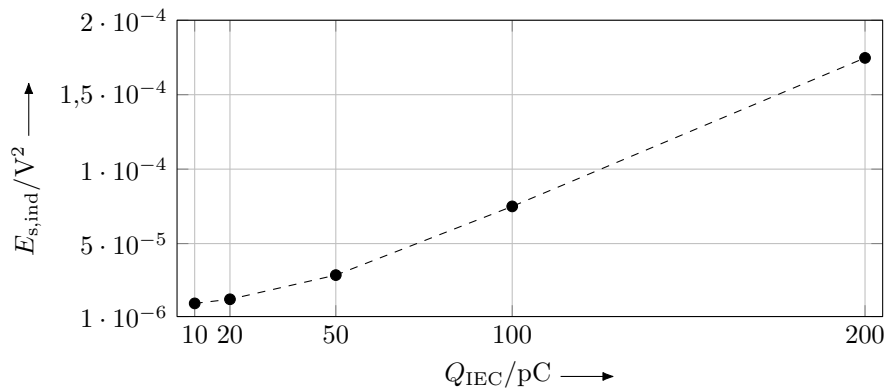


Abbildung C.2: Signalenergie $E_{s,\text{ind}}$ bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit Luftspule

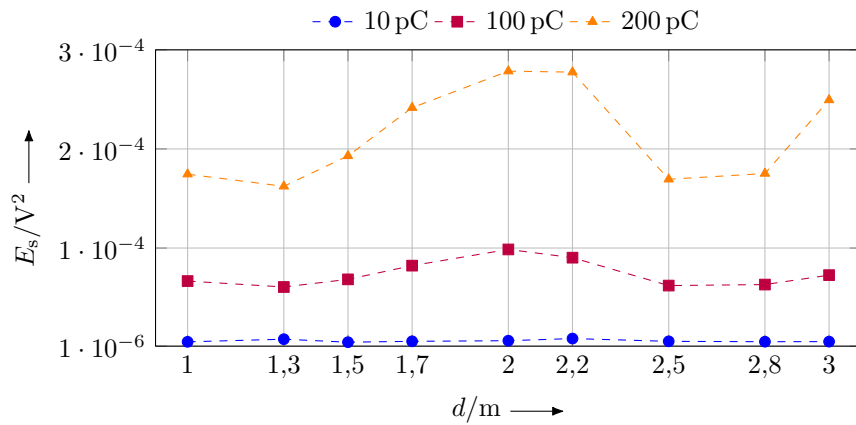


Abbildung C.3: Signalenergie E_s bei variierenden Abständen für verschiedenen Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit logarithmisch periodischer Antenne klassischer Bauform

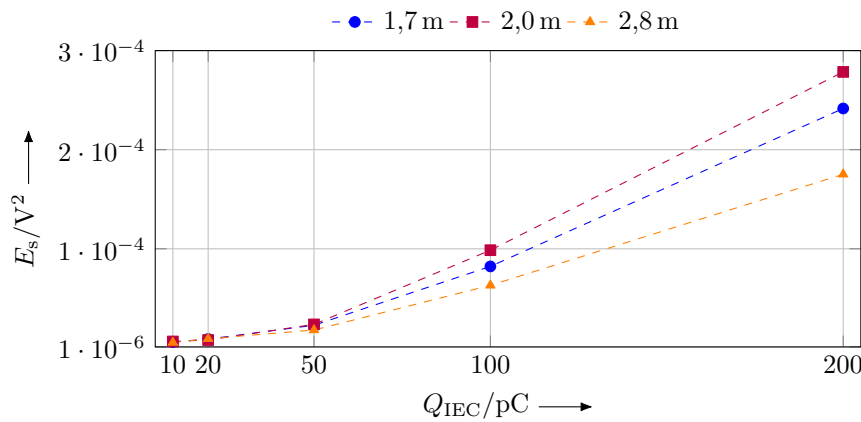


Abbildung C.4: Signalenergie E_s bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals für verschiedene Abstände; erfasst mit logarithmisch periodischer Antenne klassischer Bauform

Tabelle C.1: Signalenergie E_s für variierende Ladungsmengen Q_{IEC} gemessen mit jeweiliger Patch-Struktur mit z -Achse im Lot in Grundstellung und Signalenergie $E_{s,\text{ind}}$ des zeitsynchron mit gewickeltem Draht erfassten Signals

d in m	Q_{IEC} in pC	Log. per.			Hilbert			Flügel		
		E_s	$E_{s,\text{ind}}$	E_s	E_s	$E_{s,\text{ind}}$	E_s	E_s	$E_{s,\text{ind}}$	
1,0	10	$9,640 \cdot 10^{-7}$	$7,882 \cdot 10^{-6}$	$8,779 \cdot 10^{-7}$	$1,168 \cdot 10^{-5}$	$2,379 \cdot 10^{-6}$	$7,430 \cdot 10^{-6}$			
	100	$5,304 \cdot 10^{-6}$	$6,816 \cdot 10^{-5}$	$1,027 \cdot 10^{-5}$	$8,840 \cdot 10^{-5}$	$1,774 \cdot 10^{-5}$	$7,776 \cdot 10^{-5}$			
	200	$1,070 \cdot 10^{-5}$	$1,501 \cdot 10^{-4}$	$3,231 \cdot 10^{-5}$	$2,357 \cdot 10^{-4}$	$4,363 \cdot 10^{-5}$	$1,712 \cdot 10^{-4}$			
1,3	10	$1,727 \cdot 10^{-6}$	$8,045 \cdot 10^{-6}$	$7,858 \cdot 10^{-7}$	$1,161 \cdot 10^{-5}$	$2,506 \cdot 10^{-6}$	$7,212 \cdot 10^{-6}$			
	100	$5,864 \cdot 10^{-6}$	$6,661 \cdot 10^{-5}$	$9,146 \cdot 10^{-6}$	$7,939 \cdot 10^{-5}$	$2,184 \cdot 10^{-5}$	$7,082 \cdot 10^{-5}$			
	200	$1,882 \cdot 10^{-5}$	$1,638 \cdot 10^{-4}$	$2,309 \cdot 10^{-5}$	$2,173 \cdot 10^{-4}$	$4,616 \cdot 10^{-5}$	$1,622 \cdot 10^{-4}$			
1,5	10	$8,626 \cdot 10^{-7}$	$7,667 \cdot 10^{-6}$	$7,925 \cdot 10^{-7}$	$1,106 \cdot 10^{-5}$	$2,607 \cdot 10^{-6}$	$7,310 \cdot 10^{-6}$			
	100	$4,386 \cdot 10^{-6}$	$6,659 \cdot 10^{-5}$	$7,387 \cdot 10^{-6}$	$8,066 \cdot 10^{-5}$	$2,192 \cdot 10^{-5}$	$7,245 \cdot 10^{-5}$			
	200	$9,064 \cdot 10^{-6}$	$1,425 \cdot 10^{-4}$	$1,749 \cdot 10^{-5}$	$2,322 \cdot 10^{-4}$	$4,520 \cdot 10^{-5}$	$1,696 \cdot 10^{-4}$			
1,7	10	$1,439 \cdot 10^{-6}$	$1,238 \cdot 10^{-5}$	$9,471 \cdot 10^{-7}$	$1,112 \cdot 10^{-5}$	$2,633 \cdot 10^{-6}$	$7,302 \cdot 10^{-6}$			
	20	$6,853 \cdot 10^{-7}$	$8,815 \cdot 10^{-6}$	$1,213 \cdot 10^{-6}$	$1,522 \cdot 10^{-5}$	$2,294 \cdot 10^{-6}$	$1,329 \cdot 10^{-5}$			
	50	$1,563 \cdot 10^{-6}$	$2,264 \cdot 10^{-5}$	$2,739 \cdot 10^{-6}$	$3,092 \cdot 10^{-5}$	$5,158 \cdot 10^{-6}$	$3,272 \cdot 10^{-5}$			
	100	$3,962 \cdot 10^{-6}$	$6,738 \cdot 10^{-5}$	$7,753 \cdot 10^{-6}$	$8,031 \cdot 10^{-5}$	$1,920 \cdot 10^{-5}$	$7,531 \cdot 10^{-5}$			
	200	$7,940 \cdot 10^{-6}$	$1,454 \cdot 10^{-4}$	$1,998 \cdot 10^{-5}$	$2,177 \cdot 10^{-4}$	$4,164 \cdot 10^{-5}$	$1,740 \cdot 10^{-4}$			
2,0	500	$1,903 \cdot 10^{-5}$	$4,017 \cdot 10^{-4}$	$5,903 \cdot 10^{-5}$	$5,142 \cdot 10^{-4}$	$1,140 \cdot 10^{-4}$	$6,284 \cdot 10^{-4}$			
	10	$1,305 \cdot 10^{-6}$	$8,182 \cdot 10^{-6}$	$9,066 \cdot 10^{-7}$	$1,101 \cdot 10^{-5}$	$2,354 \cdot 10^{-6}$	$7,549 \cdot 10^{-6}$			
	20	$9,932 \cdot 10^{-7}$	$1,183 \cdot 10^{-5}$	$1,162 \cdot 10^{-6}$	$1,471 \cdot 10^{-5}$	$2,901 \cdot 10^{-6}$	$1,276 \cdot 10^{-5}$			
	50	$2,019 \cdot 10^{-6}$	$2,632 \cdot 10^{-5}$	$3,581 \cdot 10^{-6}$	$3,101 \cdot 10^{-5}$	$5,464 \cdot 10^{-6}$	$3,108 \cdot 10^{-5}$			
	100	$5,439 \cdot 10^{-6}$	$7,220 \cdot 10^{-5}$	$1,004 \cdot 10^{-5}$	$8,168 \cdot 10^{-5}$	$1,824 \cdot 10^{-5}$	$7,698 \cdot 10^{-5}$			
200	$1,219 \cdot 10^{-5}$	$1,575 \cdot 10^{-4}$	$3,027 \cdot 10^{-5}$	$2,273 \cdot 10^{-4}$	$4,149 \cdot 10^{-5}$	$1,737 \cdot 10^{-4}$				
500	$3,582 \cdot 10^{-5}$	$4,667 \cdot 10^{-4}$	$8,483 \cdot 10^{-5}$	$5,326 \cdot 10^{-4}$	$1,342 \cdot 10^{-4}$	$6,215 \cdot 10^{-4}$				

2,2	10	$9,656 \cdot 10^{-7}$	$1,023 \cdot 10^{-5}$	$7,649 \cdot 10^{-7}$	$1,134 \cdot 10^{-5}$	$2,369 \cdot 10^{-6}$	$7,416 \cdot 10^{-6}$
	100	$5,456 \cdot 10^{-6}$	$7,208 \cdot 10^{-5}$	$9,983 \cdot 10^{-6}$	$7,844 \cdot 10^{-5}$	$1,973 \cdot 10^{-5}$	$7,846 \cdot 10^{-5}$
	200	$1,332 \cdot 10^{-5}$	$1,579 \cdot 10^{-4}$	$3,299 \cdot 10^{-5}$	$2,190 \cdot 10^{-4}$	$4,912 \cdot 10^{-5}$	$1,786 \cdot 10^{-4}$
2,5	10	$8,608 \cdot 10^{-7}$	$1,042 \cdot 10^{-5}$	$8,052 \cdot 10^{-7}$	$1,124 \cdot 10^{-5}$	$2,517 \cdot 10^{-6}$	$6,843 \cdot 10^{-6}$
	100	$4,167 \cdot 10^{-6}$	$7,293 \cdot 10^{-5}$	$1,233 \cdot 10^{-5}$	$7,822 \cdot 10^{-5}$	$2,010 \cdot 10^{-5}$	$7,358 \cdot 10^{-5}$
	200	$9,278 \cdot 10^{-6}$	$1,574 \cdot 10^{-4}$	$4,291 \cdot 10^{-5}$	$2,096 \cdot 10^{-4}$	$4,671 \cdot 10^{-5}$	$1,714 \cdot 10^{-4}$
2,8	10	$7,509 \cdot 10^{-7}$	$1,081 \cdot 10^{-5}$	$8,934 \cdot 10^{-7}$	$1,154 \cdot 10^{-5}$	$2,135 \cdot 10^{-6}$	$7,046 \cdot 10^{-6}$
	20	$8,189 \cdot 10^{-7}$	$1,419 \cdot 10^{-5}$	$8,366 \cdot 10^{-7}$	$1,492 \cdot 10^{-5}$	$2,140 \cdot 10^{-6}$	$1,170 \cdot 10^{-5}$
	50	$1,645 \cdot 10^{-6}$	$2,806 \cdot 10^{-5}$	$2,084 \cdot 10^{-6}$	$2,974 \cdot 10^{-5}$	$5,253 \cdot 10^{-6}$	$2,838 \cdot 10^{-5}$
	100	$4,649 \cdot 10^{-6}$	$7,524 \cdot 10^{-5}$	$1,181 \cdot 10^{-5}$	$8,190 \cdot 10^{-5}$	$1,643 \cdot 10^{-5}$	$7,107 \cdot 10^{-5}$
	200	$8,921 \cdot 10^{-6}$	$1,595 \cdot 10^{-4}$	$3,400 \cdot 10^{-5}$	$2,187 \cdot 10^{-4}$	$3,737 \cdot 10^{-5}$	$1,636 \cdot 10^{-4}$
3,0	500	$2,566 \cdot 10^{-5}$	$4,199 \cdot 10^{-4}$	$7,286 \cdot 10^{-5}$	$4,866 \cdot 10^{-4}$	$1,450 \cdot 10^{-4}$	$6,483 \cdot 10^{-4}$
	10	$1,233 \cdot 10^{-6}$	$1,121 \cdot 10^{-5}$	$8,375 \cdot 10^{-7}$	$1,185 \cdot 10^{-5}$	$2,166 \cdot 10^{-6}$	$6,829 \cdot 10^{-6}$
	100	$4,958 \cdot 10^{-6}$	$7,802 \cdot 10^{-5}$	$9,358 \cdot 10^{-6}$	$8,188 \cdot 10^{-5}$	$1,615 \cdot 10^{-5}$	$7,200 \cdot 10^{-5}$
	200	$1,039 \cdot 10^{-5}$	$1,632 \cdot 10^{-4}$	$3,559 \cdot 10^{-5}$	$2,131 \cdot 10^{-4}$	$4,031 \cdot 10^{-5}$	$1,660 \cdot 10^{-4}$

Tabelle C.2: Signalenergie E_s für variierende Ladungsmengen Q_{IEC} gemessen mit jeweiliger Patch-Struktur mit y -Achse im Lot in Grundstellung und Signalenergie $E_{s,\text{ind}}$ des zeitsynchron mit gewickeltem Draht erfassten Signals

d in m	Q_{IEC} in pC	Log. per.			Hilbert			Flügel			Große Log. per.		
		E_s	$E_{s,\text{ind}}$	E_s	E_s	$E_{s,\text{ind}}$	E_s	E_s	$E_{s,\text{ind}}$	E_s	E_s	$E_{s,\text{ind}}$	
1,0	10	$9,929 \cdot 10^{-7}$	$8,737 \cdot 10^{-6}$	$1,857 \cdot 10^{-6}$	$1,155 \cdot 10^{-5}$	$3,040 \cdot 10^{-6}$	$7,932 \cdot 10^{-6}$	$5,367 \cdot 10^{-6}$	$6,783 \cdot 10^{-6}$				
	100	$5,843 \cdot 10^{-6}$	$7,651 \cdot 10^{-5}$	$9,170 \cdot 10^{-6}$	$6,974 \cdot 10^{-5}$	$2,295 \cdot 10^{-5}$	$7,154 \cdot 10^{-5}$	$6,668 \cdot 10^{-5}$	$6,451 \cdot 10^{-5}$				
	200	$1,315 \cdot 10^{-5}$	$1,707 \cdot 10^{-4}$	$2,129 \cdot 10^{-5}$	$1,460 \cdot 10^{-4}$	$4,779 \cdot 10^{-4}$	$1,706 \cdot 10^{-4}$	$1,745 \cdot 10^{-4}$	$1,745 \cdot 10^{-4}$				
1,3	10	$1,432 \cdot 10^{-6}$	$9,234 \cdot 10^{-6}$	$1,786 \cdot 10^{-6}$	$1,261 \cdot 10^{-5}$	$3,057 \cdot 10^{-6}$	$7,793 \cdot 10^{-6}$	$8,016 \cdot 10^{-6}$	$6,866 \cdot 10^{-6}$				
	100	$1,020 \cdot 10^{-5}$	$7,434 \cdot 10^{-5}$	$1,210 \cdot 10^{-5}$	$7,161 \cdot 10^{-5}$	$2,403 \cdot 10^{-5}$	$7,163 \cdot 10^{-5}$	$6,069 \cdot 10^{-5}$	$6,840 \cdot 10^{-5}$				
	200	$1,925 \cdot 10^{-5}$	$1,712 \cdot 10^{-4}$	$2,600 \cdot 10^{-5}$	$1,495 \cdot 10^{-4}$	$5,254 \cdot 10^{-5}$	$1,800 \cdot 10^{-4}$	$1,623 \cdot 10^{-4}$	$1,782 \cdot 10^{-4}$				
1,5	10	$1,286 \cdot 10^{-6}$	$9,297 \cdot 10^{-6}$	$1,611 \cdot 10^{-6}$	$1,318 \cdot 10^{-5}$	$3,425 \cdot 10^{-6}$	$8,196 \cdot 10^{-6}$	$4,981 \cdot 10^{-6}$	$7,127 \cdot 10^{-6}$				
	100	$9,353 \cdot 10^{-6}$	$7,441 \cdot 10^{-5}$	$1,109 \cdot 10^{-5}$	$7,211 \cdot 10^{-5}$	$2,104 \cdot 10^{-5}$	$7,058 \cdot 10^{-5}$	$6,840 \cdot 10^{-5}$	$6,546 \cdot 10^{-5}$				
	200	$1,909 \cdot 10^{-5}$	$1,704 \cdot 10^{-4}$	$2,157 \cdot 10^{-5}$	$1,523 \cdot 10^{-4}$	$4,860 \cdot 10^{-5}$	$1,771 \cdot 10^{-4}$	$1,930 \cdot 10^{-4}$	$1,631 \cdot 10^{-4}$				
1,7	10	$1,210 \cdot 10^{-6}$	$8,946 \cdot 10^{-6}$	$1,289 \cdot 10^{-6}$	$1,310 \cdot 10^{-5}$	$3,019 \cdot 10^{-6}$	$8,265 \cdot 10^{-6}$	$5,874 \cdot 10^{-6}$	$7,524 \cdot 10^{-6}$				
	20	$1,362 \cdot 10^{-6}$	$9,960 \cdot 10^{-6}$	$1,283 \cdot 10^{-6}$	$1,361 \cdot 10^{-5}$	$2,259 \cdot 10^{-6}$	$1,171 \cdot 10^{-5}$	$8,963 \cdot 10^{-6}$	$1,569 \cdot 10^{-5}$				
	50	$3,130 \cdot 10^{-6}$	$2,515 \cdot 10^{-5}$	$3,440 \cdot 10^{-6}$	$2,944 \cdot 10^{-5}$	$4,815 \cdot 10^{-6}$	$2,930 \cdot 10^{-5}$	$2,285 \cdot 10^{-5}$	$3,519 \cdot 10^{-5}$				
	100	$8,794 \cdot 10^{-6}$	$7,393 \cdot 10^{-5}$	$1,067 \cdot 10^{-5}$	$6,844 \cdot 10^{-5}$	$1,960 \cdot 10^{-5}$	$7,602 \cdot 10^{-5}$	$8,224 \cdot 10^{-5}$	$7,731 \cdot 10^{-5}$				
	200	$1,627 \cdot 10^{-5}$	$1,676 \cdot 10^{-4}$	$2,356 \cdot 10^{-5}$	$1,514 \cdot 10^{-4}$	$4,512 \cdot 10^{-5}$	$1,763 \cdot 10^{-4}$	$2,416 \cdot 10^{-4}$	$1,978 \cdot 10^{-4}$				
2,0	500	$3,731 \cdot 10^{-5}$	$4,779 \cdot 10^{-4}$	$4,933 \cdot 10^{-5}$	$4,372 \cdot 10^{-4}$	$1,174 \cdot 10^{-4}$	$6,767 \cdot 10^{-4}$	$9,363 \cdot 10^{-4}$	$5,458 \cdot 10^{-4}$				
	10	$8,918 \cdot 10^{-7}$	$8,844 \cdot 10^{-6}$	$1,176 \cdot 10^{-6}$	$1,277 \cdot 10^{-5}$	$2,571 \cdot 10^{-6}$	$8,200 \cdot 10^{-6}$	$6,500 \cdot 10^{-6}$	$7,651 \cdot 10^{-6}$				
	20	$1,000 \cdot 10^{-6}$	$9,901 \cdot 10^{-6}$	$1,294 \cdot 10^{-6}$	$1,362 \cdot 10^{-5}$	$2,144 \cdot 10^{-6}$	$1,202 \cdot 10^{-5}$	$7,976 \cdot 10^{-6}$	$1,468 \cdot 10^{-5}$				
	50	$2,207 \cdot 10^{-6}$	$2,437 \cdot 10^{-5}$	$3,270 \cdot 10^{-6}$	$3,068 \cdot 10^{-5}$	$4,681 \cdot 10^{-6}$	$3,053 \cdot 10^{-5}$	$2,373 \cdot 10^{-5}$	$3,278 \cdot 10^{-5}$				
	100	$6,310 \cdot 10^{-6}$	$7,238 \cdot 10^{-5}$	$9,353 \cdot 10^{-6}$	$7,981 \cdot 10^{-5}$	$1,806 \cdot 10^{-5}$	$7,375 \cdot 10^{-5}$	$9,860 \cdot 10^{-5}$	$7,465 \cdot 10^{-5}$				
200	$1,228 \cdot 10^{-5}$	$1,644 \cdot 10^{-4}$	$2,148 \cdot 10^{-5}$	$1,708 \cdot 10^{-4}$	$4,425 \cdot 10^{-5}$	$1,752 \cdot 10^{-4}$	$2,785 \cdot 10^{-4}$	$2,089 \cdot 10^{-4}$					
500	$3,627 \cdot 10^{-5}$	$4,621 \cdot 10^{-4}$	$5,113 \cdot 10^{-5}$	$4,568 \cdot 10^{-4}$	$1,361 \cdot 10^{-4}$	$6,934 \cdot 10^{-4}$	$6,909 \cdot 10^{-4}$	$5,947 \cdot 10^{-4}$					

2,2	10	$8,876 \cdot 10^{-7}$	$9,173 \cdot 10^{-6}$	$1,067 \cdot 10^{-6}$	$1,322 \cdot 10^{-5}$	$2,380 \cdot 10^{-6}$	$7,873 \cdot 10^{-6}$	$8,653 \cdot 10^{-6}$	$7,676 \cdot 10^{-6}$
	100	$6,053 \cdot 10^{-6}$	$7,640 \cdot 10^{-5}$	$1,217 \cdot 10^{-5}$	$7,920 \cdot 10^{-5}$	$1,531 \cdot 10^{-5}$	$7,386 \cdot 10^{-5}$	$9,028 \cdot 10^{-5}$	$7,380 \cdot 10^{-5}$
	200	$1,372 \cdot 10^{-5}$	$1,658 \cdot 10^{-4}$	$3,363 \cdot 10^{-5}$	$1,800 \cdot 10^{-4}$	$3,823 \cdot 10^{-5}$	$1,737 \cdot 10^{-4}$	$2,775 \cdot 10^{-4}$	$1,888 \cdot 10^{-4}$
2,5	10	$8,375 \cdot 10^{-7}$	$9,393 \cdot 10^{-6}$	$9,465 \cdot 10^{-7}$	$1,366 \cdot 10^{-5}$	$2,575 \cdot 10^{-6}$	$8,147 \cdot 10^{-6}$	$5,858 \cdot 10^{-6}$	$7,855 \cdot 10^{-6}$
	100	$6,865 \cdot 10^{-6}$	$7,632 \cdot 10^{-5}$	$1,246 \cdot 10^{-5}$	$8,194 \cdot 10^{-5}$	$1,628 \cdot 10^{-5}$	$7,188 \cdot 10^{-5}$	$6,213 \cdot 10^{-5}$	$7,851 \cdot 10^{-5}$
	200	$1,383 \cdot 10^{-5}$	$1,616 \cdot 10^{-4}$	$2,996 \cdot 10^{-5}$	$1,838 \cdot 10^{-4}$	$3,969 \cdot 10^{-5}$	$1,739 \cdot 10^{-4}$	$1,694 \cdot 10^{-4}$	$2,034 \cdot 10^{-4}$
2,8	10	$8,998 \cdot 10^{-7}$	$9,335 \cdot 10^{-6}$	$1,139 \cdot 10^{-6}$	$1,289 \cdot 10^{-5}$	$2,715 \cdot 10^{-6}$	$7,724 \cdot 10^{-6}$	$5,481 \cdot 10^{-6}$	$7,688 \cdot 10^{-6}$
	20	$8,457 \cdot 10^{-7}$	$1,019 \cdot 10^{-5}$	$9,963 \cdot 10^{-7}$	$1,397 \cdot 10^{-5}$	$4,660 \cdot 10^{-6}$	$1,440 \cdot 10^{-5}$	$9,272 \cdot 10^{-6}$	$1,320 \cdot 10^{-5}$
	50	$2,276 \cdot 10^{-6}$	$2,517 \cdot 10^{-5}$	$3,200 \cdot 10^{-6}$	$3,268 \cdot 10^{-5}$	$7,352 \cdot 10^{-6}$	$3,077 \cdot 10^{-5}$	$1,804 \cdot 10^{-5}$	$3,170 \cdot 10^{-5}$
	100	$6,542 \cdot 10^{-6}$	$7,352 \cdot 10^{-5}$	$9,029 \cdot 10^{-6}$	$7,711 \cdot 10^{-5}$	$1,683 \cdot 10^{-5}$	$7,250 \cdot 10^{-5}$	$6,314 \cdot 10^{-5}$	$7,219 \cdot 10^{-5}$
	200	$1,276 \cdot 10^{-5}$	$1,530 \cdot 10^{-4}$	$2,178 \cdot 10^{-5}$	$1,751 \cdot 10^{-4}$	$4,278 \cdot 10^{-5}$	$1,728 \cdot 10^{-4}$	$1,752 \cdot 10^{-4}$	$2,111 \cdot 10^{-4}$
	500	$3,602 \cdot 10^{-5}$	$3,805 \cdot 10^{-4}$	$5,764 \cdot 10^{-5}$	$5,122 \cdot 10^{-4}$	$1,331 \cdot 10^{-4}$	$6,318 \cdot 10^{-4}$	$6,343 \cdot 10^{-4}$	$6,964 \cdot 10^{-4}$
3,0	10	$7,470 \cdot 10^{-7}$	$9,327 \cdot 10^{-6}$	$9,546 \cdot 10^{-7}$	$1,462 \cdot 10^{-5}$	$2,698 \cdot 10^{-6}$	$7,897 \cdot 10^{-6}$	$5,566 \cdot 10^{-6}$	$7,235 \cdot 10^{-6}$
	100	$6,921 \cdot 10^{-6}$	$7,193 \cdot 10^{-5}$	$9,007 \cdot 10^{-6}$	$7,877 \cdot 10^{-5}$	$1,837 \cdot 10^{-5}$	$7,197 \cdot 10^{-5}$	$7,266 \cdot 10^{-5}$	$7,038 \cdot 10^{-5}$
	200	$1,482 \cdot 10^{-5}$	$1,503 \cdot 10^{-4}$	$2,084 \cdot 10^{-5}$	$1,884 \cdot 10^{-4}$	$4,338 \cdot 10^{-5}$	$1,735 \cdot 10^{-4}$	$2,494 \cdot 10^{-4}$	$1,955 \cdot 10^{-4}$

Tabelle C.3: Berechnete Ladung Q_K und Signalenergie E_s der durch die Patch-Struktur erfassten TE-Impulse bei variierendem Abstand - Kleinlabormessung

d in m	Logarithmisch periodische Struktur				Hilbert-Fraktal-Struktur				Flügel-Struktur			
	Q_{IEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{IEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{IEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{IEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV
1,0	21	120	$7,764 \cdot 10^{-6}$	22	51	$4,702 \cdot 10^{-6}$	29	109	$1,945 \cdot 10^{-5}$			
1,3	21	74	$4,803 \cdot 10^{-6}$	23	55	$5,110 \cdot 10^{-6}$	28	90	$1,606 \cdot 10^{-5}$			
1,5	22	84	$5,434 \cdot 10^{-6}$	23	52	$4,834 \cdot 10^{-6}$	27	77	$1,371 \cdot 10^{-5}$			
1,7	23	78	$5,080 \cdot 10^{-6}$	23	48	$4,437 \cdot 10^{-6}$	29	76	$1,351 \cdot 10^{-5}$			
2,0	21	66	$4,291 \cdot 10^{-6}$	23	34	$3,157 \cdot 10^{-6}$	28	60	$1,067 \cdot 10^{-5}$			
2,2	21	81	$5,275 \cdot 10^{-6}$	22	33	$3,078 \cdot 10^{-6}$	25	62	$1,115 \cdot 10^{-5}$			
2,5	20	63	$4,099 \cdot 10^{-6}$	23	35	$3,287 \cdot 10^{-6}$	23	65	$1,156 \cdot 10^{-5}$			
2,8	21	63	$4,075 \cdot 10^{-6}$	23	38	$3,553 \cdot 10^{-6}$	26	74	$1,323 \cdot 10^{-5}$			
3,0	21	70	$4,541 \cdot 10^{-6}$	22	38	$3,536 \cdot 10^{-6}$	28	80	$1,423 \cdot 10^{-5}$			
1,0	21	73	$4,771 \cdot 10^{-6}$	23	46	$4,302 \cdot 10^{-6}$	23	79	$1,414 \cdot 10^{-5}$			
1,3	19	73	$4,772 \cdot 10^{-6}$	23	44	$4,102 \cdot 10^{-6}$	25	79	$1,416 \cdot 10^{-5}$			
1,5	22	89	$5,755 \cdot 10^{-6}$	25	48	$4,445 \cdot 10^{-6}$	25	82	$1,457 \cdot 10^{-5}$			
1,7	22	88	$5,722 \cdot 10^{-6}$	24	46	$4,277 \cdot 10^{-6}$	24	71	$1,271 \cdot 10^{-5}$			
2,0	20	75	$4,867 \cdot 10^{-6}$	23	48	$4,452 \cdot 10^{-6}$	24	63	$1,128 \cdot 10^{-5}$			
2,2	24	81	$5,287 \cdot 10^{-6}$	25	48	$4,410 \cdot 10^{-6}$	24	61	$1,098 \cdot 10^{-5}$			
2,5	19	73	$4,766 \cdot 10^{-6}$	22	48	$4,481 \cdot 10^{-6}$	24	68	$1,213 \cdot 10^{-5}$			
2,8	22	95	$6,177 \cdot 10^{-6}$	25	45	$4,200 \cdot 10^{-6}$	22	70	$1,256 \cdot 10^{-5}$			
3,0	22	90	$5,852 \cdot 10^{-6}$	25	38	$3,516 \cdot 10^{-6}$	23	78	$1,385 \cdot 10^{-5}$			

z-Achse im Lot

y-Achse im Lot

Tabelle C.4: Berechnete Ladung Q_K und Signalenergie E_s der durch die Patch-Struktur erfassten TE-Impulse bei *Drehung um die Raumachsen* und variierenden Abständen - Kleinlabormessung

d in m		Logarithmisch periodische Struktur			Hilbert-Fraktal-Struktur			Flügel-Struktur		
		Q_{HEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{HEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{HEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV
1,7	0°	15	96	$6,224 \cdot 10^{-6}$	21	85	$7,887 \cdot 10^{-6}$	20	81	$1,444 \cdot 10^{-5}$
	45°	14	94	$6,080 \cdot 10^{-6}$	17	61	$5,655 \cdot 10^{-6}$	20	82	$1,456 \cdot 10^{-5}$
	90°	15	87	$5,679 \cdot 10^{-6}$	19	52	$4,782 \cdot 10^{-6}$	15	55	$9,753 \cdot 10^{-6}$
	0°	16	97	$6,300 \cdot 10^{-6}$	20	66	$6,117 \cdot 10^{-6}$	19	64	$1,135 \cdot 10^{-5}$
	45°	15	97	$6,287 \cdot 10^{-6}$	16	56	$5,195 \cdot 10^{-6}$	18	59	$1,054 \cdot 10^{-5}$
	90°	16	92	$5,948 \cdot 10^{-6}$	17	52	$4,838 \cdot 10^{-6}$	14	51	$9,051 \cdot 10^{-6}$
2,0	0°	16	100	$6,510 \cdot 10^{-6}$	17	40	$3,730 \cdot 10^{-6}$	19	66	$1,173 \cdot 10^{-5}$
	45°	15	78	$5,083 \cdot 10^{-6}$	18	39	$3,598 \cdot 10^{-6}$	14	43	$7,699 \cdot 10^{-6}$
	90°	16	96	$6,266 \cdot 10^{-6}$	17	40	$3,682 \cdot 10^{-6}$	16	58	$1,036 \cdot 10^{-5}$
1,7	0°	15	83	$5,368 \cdot 10^{-6}$	16	22	$2,050 \cdot 10^{-6}$	18	47	$8,398 \cdot 10^{-6}$
	45°	16	72	$4,645 \cdot 10^{-6}$	20	36	$3,365 \cdot 10^{-6}$	19	79	$1,406 \cdot 10^{-5}$
	90°	15	74	$4,802 \cdot 10^{-6}$	20	62	$5,755 \cdot 10^{-6}$	18	59	$1,058 \cdot 10^{-5}$
	0°	15	93	$6,061 \cdot 10^{-6}$	18	25	$2,303 \cdot 10^{-6}$	18	97	$1,723 \cdot 10^{-5}$
	45°	14	75	$4,875 \cdot 10^{-6}$	15	39	$3,595 \cdot 10^{-6}$	19	87	$1,557 \cdot 10^{-5}$
	90°	14	57	$3,720 \cdot 10^{-6}$	19	59	$5,477 \cdot 10^{-6}$	19	76	$1,361 \cdot 10^{-5}$
2,0	0°	15	83	$5,379 \cdot 10^{-6}$	15	26	$2,398 \cdot 10^{-6}$	17	61	$1,082 \cdot 10^{-5}$
	45°	15	80	$5,195 \cdot 10^{-6}$	18	42	$3,922 \cdot 10^{-6}$	18	63	$1,129 \cdot 10^{-5}$
	90°	14	66	$4,311 \cdot 10^{-6}$	19	49	$4,536 \cdot 10^{-6}$	16	52	$9,292 \cdot 10^{-6}$

y-Achse im Lot

z-Achse im Lot

Tabelle C.5: Berechnete Ladung Q_K und Signalenergie E_s der durch die Patch-Struktur erfassten TE-Impulse bei *multiparametrischer Variation der Ausrichtung* und variierenden Abständen - Kleinlabormessung

d in m	Logarithmisch periodische Struktur				Hilbert-Fraktal-Struktur				Flügel-Struktur			
	Q_{IEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{IEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{IEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{IEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV
1,7	P1 z	27	108	$7,040 \cdot 10^{-6}$	27	51	$4,745 \cdot 10^{-6}$	24	80	$1,422 \cdot 10^{-5}$		
	P2 z	25	85	$5,507 \cdot 10^{-6}$	28	50	$4,670 \cdot 10^{-6}$	25	81	$1,445 \cdot 10^{-5}$		
	P1 y	22	91	$5,893 \cdot 10^{-6}$	27	48	$4,459 \cdot 10^{-6}$	24	97	$1,739 \cdot 10^{-5}$		
	P2 y	21	94	$6,116 \cdot 10^{-6}$	23	66	$6,093 \cdot 10^{-6}$	28	96	$1,710 \cdot 10^{-5}$		
	P1 s	24	87	$5,628 \cdot 10^{-6}$	30	56	$5,173 \cdot 10^{-6}$	23	83	$1,483 \cdot 10^{-5}$		
	P2 s	20	96	$6,230 \cdot 10^{-6}$	24	54	$4,998 \cdot 10^{-6}$	24	80	$1,430 \cdot 10^{-5}$		
2,0	P1 z	28	111	$7,204 \cdot 10^{-6}$	27	43	$4,009 \cdot 10^{-6}$	24	76	$1,364 \cdot 10^{-5}$		
	P2 z	23	77	$5,003 \cdot 10^{-6}$	28	43	$4,010 \cdot 10^{-6}$	25	86	$1,536 \cdot 10^{-5}$		
	P1 y	23	83	$5,364 \cdot 10^{-6}$	25	34	$3,104 \cdot 10^{-6}$	26	113	$2,025 \cdot 10^{-5}$		
	P2 y	22	100	$6,481 \cdot 10^{-6}$	23	53	$4,932 \cdot 10^{-6}$	29	108	$1,932 \cdot 10^{-5}$		
	P1 s	24	75	$4,878 \cdot 10^{-6}$	22	43	$3,973 \cdot 10^{-6}$	23	80	$1,421 \cdot 10^{-5}$		
	P2 s	22	91	$5,926 \cdot 10^{-6}$	24	40	$3,698 \cdot 10^{-6}$	25	83	$1,486 \cdot 10^{-5}$		
2,8	P1 z	24	91	$5,879 \cdot 10^{-6}$	28	39	$3,569 \cdot 10^{-6}$	24	62	$1,114 \cdot 10^{-5}$		
	P2 z	23	66	$4,270 \cdot 10^{-6}$	29	35	$3,259 \cdot 10^{-6}$	25	67	$1,190 \cdot 10^{-5}$		
	P1 y	22	85	$5,497 \cdot 10^{-6}$	25	22	$2,027 \cdot 10^{-6}$	25	94	$1,680 \cdot 10^{-5}$		
	P2 y	24	93	$6,070 \cdot 10^{-6}$	24	34	$3,140 \cdot 10^{-6}$	28	92	$1,650 \cdot 10^{-5}$		
	P1 s	20	90	$5,871 \cdot 10^{-6}$	22	33	$3,014 \cdot 10^{-6}$	22	71	$1,264 \cdot 10^{-5}$		
	P2 s	21	86	$5,553 \cdot 10^{-6}$	24	35	$3,258 \cdot 10^{-6}$	23	80	$1,436 \cdot 10^{-5}$		

Tabelle C.6: Berechnete Ladung Q_K und Signalenergie E_s der durch die Patch-Struktur erfassten TE-Impulse bei variierendem Abstand - Hallenmessung

d in m	Logarithmisch periodische Struktur			Hilbert-Fraktal-Struktur			Flügel-Struktur		
	Q_{TEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{TEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{TEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV
2,5	20	195	$1,267 \cdot 10^{-5}$	19	16	$1,449 \cdot 10^{-6}$	17	34	$6,124 \cdot 10^{-6}$
3,0	21	185	$1,203 \cdot 10^{-5}$	19	14	$1,281 \cdot 10^{-6}$	19	43	$7,735 \cdot 10^{-6}$
3,9	20	157	$1,022 \cdot 10^{-5}$	19	13	$1,216 \cdot 10^{-6}$	21	47	$8,310 \cdot 10^{-6}$
4,5	21	168	$1,094 \cdot 10^{-5}$	21	14	$1,266 \cdot 10^{-6}$	20	47	$8,387 \cdot 10^{-6}$
5,1	21	162	$1,055 \cdot 10^{-5}$	20	11	$1,019 \cdot 10^{-6}$	25	57	$1,012 \cdot 10^{-5}$
6,0	20	154	$1,002 \cdot 10^{-5}$	21	13	$1,176 \cdot 10^{-6}$	21	44	$7,850 \cdot 10^{-6}$
6,6	20	145	$9,388 \cdot 10^{-6}$	17	9	$8,099 \cdot 10^{-7}$	20	43	$7,732 \cdot 10^{-6}$
7,5	21	140	$9,088 \cdot 10^{-6}$	18	9	$8,275 \cdot 10^{-7}$	23	46	$8,166 \cdot 10^{-6}$
8,4	21	185	$1,203 \cdot 10^{-5}$	18	11	$1,022 \cdot 10^{-6}$	22	41	$7,403 \cdot 10^{-6}$
9,0	22	459	$2,982 \cdot 10^{-5}$	17	20	$1,812 \cdot 10^{-6}$	20	94	$1,674 \cdot 10^{-5}$
10,2	21	94	$6,100 \cdot 10^{-6}$	21	14	$1,313 \cdot 10^{-6}$	24	57	$1,025 \cdot 10^{-5}$
12,0	21	81	$5,233 \cdot 10^{-6}$	25	14	$1,262 \cdot 10^{-6}$	22	39	$6,912 \cdot 10^{-6}$
14,0	19	83	$5,390 \cdot 10^{-6}$	29	15	$1,415 \cdot 10^{-6}$	24	52	$9,232 \cdot 10^{-6}$
z-Achse im Lot									
2,5	20	178	$1,159 \cdot 10^{-5}$	25	20	$1,855 \cdot 10^{-6}$	23	56	$1,008 \cdot 10^{-5}$
3,0	21	137	$8,884 \cdot 10^{-6}$	24	19	$1,715 \cdot 10^{-6}$	22	58	$1,033 \cdot 10^{-5}$
3,9	17	120	$7,783 \cdot 10^{-6}$	23	17	$1,575 \cdot 10^{-6}$	19	39	$6,972 \cdot 10^{-6}$
4,5	19	112	$7,304 \cdot 10^{-6}$	23	17	$1,581 \cdot 10^{-6}$	19	37	$6,647 \cdot 10^{-6}$
5,1	20	117	$7,595 \cdot 10^{-6}$	22	17	$1,534 \cdot 10^{-6}$	16	27	$4,775 \cdot 10^{-6}$
6,0	20	114	$7,425 \cdot 10^{-6}$	23	17	$1,553 \cdot 10^{-6}$	21	37	$6,687 \cdot 10^{-6}$
6,6	22	109	$7,077 \cdot 10^{-6}$	23	16	$1,484 \cdot 10^{-6}$	17	36	$6,452 \cdot 10^{-6}$
7,5	21	179	$1,161 \cdot 10^{-5}$	21	17	$1,599 \cdot 10^{-6}$	17	30	$5,346 \cdot 10^{-6}$
8,4	20	145	$9,417 \cdot 10^{-6}$	20	18	$1,654 \cdot 10^{-6}$	21	52	$9,274 \cdot 10^{-6}$
9,0	20	322	$2,091 \cdot 10^{-5}$	22	38	$3,494 \cdot 10^{-6}$	21	99	$1,773 \cdot 10^{-5}$
10,2	21	82	$5,305 \cdot 10^{-6}$	25	16	$1,494 \cdot 10^{-6}$	25	40	$7,210 \cdot 10^{-6}$
12,0	21	77	$5,012 \cdot 10^{-6}$	23	12	$1,122 \cdot 10^{-6}$	27	30	$5,339 \cdot 10^{-6}$
14,0	20	236	$1,530 \cdot 10^{-5}$	27	20	$1,816 \cdot 10^{-6}$	25	68	$1,217 \cdot 10^{-5}$
y-Achse im Lot									

Tabelle C.7: Berechnete Ladung Q_K und Signalenergie E_s der durch die Patch-Struktur erfassten TE-Impulse bei *Drehung um die Raumachsen* und variierenden Abständen - Hallenmessung

d in m	Logarithmisch periodische Struktur				Hilbert-Fraktal-Struktur				Flügel-Struktur			
	Q_{IEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{IEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{IEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{IEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV
5,1	24	191	$1,243 \cdot 10^{-5}$	24	21	$1,947 \cdot 10^{-6}$	23	43	$7,750 \cdot 10^{-6}$	23	43	$7,750 \cdot 10^{-6}$
	25	180	$1,168 \cdot 10^{-5}$	20	18	$1,637 \cdot 10^{-6}$	23	37	$6,688 \cdot 10^{-6}$	23	37	$6,688 \cdot 10^{-6}$
	25	190	$1,237 \cdot 10^{-5}$	24	21	$1,990 \cdot 10^{-6}$	22	51	$9,123 \cdot 10^{-6}$	22	51	$9,123 \cdot 10^{-6}$
	24	158	$1,027 \cdot 10^{-5}$	22	17	$1,537 \cdot 10^{-6}$	23	67	$1,202 \cdot 10^{-5}$	23	67	$1,202 \cdot 10^{-5}$
	25	192	$1,247 \cdot 10^{-5}$	20	16	$1,466 \cdot 10^{-6}$	22	62	$1,103 \cdot 10^{-5}$	22	62	$1,103 \cdot 10^{-5}$
	25	171	$1,110 \cdot 10^{-5}$	23	19	$1,756 \cdot 10^{-6}$	20	48	$8,640 \cdot 10^{-6}$	20	48	$8,640 \cdot 10^{-6}$
	24	235	$1,528 \cdot 10^{-5}$	22	19	$1,720 \cdot 10^{-6}$	21	63	$1,130 \cdot 10^{-5}$	21	63	$1,130 \cdot 10^{-5}$
	25	183	$1,186 \cdot 10^{-5}$	20	16	$1,484 \cdot 10^{-6}$	25	63	$1,121 \cdot 10^{-5}$	25	63	$1,121 \cdot 10^{-5}$
	25	201	$1,305 \cdot 10^{-5}$	23	18	$1,652 \cdot 10^{-6}$	21	61	$1,093 \cdot 10^{-5}$	21	61	$1,093 \cdot 10^{-5}$
6,0	25	187	$1,212 \cdot 10^{-5}$	22	16	$1,519 \cdot 10^{-6}$	24	62	$1,115 \cdot 10^{-5}$	24	62	$1,115 \cdot 10^{-5}$
	22	114	$7,405 \cdot 10^{-6}$	24	17	$1,563 \cdot 10^{-6}$	23	60	$1,068 \cdot 10^{-5}$	23	60	$1,068 \cdot 10^{-5}$
	20	131	$8,486 \cdot 10^{-6}$	24	19	$1,783 \cdot 10^{-6}$	21	59	$1,048 \cdot 10^{-5}$	21	59	$1,048 \cdot 10^{-5}$
	21	174	$1,129 \cdot 10^{-5}$	24	15	$1,426 \cdot 10^{-6}$	23	52	$9,324 \cdot 10^{-6}$	23	52	$9,324 \cdot 10^{-6}$
	22	110	$7,142 \cdot 10^{-6}$	24	16	$1,454 \cdot 10^{-6}$	21	56	$9,921 \cdot 10^{-6}$	21	56	$9,921 \cdot 10^{-6}$
	20	113	$7,316 \cdot 10^{-6}$	23	18	$1,637 \cdot 10^{-6}$	24	88	$1,568 \cdot 10^{-5}$	24	88	$1,568 \cdot 10^{-5}$
	24	208	$1,354 \cdot 10^{-5}$	23	19	$1,749 \cdot 10^{-6}$	24	72	$1,286 \cdot 10^{-5}$	24	72	$1,286 \cdot 10^{-5}$
	25	180	$1,172 \cdot 10^{-5}$	21	18	$1,705 \cdot 10^{-6}$	20	65	$1,164 \cdot 10^{-5}$	20	65	$1,164 \cdot 10^{-5}$
	22	230	$1,492 \cdot 10^{-5}$	23	26	$2,394 \cdot 10^{-6}$	24	123	$2,204 \cdot 10^{-5}$	24	123	$2,204 \cdot 10^{-5}$
8,4	25	187	$1,212 \cdot 10^{-5}$	22	16	$1,519 \cdot 10^{-6}$	24	62	$1,115 \cdot 10^{-5}$	24	62	$1,115 \cdot 10^{-5}$
	22	114	$7,405 \cdot 10^{-6}$	24	17	$1,563 \cdot 10^{-6}$	23	60	$1,068 \cdot 10^{-5}$	23	60	$1,068 \cdot 10^{-5}$
	20	131	$8,486 \cdot 10^{-6}$	24	19	$1,783 \cdot 10^{-6}$	21	59	$1,048 \cdot 10^{-5}$	21	59	$1,048 \cdot 10^{-5}$
	21	174	$1,129 \cdot 10^{-5}$	24	15	$1,426 \cdot 10^{-6}$	23	52	$9,324 \cdot 10^{-6}$	23	52	$9,324 \cdot 10^{-6}$
	22	110	$7,142 \cdot 10^{-6}$	24	16	$1,454 \cdot 10^{-6}$	21	56	$9,921 \cdot 10^{-6}$	21	56	$9,921 \cdot 10^{-6}$
	20	113	$7,316 \cdot 10^{-6}$	23	18	$1,637 \cdot 10^{-6}$	24	88	$1,568 \cdot 10^{-5}$	24	88	$1,568 \cdot 10^{-5}$
	24	208	$1,354 \cdot 10^{-5}$	23	19	$1,749 \cdot 10^{-6}$	24	72	$1,286 \cdot 10^{-5}$	24	72	$1,286 \cdot 10^{-5}$
	25	180	$1,172 \cdot 10^{-5}$	21	18	$1,705 \cdot 10^{-6}$	20	65	$1,164 \cdot 10^{-5}$	20	65	$1,164 \cdot 10^{-5}$
	22	230	$1,492 \cdot 10^{-5}$	23	26	$2,394 \cdot 10^{-6}$	24	123	$2,204 \cdot 10^{-5}$	24	123	$2,204 \cdot 10^{-5}$

Tabelle C.8: Berechnete Ladung Q_K und Signalenergie E_s der durch die Patch-Struktur erfassten TE-Impulse bei *multiparametrischer Variation der Ausrichtung* und variierenden Abständen - Hallenmessung

d in m	Logarithmisch periodische Struktur			Hilbert-Fraktal-Struktur			Flügel-Struktur			
	Q_{TEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{TEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	Q_{TEC} in pC	Q_K in pC	E_s in mV	
10,2	P1 z	21	94	6,100 · 10 ⁻⁶	21	14	1,313 · 10 ⁻⁶	24	57	1,025 · 10 ⁻⁵
	P2 z	20	95	6,158 · 10 ⁻⁶	21	14	1,324 · 10 ⁻⁶	24	52	9,373 · 10 ⁻⁶
	P1 y	21	82	5,305 · 10 ⁻⁶	25	16	1,494 · 10 ⁻⁶	25	40	7,210 · 10 ⁻⁶
12,0	P2 y	20	93	6,068 · 10 ⁻⁶	22	15	1,433 · 10 ⁻⁶	25	39	6,992 · 10 ⁻⁶
	Po z	25	113	7,338 · 10 ⁻⁶	26	9	8,200 · 10 ⁻⁷	25	30	5,332 · 10 ⁻⁶
	P1 z	21	81	5,233 · 10 ⁻⁶	25	14	1,262 · 10 ⁻⁶	22	39	6,912 · 10 ⁻⁶
14,0	P2 z	23	85	5,524 · 10 ⁻⁶	22	12	1,127 · 10 ⁻⁶	25	46	8,135 · 10 ⁻⁶
	P1 y	21	77	5,012 · 10 ⁻⁶	23	12	1,122 · 10 ⁻⁶	27	30	5,339 · 10 ⁻⁶
	P2 y	21	72	4,655 · 10 ⁻⁶	24	15	1,370 · 10 ⁻⁶	28	37	6,593 · 10 ⁻⁶
14,0	Po z	21	98	6,351 · 10 ⁻⁶	27	13	1,212 · 10 ⁻⁶	24	21	3,836 · 10 ⁻⁶
	P1 z	19	83	5,390 · 10 ⁻⁶	29	15	1,415 · 10 ⁻⁶	24	52	9,232 · 10 ⁻⁶
	P2 z	20	88	5,704 · 10 ⁻⁶	25	15	1,368 · 10 ⁻⁶	24	49	8,764 · 10 ⁻⁶
14,0	P1 y	20	236	1,530 · 10 ⁻⁵	27	20	1,816 · 10 ⁻⁶	25	68	1,217 · 10 ⁻⁵
	P2 y	21	90	5,849 · 10 ⁻⁶	23	14	1,330 · 10 ⁻⁶	25	34	5,984 · 10 ⁻⁶
	Po z	21	109	7,062 · 10 ⁻⁶	28	22	2,016 · 10 ⁻⁶	27	42	7,488 · 10 ⁻⁶

Abbildungsverzeichnis

1.1	Schematische Darstellung der TE-Diagnose und Kennzeichnung der für die Arbeit relevanten Aspekte (grün)	2
3.1	Darstellung der (a) Ionisierung und Teilchenbewegung in einem inhomogenen Feld bei negativer angelegter Spannung und (b) der Grundfeldstärke $E_g(x)$ sowie der unter Berücksichtigung der Ladungsansammlung resultierenden Feldstärke $E_\rho(x)$	17
3.2	Darstellung (a) eines vertikal orientierten kurzen elektrischen Elementarstrahlers mit einem Strom I , (b) der azimutalen magnetischen Feldstärke \mathbf{H}_φ und (c) der geschlossenen Feldlinien der elektrischen Feldstärke \mathbf{E}	19
3.3	Feldwellenwiderstand Z_0 im Nah- und Fernfeld abhängig vom normierten Abstand $r^* = 2\pi r/\lambda$ unter Vernachlässigung des Übergangsfeldes	22
3.4	Schematische Darstellung der Strahlcharakteristik einer Richtantenne in Form der elektromagnetischen Strahlungsdichte $S_r(\vartheta, \varphi)$ und der Mittelung der Strahlungsdichte über die Oberfläche einer Hüllkugel $\langle S_r(\vartheta, \varphi) \rangle$	24
3.5	Spannungsverteilung auf einer Leitung mit $Z_{E,A}$ als Abschlusswiderstand für (a) $Z_L = Z_{E,A}$, (b) $Z_L \ll Z_{E,A}$, (c) $Z_L < Z_{E,A}$ und (d) $Z_L > Z_{E,A}$	25
3.6	Darstellung des vektoriellen Babinet'schen Prinzips mit (a) Orientierung der elektromagnetischen Welle, (b) Beugung an einem Schlitz und (c) Beugung an einer zum Schlitz inversen Fläche	27
4.1	Messaufbau mit Messkreis nach IEC 60270, Messzelle, EMS und Oszilloskop	34
4.2	Schematische, nicht maßstabsgetreue, Zeichnung der Messzelle: (a) Querschnitt mit Nadel, (b) mit nicht geschlossenem Draht, (c) mit Luftspule um Kunststoffschlauch; metallische Materialien gemustert, Kunststoff weiß	35
4.3	Messzelle mit Luftspulen zwei verschiedener Wicklungszahlen	37
4.4	Darstellung der reflexions- und wandlungsmaßrelevanten Übergänge im Rahmen der Erfassung, relevante Stellen markiert in rot	39
4.5	Schematische, nicht maßstabsgetreue, Darstellung des Kleinlabors von oben mit Patch-Struktur; bei Verwendung der klassischen logarithmisch periodischen Antenne erfolgt die Ausrichtung vertikal und im direkten Lot der Spitze mit der Messzelle	40
4.6	Kleinlabor mit integriertem Messaufbau, Perspektive aus Hochspannungskäfig mit Blick in den Steuerraum hinten rechts; links mit klassischer logarithmisch periodischer Struktur; rechts mit Hilbert-Fraktal-Struktur	41

4.7	Messaufnahme (a) sequenziell und (b) zeitlich fortlaufend mit schematischem Signal erfasst von Messzelle, Draht und elektromagnetischem Sensor	42
4.8	Ablauf eines Messzyklus zur Aufzeichnung von TE-Signalen	44
5.1	Ausschnitte der simultan zeitlich fortlaufend aufgenommenen TE-Messsignale; erfasst mit (a) Messzelle und (b) Antenne	46
5.2	TE-Signale erfasst mit (a) Messzelle als Einzelsequenz, (b) Messzelle gemittelt über 1000 Messungen, (c) Antenne als Einzelsequenz und (d) Antenne gemittelt über 1000 Messungen	50
5.3	Rauschsignale erfasst mit Antenne dargestellt als (a) Einzelsequenz und (b) gemittelt über 1000 Messungen	51
5.4	Frequenzspektren der sequenziell aufgenommen und über 1000 Messungen gemittelten (a) TE-Signale und (b) Störumgebung, sowie der zeitlich fortlaufend aufgenommenen (c) TE-Signale und (d) Störumgebung	53
5.5	Ausschnitte der simultan aufgenommenen TE-Messsignale erfasst mit (a) Messzelle und (b) Antenne gefiltert mit Bandpassfilter	54
5.6	Ablauf des Wavelet-Denoisings	56
5.7	Wavelet (a) der Daubechies Familie und (b) der Symlet-Familie	59
5.8	Koeffizientenzerlegung als iterative Filterbank; H repräsentiert den Tiefpassfilter mit den Koeffizienten h_l und G repräsentiert den Bandpassfilter mit den Filterkoeffizienten g_l	60
5.9	Ablauf des Bewertungsverfahrens unter Verwendung des synthetischen TE-Signals zur Durchführung einer Vorstudie (oben) und unter Verwendung des gemessenen TE-Signals (unten)	63
5.10	Gemessener und synthetischer Einzelimpuls (a), sowie Ausschnitt aus synthetischem TE-Signal (b) und Testsignal (c)	64
5.11	Frequenzspektrum des synthetischen TE-Signals	65
5.12	Zuverlässigkeitsquote der Impulsdetektion RSPD für die verwendeten Wavelets und Kombinationen von Schwellwertschätzer und Schwellwertregel	69
5.13	Ausschnitt aus dem entstörten TE-Messsignal $s_{\text{den}}(t)$ mit 8 TE-Impulsen nach Anwendung des Wavelet-Denoisings mit han5.5 Wavelet, Universal Threshold Estimator und (a) harter Schwellwertregel und (b) weicher Schwellwertregel . . .	72
5.14	Frequenzspektrum des TE-Messsignals (a) vor Entstörung und nach Entstörung mit han5.5 Wavelet und Universal Threshold Estimator mit (b) harter Schwellwertregel und (c) weicher Schwellwertregel	73
6.1	Schematische Darstellung eines rechteckigen Patch-Elements nach [Bal15] und [Kar20]	76
6.2	Schematische Darstellung der (a) Vorderseite und (b) Rückseite der logarithmisch periodischen Patch-Antennenstruktur in antipodaler Ausführung und (c) der Vorderseite bei Ausführung mit rückseitig durchgehender Erdungsfläche . .	79
6.3	Hilbert-Kurve der (a) 1. Iteration, (b) 2. Iteration und (c) 3. Iteration	80

6.4	Schematische Darstellung der (a) Vorderseite und (b) Rückseite der Hilbert-Fraktal-Struktur, Leiterbahndicke der Vorderseite 2 mm und Schlitzdicke der Rückseite 3 mm	81
6.5	Schematische Darstellung der Flügel-Struktur in (a) antipodaler Ausführung und (b) der Vorderseite bei Ausführung mit rückseitig durchgehender Erdungsfläche .	82
6.6	Vorderseite (obere Reihe) und Rückseite (untere Reihe) der gefertigten (a) logarithmisch periodischen Patch-Struktur, (b) Hilbert-Fraktal-Struktur und (c) Flügel-Struktur; jeweils mit einer Substratfläche von 20 cm x 20 cm	83
6.7	Schematische Darstellung der Modellgeometrie am Beispiel eines rechteckigen Patches; Materialien in orange , physikalische Rand und Gebietsbedingungen in blau	85
6.8	Stehwellenverhältnis s_A der verschiedenen Patch-Strukturen mit Angabe des resultierenden Arbeitsfrequenzbandes	87
6.9	Koordinatensystem mit den drei Plotebenen und Kennzeichnung der dazugehörigen 0° -Achse der Plotebene bezogen auf die Raumachse; xz-Ebene in blau, yz-Ebene in rot und xy-Ebene in grün	89
6.10	Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ in dBi der <i>antipodalen</i> logarithmisch periodischen Patch-Struktur	90
6.11	Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ in dBi der logarithmisch periodischen Patch-Struktur mit <i>durchgehender Erdungsfläche</i>	91
6.12	Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ in dBi der <i>antipodalen</i> Hilbert-Fraktal-Struktur . .	93
6.13	Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ in dBi der Hilbert-Fraktal-Struktur mit <i>durchgehender Erdungsfläche</i>	94
6.14	Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ in dBi der <i>antipodalen</i> Flügel-Struktur	95
6.15	Fernfeldverstärkung $E(\vartheta, \varphi)$ in dBi der Flügel-Struktur mit <i>durchgehender Erdungsfläche</i>	96
6.16	Zeitsignale des (a) Referenzdrahts, der (b) logarithmisch periodischen Patch-Struktur, (c) Hilbert-Fraktal-Struktur und (d) Flügel-Struktur gemittelt über 1000 erfasste TE - Struktur in 3,0 m Entfernung mit z-Achse im Lot zur TE-Quelle (vgl. Abbildung 6.18)	100
6.17	Kumuliertes normiertes Frequenzspektrum der mit den Patch-Strukturen erfassten TE-Signale	101
6.18	Schematische Darstellung der Drehung um die (a) z-Raumachse und (b) y-Raumachse; Darstellung in Grundstellung für 0°	102
6.19	Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei variierendem Abstand und z-Achse im Lot in Grundstellung	103
6.20	Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei variierendem Abstand und y-Achse im Lot in Grundstellung	104

6.21	Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei <i>Drehung um die z-Raumachse</i> und variierenden Abständen	108
6.22	Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei <i>Drehung um die y-Raumachse</i> und variierenden Abständen	109
6.23	Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z bei <i>multiparametrischer Variation der Ausrichtung</i> und variierenden Abständen	112
6.24	SNR und SNRA bei <i>multiparametrischer Variation der Ausrichtung</i> und variierenden Abständen	113
6.25	Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z bei variierendem Abstand und <i>z-Achse im Lot in Grundstellung</i> - Hallenmessung	116
6.26	Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z bei variierendem Abstand und <i>y-Achse im Lot in Grundstellung</i> - Hallenmessung	117
6.27	Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z bei <i>Drehung um die jeweilige Raumachse</i> und variierenden Abständen - Hallenmessung	120
6.28	Maximalamplitude A_{\max} des TE-Impulses und Streuung der Störumgebung σ_z bei <i>multiparametrischer Variation der Ausrichtung</i> und variierenden Abständen - Hallenmessung	122
7.1	Schematische Darstellung zu den Wandlungsmaßen entlang der Übertragungsstrecke zwischen Signalquelle und Signalsenke	126
7.2	Ergänzung des Messaufbaus in Abbildung 4.1 zur Durchführung der Kalibrierungsmessreihe	128
7.3	Kalibrierimpulse mit einer Ladung von (a) 10 pC, (b) 100 pC und (c) 200 pC	129
7.4	Signalenergie E_s der mit Patch-Strukturen erfassten Signale bei variierenden Abständen für verschiedenen Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals	130
7.5	Signalenergie E_s bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit <i>logarithmisch periodischer Patch-Struktur</i> in verschiedenen Abständen in Grundstellung mit (a) z-Achse im Lot und (b) y-Achse im Lot	132
7.6	Signalenergie E_s bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit <i>Hilbert-Fraktal-Struktur</i> in verschiedenen Abständen in Grundstellung mit (a) z-Achse im Lot und (b) y-Achse im Lot	133
7.7	Signalenergie E_s bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit <i>Flügel-Struktur</i> in verschiedenen Abständen in Grundstellung mit (a) z-Achse im Lot und (b) y-Achse im Lot	134
7.8	Ablauf des Kalibrierungsverfahrens für Patch-Strukturen zur Berechnung der Ladung Q_K	136
7.9	Berechnete Ladung Q_K bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit <i>logarithmisch periodischer Patch-Struktur</i> mit (a) z-Achse im Lot und (b) y-Achse im Lot; 10 % Abweichungsintervall vom Sollwert als grüne Fläche; Fehlerfläche in grau	137

7.10	Berechnete Ladung Q_K bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit <i>Hilbert-Fraktal-Struktur</i> mit (a) z-Achse im Lot und (b) y-Achse im Lot; 10 % Abweichungsintervall vom Sollwert als grüne Fläche; Fehlerfläche in grau	138
7.11	Berechnete Ladung Q_K bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit <i>Flügel-Struktur</i> mit (a) z-Achse im Lot und (b) y-Achse im Lot; 10 % Abweichungsintervall vom Sollwert als grüne Fläche; Fehlerfläche in grau	139
7.12	Abweichung e_K der berechneten Ladung Q_K von der Ladung der Kalibrierimpulse Q_{IEC} in %	140
7.13	Aus den mit (a) logarithmisch periodischer Patch-Struktur, (b) Hilbert-Fraktal-Struktur und (c) Flügel-Struktur erfassten TE-Signalen berechnete Ladung Q_K über gemessene Ladung Q_{IEC} - Messreihe Kleinlabor	143
7.14	Aus den mit (a) logarithmisch periodischer Patch-Struktur, (b) Hilbert-Fraktal-Struktur und (c) Flügel-Struktur erfassten TE-Signalen berechnete Ladung Q_K über gemessene Ladung Q_{IEC} - Messreihe Hochspannungslabor	145
7.15	Verteilung der Abweichung e_K der berechneten Ladung Q_K in % von gemäß IEC 60270 gemessener Ladung Q_{IEC}	147
B.1	Schema einer logarithmisch periodischen Struktur mit eingezeichneten Maßen	163
B.2	Mäanderförmige Struktur des 11ten und 12ten halben Dipol-Elementes	164
B.3	Rückflussdämpfung r_A der verschiedenen Sensorstrukturen	165
B.4	SNR und SNRA bei variierendem Abstand und <i>z-Achse im Lot in Grundstellung</i> - Hallenmessung	166
B.5	SNR und SNRA bei variierendem Abstand und <i>y-Achse im Lot in Grundstellung</i> - Hallenmessung	167
B.6	SNR und SNRA bei <i>Drehung um die jeweilige Raumachse</i> und variierenden Abständen - Hallenmessung	168
B.7	SNR und SNRA bei <i>multiparametrischer Variation der Ausrichtung</i> und variierenden Abständen - Hallenmessung	169
B.8	Ausrichtungen der Patch-Strukturen für die multiparametrische Variation am Beispiel der Hilbert-Fraktal-Struktur	173
B.9	Messaufbau in der Hochspannungshalle	174
C.1	Messzelle mit Powerdivider zur Kalibrierung	179
C.2	Signalenergie $E_{s,ind}$ bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit Luftspule	180
C.3	Signalenergie E_s bei variierenden Abständen für verschiedenen Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals; erfasst mit logarithmisch periodischer Antenne klassischer Bauform	180
C.4	Signalenergie E_s bei variierenden Ladungsmengen Q_{IEC} des Kalibriersignals für verschiedene Abstände; erfasst mit logarithmisch periodischer Antenne klassischer Bauform	180

Tabellenverzeichnis

3.1	Teilentladungsrelevante Frequenzbereiche sowie Nah- und Fernfeldbedingung . .	20
3.2	Störrelevante Kommunikationsdienste gemäß [BNA22], [Sch11] und [Vis12] . . .	30
5.1	Effekt der triggerbasierten Mittelung auf den SNR des TE-Signals und die Vari- anz der Störumgebung σ_z^2 für eine unterschiedliche Anzahl M an Messungen mit der Antenne	49
5.2	Übersicht zu den durchgeführten Untersuchungen mit Wavelet-Familien, gewähl- ten Wavelets aus den Familien sowie Schwellwertschätzer und Schwellwertregel .	57
5.3	Fallunterscheidung zur Berechnung des SNR	66
5.4	Ergebnisse der Entstörung der TE-Messsignale mit dem Wavelet-Denoising . . .	71
6.1	Übersicht zu den Ergebnissen der Arbeitsfrequenzbänder der verschiedenen Struk- turen basierend auf dem Stehwellenverhältnis s_A	98
6.2	Übersicht zu den Ergebnissen der Strahlcharakteristik der antipodalen Patch- Strukturen	99
6.3	Übersicht zu den Ergebnissen der Abstandsvariation, Drehung um die Raumach- sen und multiparametrischer Variation im Kleinlabor	114
6.4	Übersicht zu den Ergebnissen der Abstandsvariation, Drehung um die Raumach- sen und multiparametrischer Variation in der Hochspannungshalle	123
6.5	Sensitivität der Strukturen gegenüber Abstand, Polarisierung, Ausrichtung und Frequenz	124
7.1	Korrekturfaktoren	135
7.2	Übersicht zu den Ergebnissen der Kalibrierungsmessreihe	142
7.3	Übersicht zu den Ergebnissen der Abweichung ϵ_K im Rahmen der Validierung des Kalibrierungsverfahrens mit TE-Impulsen	149
A.1	Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet <i>Best-localized Daube-</i> <i>chies</i> mit Testsignal	155
A.2	Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet <i>Beylkin</i> mit Testsignal	156
A.3	Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet <i>Coiflet</i> mit Testsignal	156
A.4	Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet <i>Daubechies</i> Testsignal	157
A.5	Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet <i>Discrete Meyer</i> mit Testsignal	157
A.6	Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet <i>Fejér-Korovkin filters</i> mit Testsignal	158

A.7	Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet <i>Han linear-phase moments</i> mit Testsignal	158
A.8	Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet <i>Morris minimum-bandwidth</i> mit Testsignal	159
A.9	Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet <i>Symlet</i> mit Testsignal	159
A.10	Ergebnisse der Entstörung mit dem orthogonalen Wavelet <i>Vaidyanathan</i> mit Testsignal	160
A.11	Ergebnisse der Entstörung mit dem biorthogonalen Wavelet <i>BiorSplines</i> mit Testsignal	160
A.12	Ergebnisse der Entstörung mit dem biorthogonalen Wavelet <i>ReverseBior</i> mit Testsignal	161
B.1	Weitere Parameter der logarithmisch periodischen Patch-Struktur	163
B.2	Theoretisch berechnete und praktisch gefertigte Maße der Dipol-Elemente der logarithmisch periodischen Patch-Struktur	164
B.3	Maximalamplituden A_{\max} der durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Impulse und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei variierendem Abstand (vgl. Abbildung 6.18) - Kleinlabormessung	170
B.4	Maximalamplituden A_{\max} der durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Impulse und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei <i>Drehung um die Raumachsen</i> und variierenden Abständen (vgl. Abbildung 6.18) - Kleinlabormessung	171
B.5	Maximalamplituden A_{\max} der durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Impulse und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei <i>multiparametrischer Variation der Ausrichtung</i> und variierenden Abständen (vgl. Abbildung B.8) - Kleinlabormessung	172
B.6	Maximalamplituden A_{\max} der durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Impulse und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei variierendem Abstand (vgl. Abbildung 6.18) - Hallenmessung	175
B.7	Maximalamplituden A_{\max} der durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Impulse und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei <i>Drehung um die Raumachsen</i> und variierenden Abständen (vgl. Abbildung 6.18) - Hallenmessung	176
B.8	Maximalamplituden A_{\max} der durch die Patch-Strukturen erfassten TE-Impulse und Streuung der Störumgebung σ_z sowie SNR und SNRA bei <i>multiparametrischer Variation der Ausrichtung</i> und variierenden Abständen (vgl. Abbildung B.8) - Hallenmessung	177
C.1	Signalenergie E_s für variierende Ladungsmengen Q_{IEC} gemessen mit jeweiliger Patch-Struktur mit <i>z-Achse im Lot in Grundstellung</i> und Signalenergie $E_{s,\text{ind}}$ des zeitsynchron mit gewickeltem Draht erfassten Signals	181
C.2	Signalenergie E_s für variierende Ladungsmengen Q_{IEC} gemessen mit jeweiliger Patch-Struktur mit <i>y-Achse im Lot in Grundstellung</i> und Signalenergie $E_{s,\text{ind}}$ des zeitsynchron mit gewickeltem Draht erfassten Signals	183

C.3	Berechnete Ladung Q_K und Signalenergie E_s der durch die Patch-Struktur erfassten TE-Impulse bei variierendem Abstand - Kleinlabormessung	185
C.4	Berechnete Ladung Q_K und Signalenergie E_s der durch die Patch-Struktur erfassten TE-Impulse bei <i>Drehung um die Raumachsen</i> und variierenden Abständen - Kleinlabormessung	186
C.5	Berechnete Ladung Q_K und Signalenergie E_s der durch die Patch-Struktur erfassten TE-Impulse bei <i>multiparametrischer Variation der Ausrichtung</i> und variierenden Abständen - Kleinlabormessung	187
C.6	Berechnete Ladung Q_K und Signalenergie E_s der durch die Patch-Struktur erfassten TE-Impulse bei variierendem Abstand - Hallenmessung	188
C.7	Berechnete Ladung Q_K und Signalenergie E_s der durch die Patch-Struktur erfassten TE-Impulse bei <i>Drehung um die Raumachsen</i> und variierenden Abständen - Hallenmessung	189
C.8	Berechnete Ladung Q_K und Signalenergie E_s der durch die Patch-Struktur erfassten TE-Impulse bei <i>multiparametrischer Variation der Ausrichtung</i> und variierenden Abständen - Hallenmessung	190

Literaturverzeichnis

- [Alb11] ALBACH, Manfred: *Grundlagen der Elektrotechnik 1: Erfahrungssätze, Bauelemente, Gleichstromschaltungen*. 3. aktualisierte Auflage. Pearson Deutschland, 2011. - ISBN: 978-3-86894-079-4.
- [Alt15] ALTAY, Özkan; Kalenderli, Özcan: *Wavelet base selection for de-noising and extraction of partial discharge pulses in noisy environment*. In: *IET Science, Measurement & Technology* Volume 9, Number 3 (2015), pp. 276–284 - DOI: 10.1049/iet-smt.2013.0114.
- [Bad13] BADER, Michael: *Space-Filling Curves: An Introduction with Applications in Scientific Computing*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin, Heidelberg, 2013. - DOI: 10.1007/978-3-642-31046-1.
- [Bal15] BALANIS, Constantine A.: *Antenna Theory*. 4. Auflage. Wiley Global Research (STMS), 2015. - ISBN: 978-1-118-64206-1.
- [Ber07] BERGH, Jöran; EKSTEDT, Fredrik; LINDBERG, Martin: *Wavelets mit Anwendungen in Signal- und Bildverarbeitung*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin, Heidelberg, 2007. - DOI: 10.1007/978-3-540-49012-8.
- [BNA22] Bundesnetzagentur, Frequenzplan: gemäß § 54 TKG über die Aufteilung des Frequenzbereichs von 0 kHz bis 3000 GHz auf die Frequenznutzungen sowie über die Festlegungen für diese Frequenznutzungen. Stand: März 2022.
- [Bla03] BLATTER, Christian: *Wavelets — Eine Einführung*. 2. Auflage. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2003. - DOI: 10.1007/978-3-663-11817-6.
- [Boy22] BOYA-LARA, Carlos; RIVERA-CABALLERO, Omar; ARDILA-REY, Jorge Alfredo: *A Comparative Study of Denoising Techniques for UHF Signals from Partial Discharge*. In: *2022 8th International Engineering, Sciences and Technology Conference (IESTEC)*, Panama, Panama, 2022, pp. 595-601. - DOI: 10.1109/IESTEC54539.2022.00099.
- [Che16] CHEN, Zhi Ning; LIU, Duixian; NAKANO, Hisamatsu; QING, Xianming; ZWICK, Thomas: *Handbook of Antenna Technologies*. Springer Singapore, 2016. - DOI: 10.1007/978-981-4560-44-3.
- [Com23] COMSOL Multiphysics® Version 6.3: RF Module User’s Guide, 2023.

- [Cui20] CUI, Zhen; PARK, Seungyong; CHOO, Hosung; JUNG, Kyung-Young: *Wideband UHF Antenna for Partial Discharge Detection*. In: *Applied Sciences* Volume 10, Number 5 (2020), 1698. - DOI: 10.3390/app10051698.
- [Dar22] DARWISH, Ahmad; REFAAT, Shady S.; ABU-RUB, Haitham; COAPES, Graeme: *A Coplanar Waveguide Based Antenna for Partial Discharge Detection in Gas-insulated Switchgear*. In: *2022 3rd International Conference on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*. Doha, Qatar, 2022, pp. 1-5. - DOI: 10.1109/SGRE53517.2022.9774181.
- [Don94] DONOHO, David L.; JOHNSTONE, Iain M.: *Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage*. In: *BIOMETRIKA* Volume 81, Number 3 (1994), pp. 425–455. - DOI: 10.1093/biomet/81.3.425.
- [EEG23] Gesetz für den Ausbau erneuerbarer Energien (Erneuerbare-Energien-Gesetz - EEG 2023). Ausfertigungsdatum: 21.07.2014. Aufgerufen am 22.10.2024: https://www.gesetze-im-internet.de/eeg_2014/EEG_2023.pdf.
- [Esc22] ESCURRA, Christian Mier; MOR, Armando Rodrigo: *Partial Discharge Charge Estimation In Gas-Insulated Substations Using Electric and Magnetic Antennas*. In: *2022 IEEE 4th International Conference on Dielectrics (ICD)*, Palermo, Italy, 2022, pp. 25-28. - DOI: 10.1109/ICD53806.2022.9863499.
- [Eva08] EVAGOROU, Demetres; KYPRIANOU, Andreas; LEWIN, Paul L.; STAVROU, Andreas; EFTHYMIU, Venizelos; GEORGHIOU, George E: *Evaluation of Partial Discharge Denoising using the Wavelet Packets Transform as a Preprocessing Step for Classification*. In: *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, Quebec, QC, Canada, 2008, pp. 387-390. - DOI: 10.1109/CEIDP.2008.4772794.
- [Fah16] FAHRMEIR, Ludwig; HEUMANN, Christian; KÜNSTLER, Rita; PIGEOT, Iris; TUTZ, Gerhard: *Statistik: Der Weg zur Datenanalyse*. Berlin, Heidelberg: Springer Spektrum Berlin, Heidelberg, 2016. - DOI:10.1007/978-3-662-50372-0.
- [HA11] H.A., Vidya; TYAGI, Bindia; KRISHNAN, V.; MALLIKARJUNAPPA, K.: *Removal of Interferences from Partial Discharge Pulses using Wavelet Transform*. In: *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)* Volume 9, Number 1 (2011), pp.107-114. - DOI: 10.12928/telkomnika.v9i1.675.
- [Hen20] HENKE, Heino: *Elektromagnetische Felder*. 6. Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg Berlin Heidelberg, 2020. - DOI:10.1007/978-3-662-62235-3.
- [Hua23] HUA, Xiao-Chang; MU, Hai-Bao; JIN, Ling-Feng; JI, Yu-Hao; ZHAN, Jiang-Yang; SHAO, Xian-Jun; ZHANG, Guan-Jun: *A Novel Adaptive Parameter Optimization Method for Denoising Partial Discharge Ultrasonic Signals*. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* Volume 30, Number 6 (2023), pp. 2734-2743. - DOI: 10.1109/TDEI.2023.3331663.

- [Hus16] HUSSEIN, Ramy; SHABAN, Khaled Bashir; EL-HAG, Ayman H.: *Energy conservation-based thresholding for effective wavelet denoising of partial discharge signals*. In: *IET Science, Measurement & Technology* Volume 10, Number 7 (2016), pp. 813-822. - DOI: 10.1049/iet-smt.2016.0168.
- [Jab16a] JABER A.; LAZARIDIS, P.; ZHANG, Y.; SAEED, B.; KHAN, U.; UPTON, D.; AHMED, H.; MATHER, P.; VIEIRA, M. F. Q.; ATKINSON, R.; JUDD, M.; GLOVER, I. A.: *Assessment of absolute partial discharge intensity from a free-space radiometric measurement*. In: *2016 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (URSI AP-RASC)*, Seoul, Korea (South), 2016, pp. 1011-1014. - DOI: 10.1109/URSIAP-RASC.2016.7601345.
- [Jab16b] JABER.A; LAZARIDIS, P.; SAEED, B.; ZHANG, Y.; KHAN, U.; UPTON, D.; AHMED, H.; MATHER, P.; VIEIRA, M. F. Q.; ATKINSON, R.; JUDD, M.; GLOVER, I. A.: *Comparative study of Partial Discharge emulators for the calibration of Free-Space radiometric measurements*. In: *2016 22nd International Conference on Automation and Computing (ICAC)*, Colchester, UK, 2016, pp. 313-316. - DOI: 10.1109/ICo-nAC.2016.7604938.
- [Jab17] JABER, A.; LAZARIDIS, P.; MORADZADEH, M.; GLOVER, I. A.; ZAHARIS, Z. D.; VIEIRA, M. F. Q.; JUDD, M.D.; ATKINSON, R. C.: *Calibration of free-space radiometric partial discharge measurements*. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* Volume 24, Number 5 (2017), pp. 3004-3014. - DOI: 10.1109/TDEI.2017.006730.
- [Jah17] JAHANGIR, H.; AKBARI, A.; WERLE, P.; SZCZECZOWSKI, J.: *Possibility of PD calibration on power transformers using UHF probes*. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* Volume 24, Number 5 (2017), pp. 2968-2976. - Doi: 10.1109/TDEI.2017.006374.
- [Jin08] JIN, Zhuorui; SUN, Caixin; CHENG, Changkui; LI, Jian: *Two Types of Compact UHF Antennas for Partial Discharge Measurement*. In: *2008 International Conference on High Voltage Engineering and Application*, Chongqing, China, 2008, pp. 616-620. - DOI: 10.1109/ICHVE.2008.4774011.
- [Kar20] KARK, Klaus W.: *Antennen und Strahlungsfelder: Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung*. 8. Auflage. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2020. - DOI: 10.1007/978-3-658-31136-0.
- [Kha22] KHAYAM, U.; ZAENI, A.; J., M.K.M.: *Calibration of Partial Discharge Sensors in Air and SF 6 Insulation*. In: *2022 5th International Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE)*, Bandung, Indonesia, 2022, pp. 1-5. - DOI: 10.1109/ICPERE56870.2022.10037331.
- [Kon22] KONG, Xiaoxiao; ZHAO, Yanqi; LI, Qi; DU, Boxue; ZHU, Wenbo; MU, Jing: *An Improved Vivaldi Antenna for the UHF Partial Discharge Detection*. In: *2022 IEEE*

- 4th International Conference on Dielectrics (ICD)*, Palermo, Italy, 2022, pp. 253-256. - DOI: 10.1109/ICD53806.2022.9863581.
- [Kön91] KÖNIG, Günther: *Ein adaptives digitales Filterverfahren zur Unterdrückung hochfrequenter periodischer Störungen bei Teilentladungsmessungen*. Fakultät Elektrotechnik, Universität Stuttgart, Dissertation, 1991.
- [Köp94] KÖPF, Ulrich: *Kontinuierliche Unterdrückung von schmalbandigen, periodischen und breitbandigen, impulsförmigen Störern bei der Teilentladungsmessung*. Fakultät Elektrotechnik, Universität Stuttgart, Dissertation, 1994.
- [Kri01] KRISCHKE, Alois: *Rothammels Antennebuch*. 12. aktualisierte und erweiterte Auflage. DARC Verlag Baunatal, 2001. - ISBN: 3-88692-033-X.
- [Küc17] KÜCHLER, Andreas: *Hochspannungstechnik: Grundlagen - Technologie - Anwendungen*. 4. Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg Berlin Heidelberg, 2017. - DOI: 10.1007/978-3-662-54700-7.
- [Kur93] KURRAT, Michael: *Modellierung und Messung von Teilentladungen in Hohlräumen zur Bestimmung schädigungsrelevanter Energien*. Fakultät für Elektrotechnik, Universität Dortmund, Dissertation, 1993.
- [Lan19] LAN, Sheng; HU, Yue-Qun; KUO, Cheng-Chien: *Partial discharge location of power cables based on an improved phase difference method*. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* Volume 26, Number 5 (2019), pp. 1612-1619. - DOI: 10.1109/TDEI.2019.008202.
- [Len03] LENZ, Martin Andreas: *Anwendung der Wavelet-Transformation bei der Blitzstoßspannungsprüfung von Leistungstransformatoren*. Fakultät Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik, Universität Stuttgart, Dissertation, Shaker Verlag, 2003.
- [Li10] LI, Jian; JIANG, Tianyan; GRZYBOWSKI, Stanislaw; CHENG, Changkui: *Scale dependent wavelet selection for de-noising of partial discharge detection*. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* Volume 17, Number 6 (2010), pp. 1705-1714. - DOI: 10.1109/TDEI.2010.5658220.
- [Li12] LI, Xiaolin; WANG, Peng; LV, JINzhuang; HE, Zhiman; ZHAO, Linjie; LI, Jian: *Calibration model of ultra-high-frequency partial discharge signals in HVDC converter transformers*. In: *2012 International Conference on High Voltage Engineering and Application*, Shanghai, 2012, pp. 363-367. - DOI: 10.1109/ICHVE.2012.6357148.
- [Li13] LI, Jian; WANG, Peng; JIANG, Tianyan; BAO, Lianwei; HE, Zhiman: *UHF Stacked Hilbert Antenna Array for Partial Discharge Detection*. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* Volume 61, Number 11 (2013), pp. 5798-5801. - DOI: 10.1109/TAP.2013.2276453.

- [Lin22] LIN, Qingcheng; LYU, Fuyong; YU, Shiqi; XIAO, Hui; LI, Xuefeng: *Optimized Denoising Method for Weak Acoustic Emission Signal in Partial Discharge Detection*. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* Volume 29, Number 4 (2022), pp. 1409-1416. - DOI: 10.1109/TDEI.2022.3183662.
- [Mad19] MADHUPRIYA, S.; MAHESWARI, R.V.; VIGNESHWARAN, B.: *Measurement and Denoising of Partial Discharge Signal in High Voltage Cables using Wavelet Transform*. In: *International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT)* Volume 9, Number 2 (2019), pp. 2461-2468. - DOI:10.35940/ijeat.b3991.129219.
- [Mat23] MATHWORKS, Help Center: <https://de.mathworks.com/help/wavelet/ref/wdenoise.html>. Aufrufdatum: 01.08.2023.
- [Mef18] MEFFERT, Beate; HOCHMUTH, Olaf: *Werkzeuge der Signalverarbeitung Grundlagen, Anwendungsbeispiele, Übungsaufgaben*. 2. Auflage. Berlin: Humboldt-Universität zu Berlin, 2018. - DOI: 10.18452/19595.
- [Mer20] MERTINS, Alfred: *Grundlagen der Signalbeschreibung, Filterbänke, Wavelets, Zeit-Frequenz-Analyse, Parameter- und Signalschätzung*. 4. Auflage. Wiesbaden: Springer Vieweg Wiesbaden, 2020. - DOI: 10.1007/978-3-658-29648-3.
- [Mor99] MORROW, R.; SATO, N.: The discharge current induced by the motion of charged particles in time-dependent electric fields; Sato's equation extended. In: *Journal of Physics D: Applied Physics* Volume 32, Number 5 (1999), pp. L20-L22. - DOI: 10.1088/0022-3727/32/5/005.
- [NEP23] Netzentwicklungsplan Strom 2037/2045 (2023), zweiter Entwurf | Übertragungsnetzbetreiber. Aufgerufen am 22.10.2024: https://www.netzentwicklungsplan.de/sites/default/files/2023-07/NEP_2037_2045_V2023_2_Entwurf_Teil1.pdf.
- [Ohm14] OHM, Jens-Rainer; LÜKE, Hans Dieter: *Signalübertragung - Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme*. 12. aktualisierte Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2014. DOI: 10.1007/978-3-642-53901-5.
- [Paw17] PAWAR, Shailendra Singh; SHANDILYA, Madhu; CHAURASIA, Vijayshri: *Parametric evaluation of microstrip log periodic dipole array antenna using transmission line equivalent circuit*. In: *Engineering Science and Technology, an International Journal* Volume 20, Number 4 (2017), pp. 1260-1274. - DOI: 10.1016/j.jestch.2017.09.002.
- [Rha22] RHAMDHANI, Taufik; KHAYAM, Umar; ZAENI, Arpan: *Improving Antenna Performance by Combining Dipole and Bowtie Antenna for Partial Discharge Measurement in Gas Insulated Switchgear*. In: *2022 IEEE International Conference in Power Engineering Application (ICPEA)*, Shah Alam, Malaysia, 2022, pp. 1-4. - DOI: 10.1109/ICPEA53519.2022.9744679.

- [Ros05] ROSAS-OREA, M. C. E.; HERNANDEZ-DIAZ, M.; ALARCON-AQUINO, V.; GUERRERO-OJEDA, L. G.: *A comparative simulation study of wavelet based denoising algorithms*. In: *15th International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP'05)*, Puebla, Mexico, 2005, pp. 125-130. - DOI: 10.1109/CONIEL.2005.6.
- [Sat80] SATO, N.: *Discharge current induced by the motion of charged particles*. In: *Journal of Physics D: Applied Physics* Volume 13, Number 1 (1980), pp. L3-L6. - DOI: 10.1088/0022-3727/13/1/002.
- [Sch11] SCHWAB, Adolf J.; KÜRNER, Wolfgang: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. 6. bearbeitete und ergänzte Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2011. - DOI: 10.1007/978-3-642-16610-5.
- [Sch16] SCHON, Klaus: *Hochspannungsmesstechnik: Grundlagen – Messgeräte – Messverfahren*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2016. - DOI: 10.1007/978-3-658-15178-2.
- [Sha19] SHARIF, Muhammad Irfan; LI, Jian Ping; SHARIF, Abida: *A Noise Reduction Based Wavelet Denoising System for Partial Discharge Signal*. In: *Wireless Personal Communications* Volume 108 (2019), pp. 1329–1343. - DOI: 10.1007/s11277-019-06471-2.
- [Str18] STROTH, Ulrich: *Plasmaphysik: Phänomene, Grundlagen und Anwendungen*. 2. Auflage. Springer Spektrum Berlin, Heidelberg, 2018. - DOI:10.1007/978-3-662-55236-0.
- [Sur14] SURYANDI, Asep Andi; KHAYAM, Umar: *New designed bowtie antenna with middle sliced modification as UHF sensor for partial discharge measurement*. In: *2014 International Conference on Smart Green Technology in Electrical and Information Systems (ICSGTEIS)*, Kuta, Bali, Indonesia, 2014, pp. 98-101. - DOI: 10.1109/ICSGTEIS.2014.7038739.
- [Sto17] STOCKHAUSEN, Norbert: *Methoden der digitalen Signalverarbeitung - Mit interaktivem Lernprogramm und LabView-Experimenten*. Weinheim: Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2017. ISBN: 978-3527413607.
- [Uwi21] UWIRINGIYIMANA, Jean Pierre; SUWARNO; KHAYAM, Umar: *Design of an Ultra-Wide Band Microstrip Patch Antenna for Partial Discharge Detection on Power Transformer*. In: *2021 IEEE International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM)*, Johor Bahru, Malaysia, 2021, pp. 242-245. - DOI: 10.1109/ICPADM49635.2021.9493945.
- [Vis12] VISSER, Hubregt J.: *Antenna Theory and Applications*. John Wiley & Sons Ltd, 2012. - DOI:10.1002/9781119944751.

- [Vog04] VOGES, Edgar: *Hochfrequenztechnik: Bauelemente, Schaltungen, Anwendungen*. 3. völlig neu bearbeitete und erweiterte Auflage. Bonn: Hüthig Telekommunikation, 2004. - ISBN: 3-8266-5039-5.
- [Vog15] VOGT, Tobias: *Teilentladungsdiagnose bei Gleichspannung*. Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Technische Universität Dortmund, Dissertation, 2015.
- [Wal19] WALDI, Roland: *Statistische Datenanalyse: Grundlagen und Methoden für Physiker*. 2. Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer Spektrum Berlin, Heidelberg, 2019. - DOI: 10.1007/978-3-662-60645-2.
- [Wie17] WIENOLD, Daniel; LÜHRING, Ulrich; JENAU, Frank: *Detection and distinction of partial discharges in air at DC voltage by using a non-conventional approach in the high-frequency range*. In: *2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, Milan, Italy, 2017, pp. 1-5. - DOI: 10.1109/EE-EIC.2017.7977477.
- [Wie18] WIENOLD, Daniel; LÜHRING, Ulrich; JENAU, Frank: *Data analysis procedure and verification for DC PD measurements in the high frequency range*. In: *2018 IEEE 2nd International Conference on Dielectrics (ICD)*, Budapest, Hungary, 2018, pp. 1-4. - DOI: 10.1109/ICD.2018.8514771.
- [Wie19] WIENOLD, Daniel; JENAU, Frank: *Compensation Method For DC PD Measurements In The High Frequency Range*. In: *2019 54th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Bucharest, Romania, 2019, pp. 1-6. - DOI: 10.1109/UPEC.2019.8893595.
- [Wu13] WU, Qingyan; LIU, Guoqiang; XIA, Zhengwu; LU, Liang: *The study of Archimedean spiral antenna for partial discharge measurement*. In: *2013 Fourth International Conference on Intelligent Control and Information Processing (ICICIP)*, Beijing, China, 2013, pp. 694-698. - DOI: 10.1109/ICICIP.2013.6568162.
- [Wu21] WU, Tao; YANG, Qingsheng; JIANG, Chao; SHAO, Shanrui; WANG, Yongqiang; LIU, Bingqi: *Design of Partial Discharge UHF Microstrip Antenna Based on LS Peano Fractal Structure*. In: *2021 IEEE 5th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC)*, Xi'an, China, 2021, pp. 556-560. - DOI: 10.1109/ITNEC52019.2021.9587215.
- [Zae18] ZAENI, Arpan; KASNALESTARI, Tria; KHAYAM, Umar: *Application of Wavelet Transformation Symlet Type and Coiflet Type For Partial Discharge Signals Denoising*. In: *2018 5th International Conference on Electric Vehicular Technology (ICEVT)*, Surakarta, Indonesia, 2018, pp. 78-82. - DOI: 10.1109/ICEVT.2018.8628460.

- [Zae19] ZAENI, Arpan; KASNALESTARI, Tria; KHAYAM, Umar: *Partial discharge signal denoising by using hard threshold and soft threshold methods and wavelet transformation*. In: *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering (CITES 2018)*, Padang, West Sumatra, Indonesia, 2019, pp. 1-8. - DOI: 10.1088/1757-899X/602/1/012034.
- [Zah17] ZAHED, Abd Almonam; EL-HAG, Ayman H.; QADDOUMI, Nasser; HUSSEIN, Ramy; SHABAN, Khaled B.: *Comparison of different fourth order Hilbert fractal antennas for partial discharge measurement*. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* Volume 24, Number 1 (2017), pp. 175-182. - DOI: 10.1109/TDEI.2016.005862.

Verwendete Normen und Richtlinien

- [CIG44] CIGRE 444 D1.33: 2010. *Guidelines for unconventional Partial Discharge measurements*.
- [IEC62] IEC TS 62478:2016: 2016-08. *High voltage test techniques - Measurement of partial discharges by electromagnetic and acoustic methods*.
- [IEC60] DIN EN 60270 (VDE 0434): 2016-11. *Hochspannungs-Prüftechnik: Teilentladungsmessungen*.
- [StL03] *IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands*. In *IEEE Std 521-2002 (Revision of IEEE Std 521-1984)*, 2003, pp.1-10. - DOI: 10.1109/IEEESTD.2003.94224.

Eigene verwendete Quellen

- [Fri24a] FRIEBE, Kerstin; JENAU, Frank: *Experimental Qualification and Sensitivity Study of Antipodal Patch Antenna Structures for Orientation independent Detection of Partial Discharges*. In: *High Voltage. Institution of Engineering and Technology (IET)* Volume 9, Number 3 (2024), pp. 674-684. - DOI: 10.1049/hve2.12434.
- [Fri24b] FRIEBE, Kerstin; JENAU, Frank: *Evaluation Study on Wavelet Denoising of Antenna-Based PD Measurements in Strong Interference Environments Considering a New Reliability Score of Pulse Detection*. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* Volume 31, Number 6 (2024), pp. 2887-2896. - DOI: 10.1109/TDEI.2024.3374243.
- [Fri21] FRIEBE, Kerstin; JENAU, Frank: *Trichel Pulse Analysis: Physical Calculation and Validation by Using Broadband Measurements*. In: *Energies* Volume 14, Number 15 (2021), 4512. - DOI: 10.3390/en14154512.

Wissenschaftlicher Tätigkeitsnachweis

Wissenschaftliche Publikationen

Zeitschriftenbeiträge

FRIEBE, Kerstin; JENAU, Frank: *Experimental Qualification and Sensitivity Study of Antipodal Patch Antenna Structures for Orientation independent Detection of Partial Discharges*. In: *High Voltage. Institution of Engineering and Technology (IET)* Volume 9, Number 3 (2024), pp. 674-684. - DOI: 10.1049/hve2.12434.

FRIEBE, Kerstin; JENAU, Frank: *Evaluation Study on Wavelet Denoising of Antenna-Based PD Measurements in Strong Interference Environments Considering a New Reliability Score of Pulse Detection*. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* Volume 31, Number 6 (2024), pp. 2887-2896. - DOI: 10.1109/TDEI.2024.3374243.

FRIEBE, Kerstin; JENAU, Frank: *Trichel Pulse Analysis: Physical Calculation and Validation by Using Broadband Measurements*. In: *Energies* Volume 14, Number 15 (2021), 4512. - DOI: 10.3390/en14154512.

Konferenzbeiträge in Erstautorenschaft

FRIEBE, Kerstin; WIENOLD, Daniel; JENAU, Frank: *Optimized Numerical Modeling and Validation of negative DC Corona Discharges by using Pulse Shape Parameters*. In: *2020 55th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. Turin, 2020, pp. 1-5. - DOI: 10.1109/UPEC49904.2020.9209835.

Konferenzbeiträge in Mitarbeit

HUBER, Philipp; FRIEBE, Kerstin; JENAU, Frank: *A Stable Discontinuous-Galerkin Method for Propagation of Particle Densities in Nitrogen under High Superimposed-Impulse Stresses*. In: *23rd International Symposium on High Voltage Engineering (ISH)*. Glasgow, 2023, pp. 1248-1253. - DOI: 10.1049/icp.2024.0665.

HUBER, Philipp; FRIEBE, Kerstin; JENAU, Frank: *Development of a New Method and a Discharge Indicator for the Evaluation of Isolating Gases*. In: *2021 56th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. Middlesbrough, 2021, pp. 1-6. - DOI: 10.1109/UPEC50034.2021.9548269.

FROBIN, Saskia Josefine; FRIEBE, Kerstin; JENAU, Frank: *Impact of Laying Conditions on Temperature Distribution in HVDC Cables Based on Numerical Simulations*. In: *10th International Conference on Insulated Power Cables (Jicable)*. Versailles, 2019.

FROBIN, Saskia Josefine; FRIEBE, Kerstin; JENAU, Frank: *Thermal Modelling of HVDC Cables Focussing on Heat Cycle Test Conditions and Dynamic Temperature Profiles*. In: *21st International Symposium on High Voltage Engineering Volume 2*, pp.1513-1526, (2019). Springer Nature Switzerland AG 2020. - DOI: 10.1007/978-3-030-31680-8_143.

Betreute wissenschaftliche Arbeiten

Masterarbeiten

Fölting, Benedikt: Konzeptionierung und Validerung einer Patch-Antenne im Rahmen der Teilentladungsdiagnose, 2023.

Bachelorarbeiten

Wülfing, Lasse: Numerische Simulation und Modellbildung von elektrischen Entladungen in Luft, 2020.

Yacob, Ruzwan: Numerische Simulation und Modellbildung von elektrischen Entladungen in atmosphärischer Luft, 2021.

Wübker, Marc: Modellbildung und Simulation von Entladungsvorgängen zur Abbildung eines Teilentladungsimpulses, 2021.

Boubaker, Souhail: Untersuchung zur Impulsform und Ladungsmenge von Teilentladungsströmen bei DC-Spannungen in stark inhomogenen Feldern, 2022.

Ripka, David: Bewertung von Entstörungsmethoden im Rahmen der Teilentladungsdiagnose, 2023.

Kühn, Luca: Untersuchung zu Entstörungsmethoden im Rahmen der Teilentladungsdiagnose, 2023.

Siegert, Luis: Qualifizierung eines Verfahrens zur Kalibration im Rahmen der kontaktlosen Teilentladungserfassung, 2023.

Projektgruppen

Feng, Tianlei; Mohanty, Pratikshya; Hösel, Carsten Marcel; Zhang, Shihan; Zutshi, Tarun; Bröckling, Alexander; Thiyagarajan, Alagupriya: Investigations of Insulating Media Under High Electric Field Strengths in HVDC Systems, 2022.

Fachwissenschaftliche Projektarbeiten

Krawiec, Kim Sarah; Psztur, Tim Raphael: Bewertung von Verfahren zur Klassifikation von Teilentladungen, 2022.

Maas, Christian; Plötz, Sebastian: Klassifikation von Teilentladungen bei Gleichspannung, 2023.