



Forschungsberichte
aus
dem Institut
für Höchstfrequenztechnik
und Elektronik
der
Universität Karlsruhe (TH)

Karin Schuler

**Intelligente Antennensysteme für
Kraftfahrzeug-Nahbereichs-Radar-
Sensorik**

Band 54



Forschungsberichte
aus
dem Institut
für Höchstfrequenztechnik
und Elektronik (IHE)
der
Universität Karlsruhe (TH)

Herausgeber:
Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h.
W. Wiesbeck

Karin Schuler

Intelligente Antennensysteme für Kraftfahrzeug-Nahbereichs-Radar- Sensorik

Band 54

Copyright: Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE),
Universität Karlsruhe (TH), 2007
alle Rechte vorbehalten

Druck: Offsetdruckerei Gunter Dünnbier, 02779 Großschönau,
Tel. 035841-36757

ISSN: 0942-2935

Vorwort des Herausgebers

Automobile Radarsysteme haben eine über fünfzigjährige Geschichte. Die damals originären Ideen gelten nach wie vor. Ziel ist einerseits, die Verkehrssicherheit zu erhöhen und andererseits, den Fahrer zu entlasten. Hierfür sind Hindernisse zu detektieren und die relevanten Eigenschaften wie Geschwindigkeit, Entfernung, Richtung und weitere präzise zu messen. Gegenüber den Anfängen hat sich das Szenario auf unseren Straßen grundlegend geändert. Der dichte Verkehr in unseren Städten und auf unseren Autobahnen erfordert heute ein Höchstmaß an Sicherheit bei der Detektion und Präzision bei der Bestimmung der zu messenden Parameter. Die auf dem Markt befindlichen Systeme werden den zukünftigen Anforderungen nicht mehr gerecht. Insbesondere gehen die Forderungen hin zu einer 360°-Abdeckung für unterschiedliche Aufgaben. Hierfür scheint Digital Beamforming, ein Verfahren, bei dem ein breiter Winkelbereich simultan erfasst und ausgewertet wird, eine anzustrebende Lösung. Frau Dr. Schuler hat in ihrer Dissertation die Idee, Digital Beamforming für automobiler Radaranwendungen einzusetzen, grundlegend untersucht und die zu erwartende Leistungsfähigkeit abgeschätzt. Ein Schwerpunkt liegt hierbei in der Unterdrückung von Falschzielen. Sie hat weiter das Reflexionsverhalten von Fahrzeugen über den gesamten Aspektwinkelbereich von 360° im Azimut theoretisch und experimentell bestimmt und die Reflexionseigenschaften in so genannten Clustern zusammengefasst. Diese Ergebnisse werden bei den einschlägigen Firmen für die zukünftigen Generationen automobiler Radarsysteme eingesetzt und weiter verfolgt werden. Frau Dr. Schuler hat mit ihrer Dissertation eine anspruchsvolle Forschungsleistung zu einem hervorragenden Ergebnis geführt. Ich wünsche ihr, dass sie in ihrem weiteren beruflichen Werdegang ihre ausgezeichnete Kompetenz erfolgreich einsetzen kann.

Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck
- Institutsleiter -

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck

- Band 1 Daniel Kähny
Modellierung und meßtechnische Verifikation polarimetrischer, mono- und bistatischer Radarsignaturen und deren Klassifizierung
- Band 2 Eberhardt Heidrich
Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen
- Band 3 Thomas Kürner
Charakterisierung digitaler Funksysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell
- Band 4 Jürgen Kehrbeck
Mikrowellen-Doppler-Sensor zur Geschwindigkeits- und Wegmessung - System-Modellierung und Verifikation
- Band 5 Christian Bornkessel
Analyse und Optimierung der elektrodynamischen Eigenschaften von EMV-Absorberkammern durch numerische Feldberechnung
- Band 6 Rainer Speck
Hochempfindliche Impedanzmessungen an Supraleiter / Festelektrolyt-Kontakten
- Band 7 Edward Pillai
Derivation of Equivalent Circuits for Multilayer PCB and Chip Package Discontinuities Using Full Wave Models
- Band 8 Dieter J. Cichon
Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen
- Band 9 Gerd Gottwald
Numerische Analyse konformer Streifenleitungsantennen in mehrlagigen Zylindern mittels der Spektralbereichsmethode
- Band 10 Norbert Geng
Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in Funksystemen durch Lösung der parabolischen Approximation der Helmholtz-Gleichung

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

- Band 11 Torsten C. Becker
Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleichwellennetzen für den Digitalen Hörrundfunk DAB (Digital Audio Broadcasting)
- Band 12 Friedhelm Rostan
Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige satellitengestützte SAR-Systeme
- Band 13 Marcus Demmler
Vektorkorrigiertes Großsignal-Meßsystem zur nichtlinearen Charakterisierung von Mikrowellentransistoren
- Band 14 Andreas Froese
Elektrochemisches Phasengrenzverhalten von Supraleitern
- Band 15 Jürgen v. Hagen
Wide Band Electromagnetic Aperture Coupling to a Cavity: An Integral Representation Based Model
- Band 16 Ralf Pötzschke
Nanostrukturierung von Festkörperflächen durch elektrochemische Metallphasenbildung
- Band 17 Jean Parlebas
Numerische Berechnung mehrlagiger dualer planarer Antennen mit koplanarer Speisung
- Band 18 Frank Demmerle
Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumlichen Mehrfachzugriff (SDMA)
- Band 19 Eckard Steiger
Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien eingesetzter Ultraschallimpulse hoher Intensität
- Band 20 Frederik Küchen
Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang
- Band 21 Klaus Schmitt
Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich und ihre meßtechnische Verifikation

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH)**

- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
**Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für
den digitalen terrestrischen Rundfunk**
- Band 23 Thomas Zwick
**Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäude-
funkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse**
- Band 24 Dirk Didascalou
**Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped
Tunnels**
- Band 25 Hans Rudolf
Increase of Information by Polarimetric Radar Systems
- Band 26 Martin Döttling
**Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und System-
studien für den Satellitenmobilfunk**
- Band 27 Jens Haala
**Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsis-
tenter finiter Integrationsverfahren**
- Band 28 Eberhard Gschwendtner
**Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau
in Kraftfahrzeuge**
- Band 29 Dietmar Löffler
**Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für
den Einsatz in Kommunikation und Sensorik**
- Band 30 Xuemin Huang
**Automatic Cell Planning for Mobile Network Design: Optimiza-
tion Models and Algorithms**
- Band 31 Martin Fritzsche
**Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion
von Landminen mit Georadaren**
- Band 32 Siegfried Ginter
**Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von biologischem
Gewebe durch hochintensiven Ultraschall**
- Band 33 Young Jin Park
**Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary
Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar**

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

- Band 34 Alexander Herschlein
Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung
- Band 35 Ralph Schertlen
Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen
- Band 36 Jürgen von Hagen
Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations Arising in Computational Electromagnetics
- Band 37 Ying Zhang
Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas
- Band 38 Thomas M. Schäfer
Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken
- Band 39 Christian Fischer
Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden
- Band 40 Yan C. Venot
Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz
- Band 41 Christian Waldschmidt
Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays
- Band 42 Marwan Younis
Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar
- Band 43 Jürgen Maurer
Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation
- Band 44 Florian Pivit
Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen
- Band 45 Sergey Sevskiy
Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH)**

- Band 46 Martin Fritz
Entwurf einer breitbandigen Leistungsendstufe für den Mobilfunk in Low Temperature Cofired Ceramic
- Band 47 Christiane Kuhnert
Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO)
- Band 48 Marco Liebler
Modellierung der dynamischen Wechselwirkungen von hochintensiven Ultraschallfeldern mit Kavitationsblasen
- Band 49 Thomas Dreyer
Systemmodellierung piezoelektrischer Sender zur Erzeugung hochintensiver Ultraschallimpulse für die medizinische Therapie
- Band 50 Stephan Schulteis
Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile Geräte für multimediale Anwendungen
- Band 51 Werner Sörgel
Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-Technik
- Band 52 Rainer Lenz
Hochpräzise, kalibrierte Transponder und Bodenempfänger für satellitengestützte SAR-Missionen
- Band 53 Christoph Schwörer
Monolithisch integrierte HEMT-basierende Frequenzvervielfacher und Mischer oberhalb 100 GHz
- Band 54 Karin Schuler
Intelligente Antennensysteme für Kraftfahrzeug-Nahbereichs-Radar-Sensorik

Intelligente Antennensysteme für Kraftfahrzeug-Nahbereichs-Radar- Sensorik

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
an der Universität Fridericiana Karlsruhe (TH)

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Karin Schuler
geb. in St. Georgen im Schwarzwald

Tag der mündlichen Prüfung: 9. November 2007
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Detlefsen

Vorwort

Diese Dissertation entstand während meiner Zeit als wissenschaftliche Angestellte am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) an der Universität Karlsruhe (TH). Ich bedanke mich ganz herzlich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck: Er hat mich schon zu Studienzeiten besonders unterstützt und hat als Institutsleiter zum Gelingen dieser Arbeit wesentlich beigetragen. Ebenso möchte ich meinen Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Detlefsen für die Übernahme des Korreferats aussprechen.

Herrn Dr.-Ing. Marwan Younis bin ich für die Begleitung bei der Anfertigung dieser Arbeit mit fachlichen Diskussionen und kollegialen Anregungen ganz besonders verbunden. Im Weiteren danke ich auch den Herren Dr.-Ing. Florian Pivit und Dr.-Ing. Werner Sörgel für die kritische Durchsicht des Manuskripts.

Die klare Unterstützung von Herrn Dr.-Ing. Yan Venot während meiner Zeit am IHE habe ich immer sehr geschätzt. Auch bei Herrn Dr.-Ing. Rainer Lenz möchte ich mich für die angenehme Atmosphäre in unserem Büro und die vielseitige Zusammenarbeit bedanken. Für die fachliche und moralische Hilfe vor allem in der letzten Phase der Arbeit bedanke ich mich bei Herrn Dipl.-Ing. Denis Becker. An dieser Stelle möchte ich auch alle Studierenden erwähnen, die mich durch ihre Arbeiten und ihr Interesse immer wieder motiviert haben.

Nicht zuletzt bedanke ich mich auch bei meiner Familie und meinen Freunden, die mir in dieser Zeit besonders zur Seite gestanden haben.

Karlsruhe, im Dezember 2007

Karin Schuler

Inhaltsverzeichnis

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis	v
1 Einleitung	1
1.1 Radar-Sensorik im Kraftfahrzeug	1
1.2 Stand von Forschung und Entwicklung	2
1.3 Motivation, Zielsetzung und Gliederung der Arbeit	5
2 Grundlagen des Digital Beamforming-Radars	9
2.1 Systemkonzept	9
2.2 Geometrie und Signalmodell	11
2.3 Signalprozessierung	14
2.3.1 Entfernungskompression	17
2.3.2 Winkelkompression mit Digital Beamforming	20
2.4 Kenngrößen einer Radar-Messung	23
2.4.1 Kenngrößen der Entfernungsmessung	23
2.4.2 Kenngrößen der Winkelmessung	25
2.4.3 Kombination von Entfernung- und Winkelmessung	28
2.5 Fazit	28
3 Digital Beamforming mit Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Konfigurationen	29
3.1 Optimierung der Antennenanordnung	30
3.1.1 Optimierung von Ein-Sender-Konfigurationen	30
3.1.2 Optimierung von Mehr-Sender-Konfigurationen	35
3.1.3 Beispiel für eine optimale Mehr-Sender-Konfiguration	42
3.2 Amplitudenbelegungen für Mehr-Sender-DBF-Konfigurationen	45
3.3 Aspekte bei der Umsetzung von Mehr-Sender-Konfigurationen	52
3.3.1 Auswirkung der Bewegung auf die Winkelmessung	53
3.3.2 Auswirkung auf das Signal-zu-Rausch-Verhältnis	61
3.4 Fazit	65

4	Erweiterung des Digital Beamforming-Konzepts auf frequenzmodulierte Signale	67
4.1	Modifiziertes Signalmodell und Konzept von FM-DBF	68
4.2	Signalprozessierung frequenzmodulierter Signale	68
4.2.1	Winkelkompression mit FM-DBF	69
4.2.2	Vergleich von CW-DBF und FM-DBF	71
4.2.3	Verfahren zur Umsetzung von FM-DBF	74
4.3	Anwendung von FM-DBF in dynamischen Szenarien	79
4.3.1	Dynamische Szenarien im Nahfeld	80
4.3.2	Dynamische Szenarien im Fernfeld	84
4.4	Kombination von CW-DBF und FM-DBF	85
4.5	Fazit	90
5	Modellierung der Streueigenschaften komplexer Fahrzeugstrukturen	93
5.1	Messtechnische Verifikation von Ray-Tracing-Simulationen für Radar-Anwendungen	94
5.2	Umsetzung von Ray-Tracing-Simulationsergebnissen in ein Cluster-Modell	98
5.2.1	Simulation der monostatischen Streueigenschaften eines Fahrzeugs	99
5.2.2	Bildung der Cluster	99
5.2.3	Validierung des Cluster-Modells	104
5.3	Fazit	105
6	Digital Beamforming-Simulationen von Fahrzeugszenarien basierend auf Cluster-Modellen	107
6.1	Simulationsumgebung	107
6.2	Simulationen basierend auf CW-DBF	109
6.2.1	Vergleich verschiedener Radar-Szenarien	109
6.2.2	Einfluss der Antennenanordnung und -belegung	112
6.2.3	Einfluss der Fahrzeugbewegung	114
6.2.4	Schlussfolgerung	117
6.3	Simulationen basierend auf der Kombination von CW-DBF und FM-DBF	117
6.3.1	Statisches Szenario	118
6.3.2	Dynamisches Szenario	119
6.3.3	Schlussfolgerung	121
6.4	Fazit	121

7	Verifikationsmessungen	123
7.1	Messprinzip und Messaufbau	123
7.2	Auswertung der Messergebnisse	126
7.3	Fazit	138
8	Zusammenfassung	139
	Literaturverzeichnis	143
A	Koeffizienten der Villeneuve-Belegung	153
A.1	Ungerade Antennenanzahl	153
A.2	Gerade Antennenanzahl	154
B	Analytische Beschreibung der Umsetzung von FM-DBF	157
B.1	Zwei-Ziel-Szenario	157

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

Symbole

Kleine lateinische Buchstaben

c	Zählindex für Cluster
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum: $c_0 = 2,997925 \cdot 10^8$ m/s
cr	Querentfernung (engl.: Cross-Range) im kartesischen Koordinatensystem
d	Abstand
\vec{e}_x	Einheitsvektor im kartesischen Koordinatensystem
\vec{e}_y	Einheitsvektor im kartesischen Koordinatensystem
f	Frequenz
f	Prozessiertes Signal
f_{\max}	Maximale Frequenz
f_{\min}	Minimale Frequenz
f_A	Abtastrate
f_{AC}	Azimutkomprimiertes Signal
$f_{AC,FM}$	Azimutkomprimiertes Signal unter Berücksichtigung der Frequenzmodulation (FM-DBF)
f_D	Doppler-Frequenz
$f_{D,\max}$	Maximale Doppler-Frequenz
f_{RC}	Entfernungskomprimiertes Signal
$f_{RC,RvTu}$	Entfernungskomprimiertes Signal für die Empfangsantenne Rx_v und die Sendeantenne Tx_u
f_0	Trägerfrequenz
h	Antwort eines Punktstreuers
i	Zählindex
j	Komplexe Einheit
k_e	Chirp-Rate
$k_{e,\text{down}}$	Chirp-Rate eines absteigenden Chirps
$k_{e,\text{up}}$	Chirp-Rate eines ansteigenden Chirps

$k_{u,v}$	Faktor einer Belegungsfunktion für die Sendeantenne Tx_u und die Empfangsantenne Rx_v
m	Beliebige ganze Zahl
p	Beliebige ganze Zahl
\tilde{n}	Parameter der Villeneuve-Belegung
r	Entfernung (engl.: Range) im kartesischen Koordinatensystem
r	Entfernung (engl.: Range) im polaren Koordinatensystem
r	Radius
r_n	Entfernung zum Objekt n im polaren Koordinatensystem
\vec{r}_n	Position des Objekts n
r_0	Beliebige Entfernung zur Fokussierung
s	Zählindex für Streuzentren
s_R	Empfangssignal
s_{RuTv}	Empfangssignal am Empfänger Rx_v , abgestrahlt von Sender Tx_u
$s_{RuTv,\text{down}}$	Empfangssignal eines absteigenden Chirps am Empfänger Rx_v , abgestrahlt vom Sender Tx_u
$s_{RuTv,\text{up}}$	Empfangssignal eines ansteigenden Chirps am Empfänger Rx_v , abgestrahlt vom Sender Tx_u
s_T	Sendesignal
s_{Tu}	Sendesignal des Senders Tx_u
t	Zeit
u	Senderindex
v	Empfängerindex
$v_{r,\text{rel}}$	Relative radiale Geschwindigkeit
$v_{t,\text{rel}}$	Relative tangentielle Geschwindigkeit
v_{Ziel}	Geschwindigkeit eines Radar-Ziels
x	Kartesische Koordinate
x_n	Kartesische x -Koordinate des Objekts n
\vec{x}_C	Position eines Cluster-Schwerpunkts
\vec{x}_{Cc}	Position des Cluster-Schwerpunkt des Clusters c
x_{Rv}	x -Koordinate des Empfängers Rx_v
\vec{x}_S	Position eines Streuzentrums
x_{Tu}	x -Koordinate des Senders Tx_u
y	Kartesische Koordinate
y_n	Kartesische y -Koordinate des Objekts n
y_{Rv}	y -Koordinate des Empfängers Rx_v

\vec{y}_{Rv}	Position des Empfängers Rx_v
y_{Tu}	y -Koordinate des Senders Tx_u
\vec{y}_{Tu}	Position des Senders Tx_u
$\vec{y}_{Rx_{u,v}}$	y -Koordinate des virtuellen Empfängers $\tilde{R}x_{u,v}$

Große lateinische Buchstaben

A	Apertur einer Antennengruppe
A_{CW}	Apertur der CW-Antennengruppe
A_{FM}	Apertur der FM-Antennengruppe
A	Komplexe Amplitude
A_R	Komplexe Amplitude eines Empfangssignals
A_T	Komplexe Amplitude eines Sendesignals
B	Bandbreite
C	Richtcharakteristik
C_{ges}	Gesamt-Cluster-Charakteristik
C_h	Kopplungskoeffizient in horizontaler Polarisierung
C_v	Kopplungskoeffizient in vertikaler Polarisierung
C_C	Cluster-Charakteristik
D	Dämpfung
F_{Gr}	Gruppenfaktor
$F_{Gr,R}$	Gruppenfaktor der Empfangsgruppe
$F_{Gr,T}$	Gruppenfaktor der Sendegruppe
$F_{Gr,TR}$	Gruppenfaktor der Sende- und Empfangsgruppe
$G_{Int,par}$	Integrationsgewinn bei parallelem Senden
$G_{Int,seq}$	Integrationsgewinn bei sequentiellm Senden
G_R	Gewinn der Empfangsantenne
$G_{R,AC}$	Prozessierungsgewinn der empfangsseitigen Winkelkompression
$G_{R,AC,par}$	Prozessierungsgewinn der empfangsseitigen Winkelkompression bei parallelem Senden
$G_{R,AC,seq}$	Prozessierungsgewinn der empfangsseitigen Winkelkompression bei sequentiellm Senden
G_{RC}	Prozessierungsgewinn der Entfernungskompression
G_T	Gewinn der Sendeantenne
$G_{T,par}$	Gewinn der Sendeantenne im Fall von parallelem Senden
$G_{T,seq}$	Gewinn der Sendeantenne im Fall von sequentiellm Senden
$G_{T,GF,par}$	Gruppenfaktorgewinn der Sendegruppe bei parallelem Senden

$G_{T,AC,seq}$	Prozessierungsgewinn der sendeseitigen Winkelkompression bei sequentiellm Senden
K_{AC}	Kernel-Funktion zur DBF Winkelkompression
M	Anzahl der Sendeantennen
N	Anzahl der Empfangsantennen
N_{equiv}	Anzahl der Empfangsantennen in der äquivalenten Anordnung
N_f	Anzahl der Frequenzpunkte
N_{seg}	Anzahl der Winkelsegmente
N_{tot}	Gesamtanzahl der Sende- und Empfangsantennen
N_{CW}	Anzahl der Empfänger in der CW-Gruppe
N_{FM}	Anzahl der Empfänger in der FM-Gruppe
N_S	Anzahl der Streuzentren
N_{Sys}	Systemrauschzahl
N_T	Rauschleistung
P_T	Sendeleistung
$P_{T,par}$	Sendeleistung bei parallelem Senden
$P_{T,seq}$	Sendeleistung bei sequentiellm Senden
R_{max}	Eindeutiger Entfernungsbereich
R_x	Empfangsantenne
R_{x_v}	Empfangsantenne R_x mit dem Zählindex v
$R_{x_{CW}}$	Empfänger der CW-Antennengruppe
$R_{x_{FM}}$	Empfänger der FM-Antennengruppe
$R_{R_{xv}}$	Abstand vom Objekt zum Empfänger R_{x_v}
$R_{T_{xu}}$	Abstand vom Objekt zum Sender T_{x_u}
$\tilde{R}_{x_{u,v}}$	Äquivalenter Empfänger zum Sender T_{x_u} und zum Empfänger R_{x_v}
$\tilde{R}_{R_{xv}}$	Näherung des Abstand $R_{R_{xv}}$ vom Objekt zum Empfänger R_{x_v}
$\tilde{R}_{T_{xu}}$	Näherung des Abstand $R_{T_{xu}}$ vom Objekt zum Sender T_{x_u}
S	Leistungsdichtespektrum
S	Signalleistung
S_{vu}	Streuparameter von Sender T_{x_u} zu Empfänger R_{x_v}
T_x	Sendeantenne
T_{x_u}	Sendeantenne T_x mit dem Zählindex u
T_P	Pulsdauer
\tilde{T}_x	Äquivalenter Sender
\mathbb{Z}	Menge der ganzen Zahlen: $\mathbb{Z} = \{\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$

Kleine griechische Buchstaben

γ	Sicherheitsfaktor
δr	Entfernungsauflösung
θ	Elevationswinkel
$\theta_{3\text{dB}}$	Halbwertsbreite in der Elevation
$\theta_{3\text{dB},\text{T},\text{par}}$	Halbwertsbreite in der Elevation der Sendegruppe bei parallelem Senden
$\theta_{3\text{dB},\text{T},\text{seq}}$	Halbwertsbreite in der Elevation der Sendegruppe bei sequentiellm Senden
λ	Wellenlänge
λ_{CW}	Wellenlänge des Trägersignals
λ_{FM}	Wellenlänge bezogen auf Bandbreite B der Frequenzmodulation
π	Kreiszahl
σ	Radar-Rückstreuquerschnitt
τ	Zeitvariable
$\tau_{n\text{uv}}$	Laufzeit zu Objekt n , ausgehend von Sender Tx_u zu Empfänger Rx_v
φ	Phase
φ_{Rx_v}	Phasendifferenz des Empfängers Rx_v bzgl. des Ursprungs
$\tilde{\varphi}_{\text{Rx}_u,v}$	Phasendifferenz des äquivalenten Empfängers $\tilde{\text{R}}_{x_u,v}$ bzgl. des Ursprungs
φ_{Tx_u}	Phasendifferenz des Senders Tx_u bzgl. des Ursprungs
ψ	Azimutwinkel
$\psi_{\text{amb},\text{R}}$	Azimutwinkel der Mehrdeutigkeit der Empfängergruppe
$\psi_{\text{amb},\text{T}}$	Azimutwinkel der Mehrdeutigkeit der Sendegruppe
ψ_{cover}	Abgedecktes Winkelgebiet im Azimut
ψ_n	Azimutwinkel des Reflektors n
ψ_{seg}	Winkelgröße des Segments im Azimut
ψ_{unamb}	Eindeutiger Winkelbereich im Azimut
$\psi_{\text{unamb},\text{R}}$	Eindeutiger Winkelbereich im Azimut der Empfängergruppe
$\psi_{\text{NS},\text{R}}$	Azimutwinkel der Nullstelle der Empfängergruppe
$\psi_{3\text{dB}}$	Halbwertsbreite im Azimut
$\psi_{3\text{dB},\text{R}}$	Halbwertsbreite im Azimut der Empfängergruppe
$\psi_{3\text{dB},\text{T}}$	Halbwertsbreite im Azimut der Sendegruppe
$\psi_{3\text{dB},\text{T},\text{par}}$	Halbwertsbreite im Azimut der Sendegruppe bei parallelem Senden
$\psi_{3\text{dB},\text{T},\text{seq}}$	Halbwertsbreite im Azimut der Sendegruppe bei sequentiellm Senden
ψ_0	Beliebiger Azimutwinkel zur Fokussierung

Große griechische Buchstaben

Δf	Frequenzabstand
Δs	Streckendifferenz
Δt	Zeitdifferenz
$\Delta t_{\text{up,down}}$	Zeitdifferenz zwischen zwei Messungen mit an- und absteigendem Chirp
Δx	Verschiebung in x -Richtung
Δy	Verschiebung in y -Richtung
Δy_R	Abstand der Empfänger in y -Richtung
$\Delta y_{R,CW}$	Abstand der Empfänger der CW-Antennengruppe in y -Richtung
$\Delta y_{R,FM}$	Abstand der Empfänger der FM-Antennengruppe in y -Richtung
$\Delta y_{R,\text{equiv}}$	Abstand der Empfänger der äquivalenten Empfangsgruppe in y -Richtung
Δy_T	Abstand der Sender in y -Richtung
$\Delta \varphi$	Phasenabweichung
$\Delta \varphi_{\text{geom}}$	Geometrischer Phasenfehler
$\Delta \varphi_{\text{up,down}}$	Phasendifferenz zwischen zwei Messungen mit an- und absteigendem Chirp
$\Delta \varphi_{\text{NF}}$	Nahfeldphasenfehler
$\Delta \psi$	Azimutverschiebung
$\Delta \psi_{\text{max}}$	Azimutverschiebung des Hauptmaximums

Abkürzungen

Klein geschriebene Abkürzungen

cal	Kalibration
par	Parallel
seq	Sequentiell

Groß geschriebene Abkürzungen

AC	Winkelkompression (engl.: Angular Compression)
ACC	Adaptive Cruise Control
A/D	Analog-zu-Digital
CW-DBF	Digital Beamforming unter Berücksichtigung der Trägerphase
DBF	Digital Beamforming

EIRP	Äquivalente isotrop abgestrahlte Leistung (engl.: Equivalent Isotropic Radiated Power)
FDTD	Finite Differenzenmethode im Zeitbereich (engl.: Finite Difference Time Domain)
FMCW	Frequency Modulated Continous Wave
FM-DBF	Digital Beamforming unter Berücksichtigung der Modulationsphase
GO	Geometrische Optik
HF	Hochfrequenz
H-Pol	Horizontale Polarisation
HP-IB	Hewlett-Packard Interface Bus
ISAR	Inverses Synthetisches Apertur Radar
ISM	Industrie, Wissenschaft und Medizin (engl.: Industrial, Scientific and Medical)
IQ	Inphase-Quadratur
JRC	Joint Research Center of European Commision
LTCC	Low Temperature Cofired Ceramic
MoM	Momentenmethode (engl.: Methods of Moments)
MUSIC	Multiple Signal Classification
NF	Nahfeld
PNPPM	Pseudo Noise Pulse Position Modulation
PO	Physikalische Optik
PRF	Pulswiederholrate (engl.: Pulse Repetition Frequency)
PTD	Physikalische Beugungstheorie (engl.: Physical Theory of Diffraction)
Radar	Radio Detection and Ranging
RC	Entfernungskompression
RCS	Radar-Rückstreuquerschnitt (engl.: Radar Cross Section)
SAR	Synthetisches Apertur Radar
SARA	Strategic Automotive Radar Frequency Allocation
SLL	Höhe der Nebenmaxima (engl.: Side Lobe Level)
SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis (engl.: Signal to Noise Ratio)
SRR	Short Range Radar
UWB	Ultra-Breitband (engl.: Ultra Wide Band)
UTD	Universelle Beugungstheorie (engl.: Universal Theorie of Diffraction)
V-Pol	Vertikale Polarisation
VNWA	Vektorieller Netzwerkanalysator

1 Einleitung

Mit der Initiative eSafety der Europäischen Kommission soll die Zahl der in der EU im Straßenverkehr Getöteten von derzeit etwa 40.000 pro Jahr bis 2010 auf die Hälfte reduziert werden [1]. Dazu fördert eSafety die verstärkte Nutzung bisher existierender und insbesondere auch die Einführung neuer Fahrerassistenzsysteme. Diese Systeme erfassen durch eine geeignete Sensorik die Fahrzeugumgebung und geben diese Informationen, je nach Möglichkeit sogar interaktiv, an andere Fahrzeuge [2] oder an die Infrastruktur weiter. Einen besonderen Stellenwert hat dabei die Nahbereichssensorik, mit der um das gesamte Fahrzeug ein zusätzlicher Sicherheitsbereich geschaffen werden soll. Hierzu bieten sich Radar-Sensoren an, die durch ihre Allwettertauglichkeit, ihre vergleichsweise günstigen Kosten und ihren aktuellen Marktanteil anderen Sensoren überlegen sind. Bei dieser klaren Zielsetzung wird die Radar-Sensorik daher in Zukunft neben komfortsteigernden Applikationen auch für sicherheitsrelevante Funktionen von Bedeutung sein. Insofern ist es nahe liegend, dass die größten Aufwendungen in der Automobil- und Zuliefererindustrie derzeit für sicherheitsrelevante Fahrerassistenzsysteme gemacht werden [3] und diese Themen auch in der universitären Forschung bearbeitet werden.

1.1 Radar-Sensorik im Kraftfahrzeug

Der großen Funktionalität von Radar-Sensoren stehen insbesondere in der Automobilindustrie Sensorkosten und -größe entgegen. Nichtsdestotrotz hat auch hier die Radar-Technik Einzug gehalten [4, 5].

Bereits Ende der Fünfziger Jahre des letzten Jahrhunderts wurde Radar-Technik im Kraftfahrzeug experimentell eingesetzt. Seit den Siebziger Jahren wurde diese Technik intensiver untersucht. Seitdem wurden 17 GHz, 24 GHz, 35 GHz, 49 GHz, 60 GHz, 77 GHz und 79 GHz als Sensorfrequenzen in Betracht gezogen [6]. Die heutigen Aktivitäten konzentrieren sich primär auf 24 GHz und 77 GHz bzw. 79 GHz [7, 8]. Seit dem Einbau von Adaptive Cruise Control (ACC) bei 77 GHz in Fahrzeuge der Marke Mercedes-Benz Ende der Neunziger Jahre ist die Radar-Technik auch in Europa aus der Fahrzeugtechnik nicht mehr wegzu-

denken [9]. Nach DaimlerChrysler übernahmen auch andere Automobilhersteller des oberen Preissegments diese Technik zur Abstandskontrolle zum vorausfahrenden Fahrzeug. Sensorik zur Fahrzeugumfelderfassung ist derzeit jedoch nicht mehr nur in Oberklassefahrzeugen zu finden. Mit zunehmenden Stückzahlen und Fortschritt in der Produktionstechnik werden Komponenten auch für das mittlere und untere Marktsegment erschwinglich. Ultraschall-Einparkhilfen sind hier bereits weit verbreitet.

Inzwischen werden Sensorapplikationen im Kraftfahrzeug immer bedeutsamer. Neben komfortsteigernden Produkten wie dem Stop-and-Go-Assistent für stockenden Verkehr und Einparkhilfen werden auch sicherheitsrelevante Sensoren immer gefragter [10]. Dazu zählen z. B. die Totwinkel-Überwachung für den Spurwechselassistent und die Seitenaufprallwarnung zum rechtzeitigen Auslösen der Airbags [11]. Da sich diese Dienste, anders als ACC, auf den Nahbereich bis etwa 50 m beschränken, dafür aber einen weiten oder sogar den gesamten Bereich um ein Fahrzeug ausleuchten, werden sie mit dem Begriff Nahbereichssensorik zusammengefasst. Zur effizienten Bereitstellung aller Dienste erscheint es langfristig sinnvoll, möglichst viele Dienste durch einen Sensortyp zu realisieren und durch Sensor-Fusion mit anderen Sensoren zu kombinieren [12]. Wegen ihrer Allwettertauglichkeit, der moderaten Kosten und der hohen Akzeptanz, die bereits mit ACC erreicht wurde, ist hierzu die Radar-Technik prädestiniert. Die präzise Bestimmung von Entfernung, Geschwindigkeit und Winkel von anderen Verkehrsteilnehmern und Hindernissen ist die Grundlage jeder Nahbereichssensorik.

Die derzeit verwendeten Nahbereichs-Radar- (engl.: Short Range Radar, SRR) Sensoren arbeiten bei 24 GHz mit ultra-kurzen (UWB) Pulsen, die eine Bandbreite von 5 GHz beanspruchen [13, 14]. Diese Technik hatte sich zunächst wegen ihrer geringeren Kosten und der dennoch akzeptablen Sensorgröße gegenüber Sensoren bei 77 GHz durchsetzen können. Allerdings ist der Einbau dieser UWB-SRR-Sensoren nur noch bis Mitte 2013 zulässig, so dass sie in absehbarer Zeit vom Markt verdrängt werden [15, 16] und nur noch schmalbandige Sensoren mit 200 MHz Bandbreite in diesem Frequenzbereich bestehen können.

1.2 Stand von Forschung und Entwicklung

Vor dem oben beschriebenen Hintergrund werden derzeit verschiedenste Radar-Verfahren untersucht, um den Anforderungen an SRR-Sensoren gerecht zu werden. Bei allen Verfahren ist die Auflösung der Entfernungsmessung immer an die Bandbreite des verwendeten Signals gekoppelt. Ebenso erfolgt die Bestimmung

der Geschwindigkeit im Allgemeinen über die Auswertung der Doppler-Frequenz. Zur Bestimmung des Winkels gibt es jedoch zahlreiche Verfahren, die die jeweiligen Ansätze charakterisieren. Sie werden im Folgenden erläutert.

In [17, 18] wird *Sequential Lobing* zur Winkelbestimmung verwendet. Mit einem Ratrace-Koppler werden die Signale zweier Empfangsantennen sequentiell mit 0° oder 180° Phasenverschiebung zusammengeführt. Durch einen Pegelvergleich des Summen- und Differenzdiagramms ergibt sich die Azimutposition des Reflexionsobjekts. Dieses Verfahren ermöglicht die Bestimmung von nur einer Azimutposition pro Entfernungszelle. Die Entfernungsauflösung wird in diesem Fall durch die Verwendung einer Pseudo Noise Pulse Position Modulation (PN-PPM) bei einer Mittenfrequenz von 24 GHz erreicht. Durch die Änderung der Frequenzzuteilung ist das Sequential Lobing-Verfahren, wie auch das Monopuls-Verfahren [19], bei 24 GHz mit solchen UWB-Signalen in der Nutzung zeitlich beschränkt.

Tri- oder Multilateration ist ein Ansatz, der ebenfalls auf hochauflösenden Entfernungsmessungen beruht. Mit einem Netzwerk aus verteilten UWB-Sensoren werden die jeweiligen Abstände zu einem Objekt gemessen und daraus die Azimutposition errechnet [20, 21, 22, 23]. Winkel- und Entfernungsauflösung sind bei diesem Verfahren streng miteinander verknüpft, womit Multilateration in realen Szenarien auch nur mit hoher Bandbreite verwendet werden kann. Die vielen Reflexionszentren, die an realen Objekten auftreten, erschweren zudem die Auswertung.

Ein *Multi-Beam-Verfahren* zur Winkelbestimmung wird in [24] vorgestellt. Mit mehreren, nebeneinander angeordneten Strahlen wird der hintere und seitliche Bereich eines Fahrzeugs abgedeckt, um einen sicheren Spurwechsel zu garantieren. In der Realisierung werden die Strahlen durch eine phasengesteuerte Gruppenantenne (engl.: Phased Array) mit fest eingestellten Verzögerungsleitungen auf LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic) erzeugt. Dieser SRR-Sensor arbeitet nach dem FMCW-Prinzip mit einer äquivalenten isotrop abgestrahlten Leistung (EIRP) von weniger als 13 dBm konform zur Frequenzregulierung für Applikationen im Frequenzband für Industrie, Wissenschaft und Medizin (ISM) bei 24 GHz.

Mehr Flexibilität bei der Erfassung eines großen Winkelbereichs bietet ein *elektronisch geschwenkter Strahl* [25], bei dem zusätzlich noch Tracking-Algorithmen angewendet werden können. Die Auflösung durch den in [25] vorgestellten Strahl

liegt bei $1,4^\circ$. Damit werden jedoch insgesamt nur $22,5^\circ$ abgedeckt, so dass dieses Verfahren nur für ACC praktikabel ist.

Das Prinzip eines *Synthetischen Apertur Radars* (SAR) wird in [26] zur Abbildung einer Parklücke ausgenutzt. Während des Vorbeifahrens eines mit einem SRR-Sensor ausgestatteten Fahrzeug an einer Parklücke werden digitale Daten aufgenommen, die unter Berücksichtigung der Fahrzeugposition zu einem SAR-Bild prozessiert werden. Hierbei begrenzen die Rechenzeit und die genaue Bestimmung der Fahrzeugposition bezogen auf die Wellenlänge von 1,25 cm die Leistungsfähigkeit eines solchen Systems.

Einen prinzipiellen Gegensatz zu den Verfahren Sequential Lobing, geschaltete bzw. geschwenkte Strahlen und Trilateration bilden *digitale Verfahren*. Hier werden Radar-Rohdaten mehrerer Antennen einzeln digitalisiert und weiterverarbeitet. Damit sind vielfältige Prozessierungsverfahren für so genannte *Intelligente Antennen* (engl.: *Smart Antennas*) möglich [27].

Hierzu zählt *Digital Beamforming* (DBF), bei dem zunächst ein großes Gebiet ausgeleuchtet wird. Durch die Prozessierung wird ein schmaler Strahl virtuell im ausgeleuchteten Gebiet geschwenkt. Die separate Digitalisierung der einzelnen Kanäle ermöglicht, sende- und empfangsseitig eine DBF-Prozessierung durchzuführen. Die Anwendung von DBF in ACC-Sensoren wurde bereits in [28] untersucht. Darüber hinaus wird DBF in der Fernerkundung auch mit der SAR-Prozessierung kombiniert [29, 30, 31, 32]. DBF mit mehreren Sendern wird bereits in [33] basierend auf einem FMCW-Radar bei 77 GHz und 200 MHz Bandbreite vorgestellt. In [34] wird DBF für eine Kombination aus 2 Empfangskanälen und 25 sequentiell geschalteten Sendern verifiziert. Dieses FMCW-Messsystem arbeitet bei 24 GHz mit einer Bandbreite von 1,1 GHz und bietet im Azimut eine Auflösung von $2,8^\circ$.

Unter den Oberbegriff Intelligente Antennen zählen zudem noch *Super-Resolution-Verfahren* [35]. Eines dieser Verfahren, *Multiple Signal Classification* (MUSIC), ein auf der Eigenwertzerlegung des Rausch-Unterraums beruhendes Schätzverfahren, wird in [36] zur Radar-Signalverarbeitung in Azimutrichtung für Radar-Signale bei 3 GHz verwendet. Es erweist sich jedoch für die Anwendung in sicherheitsrelevanten Sensoren als Nachteil, dass sich Super-Resolution-Verfahren als stochastische Verfahren nicht wie DBF deterministisch beschreiben lassen.

An DBF wurde lange Zeit die vergleichsweise aufwändige Digitalisierung und Datenverarbeitung kritisiert. Erst durch die technischen Fortschritte in der Analog-zu-Digital-Wandlung der letzten Jahre und die moderne, schnelle digitale

Datenauswertung lässt sich das schon seit langem bekannte Verfahren auch sinnvoll umsetzen. Entscheidend ist zudem, dass mit DBF die Entfernungs- und die Winkelmessung entkoppelt sind, da die Winkelmessung als relative Phasenauswertung ausgelegt ist. Damit ist die verhältnismäßig geringe, bei 24 GHz zu Verfügung stehende, Bandbreite für ein DBF-System zur Winkelmessung keine Einschränkung.

1.3 Motivation, Zielsetzung und Gliederung der Arbeit

Die Sicherheitsanforderungen und -erwartungen an Fahrzeuge steigen stetig an. Aus diesem Grund setzen Fahrzeughersteller vermehrt auf aktive Sicherheit auf der Basis von zahlreichen Sensoren. Zur Fahrzeugumfeldererkennung werden immer mehr SRR-Sensoren eingesetzt, die um das Fahrzeug herum einen zusätzlichen Sicherheitsbereich schaffen. Dem Einbau der aktuell verwendeten SRR-Sensoren steht jedoch die Frequenzregulierung entgegen. Sie verbietet längerfristig die breitbandige Belegung des Spektrums bei 24 GHz. Durch die Fortschritte im Halbleiterbereich der letzten Jahre wäre inzwischen prinzipiell ein Transfer der herkömmlichen, breitbandigen Verfahren zur Nahbereichserfassung von 24 GHz auf den kostenintensiveren, dafür aber breiteren Frequenzbereich bei 79 GHz denkbar [37, 38, 39, 40]. Gleichzeitig stehen mittlerweile auch leistungsfähigere Digitalssysteme zu Verfügung. Mit ihnen kann die schon entwickelte Halbleitertechnologie bei 24 GHz um neue und flexible digitale Prozessierungstechniken erweitert werden, so dass die Leistungsfähigkeit von Schmalband-Radar-Sensoren bei 24 GHz nachhaltig vergrößert werden kann.

Diese Aspekte führen aktuell zu einer Neuorientierung der SRR-Entwicklung. Es bietet sich jetzt an, alte Techniken durch neue und innovativere Konzepte zu ersetzen. Dies legt eine eingehende Untersuchung zur Verwendung von DBF in Nahbereichs-Radar-Sensoren im Rahmen dieser Arbeit nahe. Die Frage, wie ein solches DBF-System konzipiert sein muss, um kostengünstig, klein und zuverlässig die Fahrzeugumgebung abbilden zu können, steht im Vordergrund der Arbeit. Hierbei gilt es, die folgenden, spezifischen Aspekte zu beachten:

DBF ist ein deterministisches Verfahren zur digitalen Strahlformung. Dadurch ist es möglich, analytisch die Zusammenhänge eines DBF-Systems aufzuzeigen. Dies ist von besonderer Bedeutung um, basierend auf einem solchen System, ei-

ne Kraftfahrzeug-Nahbereichs-Radar-Sensorik zu konzipieren. Gerade hier sind die Größe und die Kosten eines solchen Radar-Moduls relevant. Während DBF häufig als reine empfangsseitige Prozessierung betrachtet wird, kann eine zusätzliche sendeseitige Signalprozessierung eine signifikante Verbesserung der Leistungsfähigkeit bewirken, die in dieser Arbeit untersucht wird.

Gerade im Straßenverkehr ist mit sehr unterschiedlichen Zielen zu rechnen. Dies verlangt von einem abbildenden Radar-Sensor zusätzlich zur Entfernung- und Winkelauflösung eine hohe Bilddynamik, um schwache Ziele auch in der Nähe starker Ziele sichtbar zu machen. Es zeigt sich, dass bisherige Verfahren zur Erhöhung der Bilddynamik für Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF nicht anwendbar sind. Aus diesem Grund ist eine spezielle Methode gefragt, die die besonderen Eigenschaften von DBF gezielt ausnutzt, und so die Anwendung herkömmlicher Verfahren auch bei Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF erlaubt.

Bei der Umsetzung von DBF in einem Kraftfahrzeug-Radar-Sensor ist darüber hinaus die Veränderlichkeit des Szenarios zu berücksichtigen. Die Bewegung der Ziele, aber auch die des Radar-Sensors selbst, führt zu Phasenverschiebungen, die einen direkten Einfluss auf die DBF-Prozessierung haben. Unter welchen Voraussetzungen dennoch DBF verwendet werden kann, ist eine Fragestellung dieser Arbeit.

Beim konventionellen DBF-Verfahren stellt jede Auslegung eines solchen Systems zunächst einen Kompromiss zwischen der Winkelauflösung und dem eindeutig abbildbaren Winkelbereich dar, an den auch die Sensorkosten gekoppelt sind. Um diese gegenseitige Abhängigkeit aufzulösen, wird über das quasimonofrequente DBF-Verfahren hinaus auch die Verwendung von frequenzmodulierten Signalen für DBF untersucht. Dieser neuartige Ansatz, DBF auf die gezielte Auswertung frequenzmodulierter Signale zu erweitern, eröffnet neue Möglichkeiten bei der Anordnung der Antennen. Er stützt sich auf die Frage, ob die bei der herkömmlichen DBF-Prozessierung unter Umständen auftretenden Mehrdeutigkeiten durch eine an das frequenzmodulierte Signal angepasste DBF-Prozessierung unterdrückt werden können.

Die Grundlage für jede simulative Untersuchung von SRR-Verfahren bildet eine geeignete Modellierung des Szenarios und damit insbesondere der Fahrzeuge. Fahrzeuge zeichnen sich durch zahlreiche Reflexionsstellen aus, die gerade im Zusammenhang mit SRR von Bedeutung sind. Ihre Nachbildung ist daher wesentlicher Bestandteil einer Fahrzeugmodellierung für den Nahbereich. Bisher sind allgemein gültige Modelle hierfür nicht verfügbar, so dass ein geeignetes Modell bestimmt werden muss. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit mit Hilfe von Ray-Tracing-Simulationen ein Fahrzeugmodell speziell für den Nahbereich generiert. Erst mit diesem neuartigen Modell können die in dieser Arbeit

vorgestellten DBF-Konfigurationen und Prozessierungstechniken in Simulationen verifiziert werden.

Zur Behandlung dieser Aspekte gliedert sich die Arbeit in folgende Kapitel:

In Kapitel 2 werden zunächst die Grundlagen von DBF-Radar dargestellt. Sie beruhen auf einem Systemkonzept zur Abdeckung und Auflösung der Azimutebene mit DBF basierend auf einer innovativen Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Konfiguration. Dieses Kapitel zeigt die grundlegenden Anforderungen an DBF-Schaltungen auf und beschreibt die digitale Signalprozessierung. Mit der Zusammenstellung aller relevanten Kenngrößen vermittelt dieses Kapitel die theoretischen Grundlagen für die weiteren Kapitel.

In Kapitel 3 werden die Systemparameter eines DBF-Systems diskutiert. Der Schwerpunkt dieses Kapitels liegt in der Bestimmung der optimalen Antennenanordnung. Hier gilt es, mit möglichst wenigen Antennenelementen eine gute Winkelauflösung, einen großen Eindeutigkeitsbereich und eine hohe Bilddynamik zu erzielen. Eine besondere Bedeutung kommt hierbei Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Konfigurationen zu. Für die Auslegung solcher DBF-Systeme sind bisher noch keine umfassenden Zusammenhänge veröffentlicht worden. Sie werden hier ausführlich ausgearbeitet und durch konkrete Beispiele illustriert. Bei der sende- und empfangsseitigen DBF-Prozessierung werden Zusammenhänge ausgenutzt, die über die bekannte Gruppenfaktorbildung hinausgehen. Aus diesem Grund lassen sich herkömmliche Belegungsfunktionen für solche DBF-Antennenanordnungen nicht anwenden. Eine an die Prozessierung angepasste, innovative Belegungsvorschrift für Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF-Konfigurationen wird hier erstmalig vorgestellt, die diese Systeme noch attraktiver macht. Ihre Tauglichkeit auch in dynamischen Szenarien wird in diesem Kapitel untersucht.

In Kapitel 4 wird eine neuartige DBF-Prozessierung präsentiert. Sie beruht nicht wie bisher auf quasi-monofrequenter Signalprozessierung, sondern nutzt erstmals gezielt die Modulation eines Signals für DBF aus. Dieser Signalanteil liefert einen zusätzlichen Informationsgehalt, der nicht nur für die Entfernungsbestimmung, sondern mit dieser neuen Prozessierung, auch für die Winkelbestimmung mittels DBF benutzt werden kann. Durch Erweiterung eines herkömmlichen, quasi-monofrequenten DBF-Systems um diese Art der Prozessierung ist es möglich, Mehrdeutigkeiten im Winkel aufzulösen.

In Kapitel 5 wird ein winkelabhängiges Fahrzeugmodell für den Nahbereich bestimmt. Hierfür werden erstmals Ray-Tracing-Simulationen verwendet, die messtechnisch auch für Radar-Applikationen verifiziert wurden. Dieses Fahrzeugmodell besteht aus mehreren Clustern, die je nach Sichtbarkeit und Winkel unterschiedliche Beiträge liefern und so zu einer aus mehreren Komponenten bestehenden Radar-Signatur beitragen. Im Fernfeld hat dieses neue Modell die gleichen Eigenschaften wie der Radar-Rückstreuquerschnitt des Fahrzeugs. Im Nahfeld hingegen erzeugen die verschiedenen Cluster im Radar-Bild multiple Intensitätsmaxima. Erst mit diesem realistischen Modell ist es möglich, die Leistungsfähigkeit eines Radar-Systems für Nahbereichsanwendungen zu untersuchen, ohne dabei den Rechenaufwand unverhältnismäßig in die Höhe zu treiben. Dieses Modell stellt damit für diese und zukünftige Arbeiten ein äußerst effizientes Simulationsverfahren zur Verfügung.

Solche Systemsimulationen werden in Kapitel 6 vorgestellt. Sie benutzen das zuvor entwickelte Cluster-Modell als Radar-Ziel. Basierend auf denen in Kapitel 3 vorgestellten Antennenanordnungen und -belegungsfunktionen werden statische und dynamische Szenarien miteinander verglichen. Die Anwendbarkeit des in Kapitel 4 vorgestellten DBF mit frequenzmodulierten Signalen wird ebenfalls durch Simulationsergebnisse bestätigt.

In Kapitel 7 wird eine messtechnische Umsetzung von DBF gezeigt. Mit diesem Messaufbau lassen sich die theoretisch ermittelten DBF-Konfigurationen umsetzen und mit Messungen verifizieren.

Die Zusammenfassung der gesamten Arbeit erfolgt in Kapitel 8.

2 Grundlagen des Digital Beamforming-Radars

DBF ist ein digitales Strahlformungsverfahren. Es nutzt die elektrischen Phasenbeziehungen an mehreren Antennen aus, um daraus die Winkelablage eines Reflexionsobjekts zu bestimmen. Dies geschieht mit digitalisierten Daten. Damit lässt sich ein virtueller Strahl in der Prozessierung auf mehrere Winkel gleichzeitig lenken. Zusammen mit herkömmlichen Methoden zur Entfernungsmessung entsteht im Allgemeinen ein dreidimensionales Radar-Bild mit den Dimensionen Entfernung, Azimut- und Elevationswinkel.

Die schon seit längerer Zeit verwendeten analogen Verfahren zur Strahlformung nutzen ebenfalls die Phasenbeziehungen an verteilten Antennen aus. Im Gegensatz zu DBF werden hier mit Hilfe von analogen Bauteilen, wie z. B. Verzögerungsleitungen oder Phasenschiebern, die Phasenbeziehungen an den Antennen in ein festes oder zeitlich veränderliches Verhältnis gebracht. Hierdurch wird ein realer Strahl geformt, dessen Richtung jedoch durch die Einstellungen der Bauteile vorgegeben ist.

DBF bietet hier mehr Flexibilität. Da hier die Phasenbeziehungen erst in der Prozessierung digital eingestellt werden, ist nach der Messung eine Fokussierung auf beliebige Winkel möglich.

Dieses Kapitel vermittelt die Grundlagen von DBF und verschafft einen Überblick über die Systemanforderungen, die Geometrie und die Datenverarbeitung für DBF. Das grundlegende Systemkonzept wird in Abschnitt 2.1 diskutiert. In Abschnitt 2.2 wird die Geometrie und das Signalmodell eingeführt, auf das sich die Betrachtungen zur Prozessierung beziehen. Die DBF-Prozessierung wird in Abschnitt 2.3 beschrieben. In Abschnitt 2.4 werden die wichtigsten Kenngrößen einer Radar-Messung im Hinblick auf diese Arbeit zusammengestellt.

2.1 Systemkonzept

Für alle folgenden Betrachtungen von DBF-Radar wird das in Bild 2.1 dargestellte Blockdiagramm zu Grunde gelegt [41]. Das DBF-Radar-System besteht

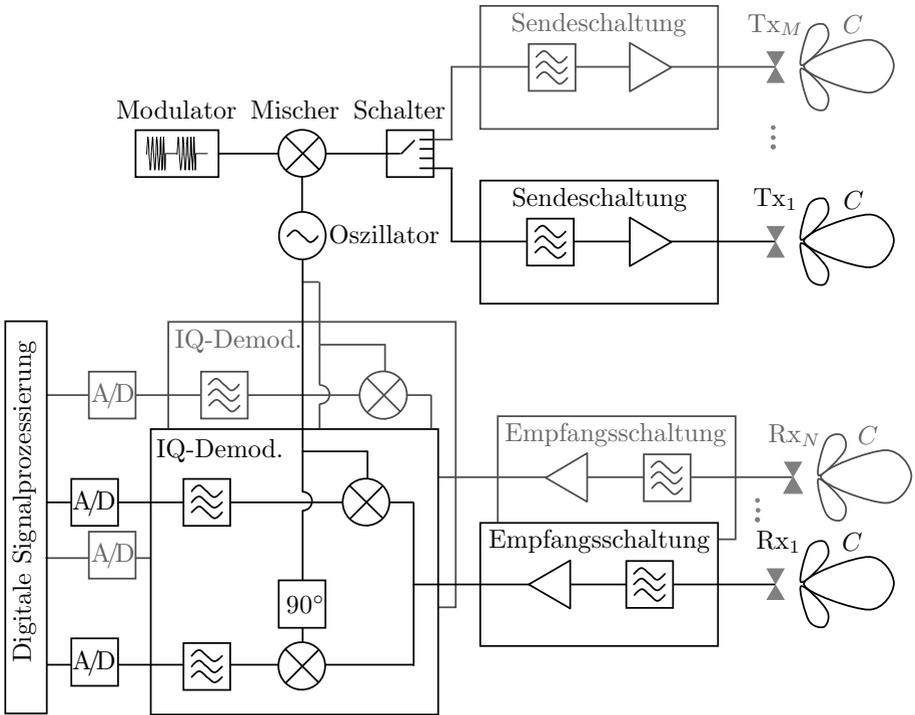


Abbildung 2.1: Blockdiagramm für Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF-Radar. Alle Richtcharakteristiken C überlagern sich im Fernfeld.

im allgemeinen Fall [42, 32] aus M Sendeantennen Tx_u und N Empfangsantennen Rx_v . Alle Sender und Empfänger leuchten mit ihren Richtcharakteristiken C das selbe Gebiet aus.

Sendeseitig wird eine Modulation auf das Trägersignal eines Oszillators gemischt. In Bild 2.1 ist eine gepulste Chirp-Modulation angedeutet. Über einen Schalter wird dieses Signal sequentiell auf mehrere Sendeschaltungen geleitet. Die Sendeschaltungen beinhalten Filter und Leistungsverstärker, die in den theoretischen Betrachtungen nicht berücksichtigt werden.

Empfangsseitig werden die Signale in einer Empfangsschaltung vor der Abwärtsmischung gefiltert und vorverstärkt. Analog zur Sendeseite werden auch

hier die spezifischen Komponenten nicht näher betrachtet. Ein besonderes Merkmal von DBF-Radar ist die parallele Verarbeitung mehrerer Empfangssignale. Die Empfangssignale werden kohärent in das Basisband gemischt. Dies kann durch eine Inphase-Quadratur (IQ)-Demodulation realisiert werden. Alternativ ist auch eine einfache Abwärtsmischung möglich. In diesem Fall muss durch eine Hilbert-Transformation in einem zusätzlichen Prozessierungsschritt das komplexe Empfangssignal bestimmt werden. Eine parallele Analog-zu-Digital (A/D)-Wandlung liefert die Empfangssignale an die digitale Signalprozessierung.

Abweichend von dem Blockdiagramm in Bild 2.1 sind auch mehrere, gleichzeitig aktive Sender denkbar. Wichtig ist dann, dass sich ihre Sendesignale durch eine Kodierung voneinander unterscheiden [43]. Zur Vereinfachung der Sensorschaltung können auch die Signale der Empfangsantennen sequentiell auf eine Sendeschaltung gegeben werden. Dabei muss die Schaltgeschwindigkeit ausreichend hoch sein, damit das Szenario quasi-stationär ist. Die grundlegende Forderung ist jedoch, dass alle Empfänger untereinander kohärent arbeiten. Werden mehrere simultane oder sequentielle Sender verwendet, so müssen auch sie untereinander kohärent sein.

2.2 Geometrie und Signalmodell

In diesem Abschnitt werden die geometrischen Größen der folgenden Kapitel dargestellt. Die folgende Beschreibung beschränkt sich auf den zweidimensionalen Fall in der xy -Ebene. Liegen die Reflexionsobjekte alle in dieser Ebene, ist diese Beschreibung ausreichend. Eine allgemeine dreidimensionale Beschreibung findet sich in [32].

In Bild 2.2 ist die geometrische Anordnung von Sende- und Empfangsantennen dargestellt. Jede Antenne symbolisiert einen Sende- oder Empfangspfad, der in Abschnitt 2.1 beschrieben wurde. Das System besteht aus M Sendeantennen, die mit Tx_u bezeichnet sind und deren Positionen durch den Vektor $\vec{y}_{\text{T}u} = x_{\text{T}u}\vec{e}_x + y_{\text{T}u}\vec{e}_y$ beschrieben werden. Analog dazu werden die N Empfangsantennen an den Orten $\vec{y}_{\text{R}v} = x_{\text{R}v}\vec{e}_x + y_{\text{R}v}\vec{e}_y$ mit Rx_v beschrieben. Reflexionsobjekte befinden sich an den Positionen $\vec{r}_n = x_n\vec{e}_x + y_n\vec{e}_y$ unter den Azimutwinkeln ψ_n . Ihre Abstände zum Ursprung betragen $r_n = |\vec{r}_n|$.

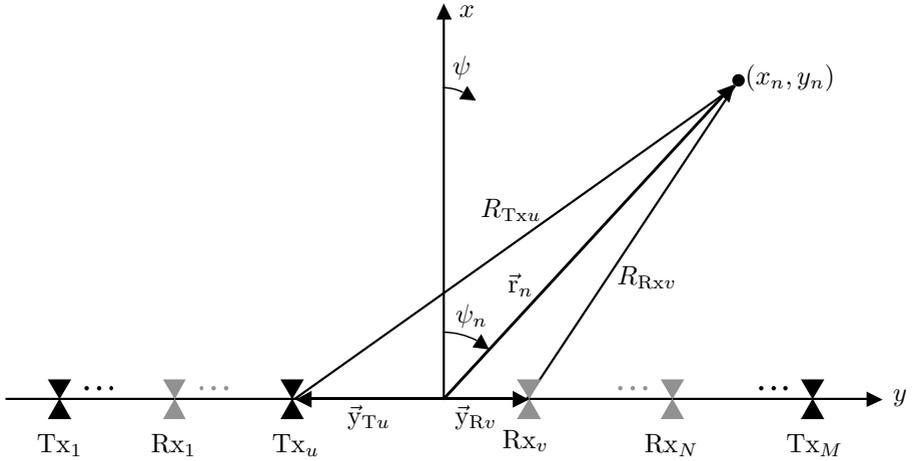


Abbildung 2.2: Geometrische Anordnung von Sende- und Empfangsantennen.

Die Abstände zwischen dem Reflexionsobjekt und der Sende- und Empfangsantenne werden mit R_{Txu} und R_{Rxv} bezeichnet. Sie werden für das Signalmodell im Weiteren benötigt. Der Abstand zwischen Sender und Objekt R_{Txu} berechnet sich exakt zu:

$$\begin{aligned}
 R_{Txu} &= |-\vec{y}_{Tu} + \vec{r}_n| = \left| - \begin{pmatrix} x_{Tu} \\ y_{Tu} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} r_n \cos(\psi_n) \\ r_n \sin(\psi_n) \end{pmatrix} \right| \\
 &= \sqrt{r_n^2 - 2r_n x_{Tu} \cos(\psi_n) - 2r_n y_{Tu} \sin(\psi_n) + x_{Tu}^2 + y_{Tu}^2}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Für den Abstand zwischen Objekt und Empfänger R_{Rxv} gilt analog:

$$R_{Rxv} = \sqrt{r_n^2 - 2r_n x_{Rv} \cos(\psi_n) - 2r_n y_{Rv} \sin(\psi_n) + x_{Rv}^2 + y_{Rv}^2} \tag{2.2}$$

Zur Approximation der Wurzel wird die binomische Reihe benutzt [44]:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{Txu}} &= r_n \sqrt{1 + \frac{-2r_n x_{\text{Tu}} \cos(\psi_n) - 2r_n y_{\text{Tu}} \sin(\psi_n) + x_{\text{Tu}}^2 + y_{\text{Tu}}^2}{r_n^2}} \\
 &= r_n \sum_{p=0}^{\infty} \binom{1/2}{p} \left(\frac{-2r_n x_{\text{Tu}} \cos(\psi_n) - 2r_n y_{\text{Tu}} \sin(\psi_n) + x_{\text{Tu}}^2 + y_{\text{Tu}}^2}{r_n^2} \right)^p \\
 &= r_n \left\{ 1 + \frac{1}{2} \frac{-2r_n x_{\text{Tu}} \cos(\psi_n) - 2r_n y_{\text{Tu}} \sin(\psi_n) + x_{\text{Tu}}^2 + y_{\text{Tu}}^2}{r_n^2} + \right. \\
 &\quad \binom{1/2}{2} \left(\frac{-2r_n x_{\text{Tu}} \cos(\psi_n) - 2r_n y_{\text{Tu}} \sin(\psi_n) + x_{\text{Tu}}^2 + y_{\text{Tu}}^2}{r_n^2} \right)^2 + \\
 &\quad \left. \binom{1/2}{3} \left(\frac{-2r_n x_{\text{Tu}} \cos(\psi_n) - 2r_n y_{\text{Tu}} \sin(\psi_n) + x_{\text{Tu}}^2 + y_{\text{Tu}}^2}{r_n^2} \right)^3 + \right. \\
 &\quad \left. \dots \right\}
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Da das Objekt wesentlich weiter vom Ursprung entfernt ist als der Sender und der Empfänger, ist $r_n \gg |\vec{y}_{\text{Tu}}|, |\vec{y}_{\text{Rv}}|$. Damit ist die Voraussetzung

$$\left| \frac{-2r_n x_{\text{Tu}} \cos(\psi_n) - 2r_n y_{\text{Tu}} \sin(\psi_n) + x_{\text{Tu}}^2 + y_{\text{Tu}}^2}{r_n^2} \right| < 1 \tag{2.4}$$

erfüllt, so dass in diesem Fall der Abstand R_{Txu} zwischen Sender und Objekt durch \tilde{R}_{Txu} angenähert werden:

$$\begin{aligned}
 \tilde{R}_{\text{Txu}} &= r_n \left(1 + \frac{1}{2} \frac{-2r_n x_{\text{Tu}} \cos(\psi_n) - 2r_n y_{\text{Tu}} \sin(\psi_n) + x_{\text{Tu}}^2 + y_{\text{Tu}}^2}{r_n^2} \right) \\
 &= r_n - x_{\text{Tu}} \cos(\psi_n) - y_{\text{Tu}} \sin(\psi_n) + \frac{x_{\text{Tu}}^2 + y_{\text{Tu}}^2}{2r_n}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Für den angenäherten Abstand \tilde{R}_{Rxv} des Objekts zum Empfänger ergibt sich analog:

$$\tilde{R}_{\text{Rxv}} = r_n - x_{\text{Rv}} \cos(\psi_n) - y_{\text{Rv}} \sin(\psi_n) + \frac{x_{\text{Rv}}^2 + y_{\text{Rv}}^2}{2r_n} \tag{2.6}$$

Die gesamte Wegstrecke Sender - Objekt - Empfänger wird damit angenähert durch:

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{Txu} + \tilde{R}_{Rxv} = & 2r_n - (x_{Tu} + x_{Rv}) \cos(\psi_n) - (y_{Tu} + y_{Rv}) \sin(\psi_n) \\ & + \frac{x_{Tu}^2 + x_{Rv}^2 + y_{Tu}^2 + y_{Rv}^2}{2r_n} \end{aligned} \quad (2.7)$$

In diese Näherung der gesamten Wegstrecke $\tilde{R}_{Txu} + \tilde{R}_{Rxv}$ gehen der Objektabstand r_n und der Objektwinkel ψ_n in unterschiedliche Summanden ein. Diese Näherung wird in Abschnitt 2.3.2 zur Winkelkompression verwendet.

Basierend auf dieser Geometrie werden die komplexen Sende- und Empfangssignale s_T und s_R beschrieben. Das komplexe Sendesignal der Antenne Tx_u ist abhängig von der Zeit t und dem Ort \vec{y}_{Tu} und wird allgemein beschrieben durch:

$$s_{Tu} = s_T(\vec{y}_{Tu}, t) \quad (2.8)$$

Das komplexe Empfangssignal an einer Antenne Rx_v , das durch den Sender Tx_u und das Reflexionsobjekt bei \vec{r}_n hervorgerufen wird, ist:

$$\begin{aligned} s_{RvTu} = & s_R(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, \vec{r}_n, t) \\ = & s_T(\vec{y}_{Tu}, t - \tau_{nuv}) \cdot D(R_{Txu}, R_{Rxv}) \cdot \sigma(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, \vec{r}_n) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Hierin beschreibt $\tau_{nuv} = (R_{Txu} + R_{Rxv})/c_0$ die Laufzeit zum Objekt n , ausgehend von Sender Tx_u bis zu Empfänger Rx_v , D ist eine Dämpfungsfunktion, die ebenfalls von den beiden Weglängen R_{Txu} und R_{Rxv} abhängt. Der komplexe Radar-Rückstreuquerschnitt σ des Objekts bei \vec{r}_n ist abhängig von den Aspektwinkeln zu dem Sender und dem Empfänger bei \vec{y}_{Tu} und \vec{y}_{Rv} . Im allgemeinen Fall mehrerer Reflektoren ist das Empfangssignal s_{RvTu} die Summe aller reflektierten Signale:

$$s_{RvTu} = \sum_n s_T(\vec{y}_{Tu}, t - \tau_{nuv}) \cdot D(R_{Txu}(\vec{r}_n), R_{Rxv}(\vec{r}_n)) \cdot \sigma(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, \vec{r}_n) \quad (2.10)$$

2.3 Signalprozessierung

Dieser Abschnitt gibt einen Überblick über die Signalprozessierung für DBF-Radar.

Allgemein kann die DBF-Signalprozessierung analog zur SAR-Prozessierung als eine ortsabhängige Korrelation des Empfangssignals mit der Antwort eines

Punktstreuers h und Integration über die Zeit betrachtet werden [45]. Die Antwort eines Punktstreuers $h(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, \vec{r}_n, t)$ ist das theoretische orts- und zeitabhängige Empfangssignal, das durch einen idealen Punktstreuer bei \vec{r}_n erzeugt werden würde. Im Falle diskreter Antennenpositionen ist das prozessierte Signal f allgemein [32]:

$$f(\tau, \vec{r}_n) = \sum_{u=1}^M \sum_{v=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} h^*(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, \vec{r}_n, t - \tau) \cdot s_R(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, \vec{r}_n, t) dt \quad (2.11)$$

Dies bedeutet, dass für jeden Bildpunkt eine Korrelation vorgenommen werden muss. Einfacher umsetzbar ist die Signalprozessierung, wenn die Antwort eines Punktstreuers nicht von zwei Variablen abhängt, sondern einer Menge von eindimensionalen Funktionen entspricht. Dies ist dann der Fall, wenn sich ein Ziel im Fernfeld befindet. Dann liefert die Integration über die Zeit die Entfernung eines Ziels. Die Summation über die Antennen ist die Korrelation zur Winkelbestimmung. Dabei wird das Empfangssignal mit der zeit- bzw. entfernungsunabhängigen Antwort eines Punktstreuers korreliert. In diesem Fall lassen sich die beiden Dimensionen Entfernung und Winkel nacheinander prozessieren.

Zunächst soll ein Überblick über die gesamte Prozessierungskette gegeben werden, bevor dann im Weiteren auf die wesentlichen Schritte detaillierter eingegangen wird. Ein Flussdiagramm dieser sequentiellen Prozessierung ist in Bild 2.3 zu sehen.

- *Datenakquisition*

Der erste Schritt stellt die Datenakquisition dar. An mehreren Empfängern werden gleichzeitig oder sequentiell die anliegenden Daten digitalisiert und gespeichert. Handelt es sich um einen IQ-Empfänger, werden diese beiden Komponenten einzeln digitalisiert und zu einem komplexen Signal zusammengesetzt. Hierbei reicht bei einem auf die Bandbreite B begrenzten Signal theoretisch eine Abtastrate f_A von $f_A \geq B$ pro Kanal aus [46].

- *Hilbert-Transformation*

Liegt eine reelle Abwärtsmischung vor, schließt sich an die Datenakquisition eine Hilbert-Transformation an [47]. Die Hilbert-Transformation erzeugt aus einem reellen Signal ein komplexes Signal [46], welches für die Winkelprozessierung mit DBF benötigt wird. Dazu muss das reelle Signal mit der Bandbreite B mit einer Abtastrate von mindestens $f_A \geq 2B$ digitalisiert werden. Nach der Datenakquisition und einer eventuellen Hilbert-

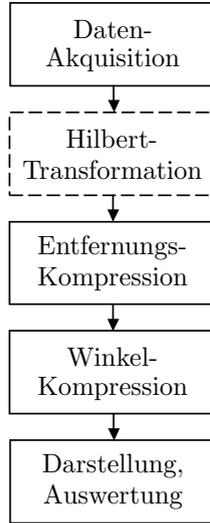


Abbildung 2.3: Flussdiagramm der DBF-Radar-Signalprozessierung.

transformation stehen die komplexen Empfangssignale s_{RvTu} digitalisiert zu Verfügung und sind Ausgangspunkt der Prozessierung.

- *Entfernungskompression*

Die Entfernungskompression ist der erste wesentliche Prozessierungsschritt. Sie erfolgt für jede Sender-Empfänger-Kombination separat und stellt keine Besonderheit von DBF dar. Das entfernungskomprimierte Signal f_{RC} ist allgemein ausgedrückt eine Korrelation zwischen Sendesignal $s_T(t)$ und Empfangssignal $s_R(t)$.

$$\begin{aligned}
 f_{RC}(\tau, \vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, \vec{r}_n) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_T^*(\vec{y}_{Tu}, t - \tau) \cdot s_R(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, \vec{r}_n, t) dt \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} s_T^*(\vec{y}_{Tu}, t) \cdot s_R(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, \vec{r}_n, t + \tau) dt
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

Eine detaillierte Beschreibung der Entfernungskompression ist in Abschnitt 2.3.1 für Step-Frequency-Mode und Chirp-Modulation zu finden. Allgemein gilt, dass die Entfernungsauflösung δr umgekehrt proportional zur Bandbreite B ist.

- *Winkelkompression*

Die Winkelkompression ist die eigentliche DBF-Prozessierung. Hier werden die Phasenbeziehungen der Signale an räumlich verteilten Antennen ausgenutzt. Die Phasenbeziehungen stehen in einem direkten Zusammenhang mit dem Winkel ψ_n eines Reflexionsobjekts. Die theoretisch auftretenden Laufzeitunterschiede sind mit einer Entfernungsmessung durch die begrenzte Auflösung praktisch nicht messbar. Eine Korrelation der Empfangssignale mit einer vom Fokussierungswinkel ψ_0 abhängigen Referenzfunktion h ergibt das winkelkomprimierte Signal f_{AC} .

$$f_{AC}(\psi_0) = \sum_{u=1}^M \sum_{v=1}^N h^*(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, r_0, \psi_0, t) \cdot s_R(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, \vec{r}_n, t) \quad (2.13)$$

Die Referenzfunktion für die Winkelkompression wird in Abschnitt 2.3.2 hergeleitet. Die Eigenschaften der Winkelkompression hängen von der Antennenanordnung ab: Je größer die Ausdehnung der Antennengruppe, desto besser ist die Winkelauflösung ψ_{3dB} . Allerdings sinkt der eindeutige Winkelbereich ψ_{unamb} bei größerem Abstand der einzelnen Elemente untereinander. Diese Eigenschaften werden in Abschnitt 3.1.2 detailliert beschrieben.

- *Darstellung und Auswertung*

Der letzte Schritt der Prozessierung stellt die Einheit Darstellung und Auswertung dar. Nach Entfernung- und Winkelkompression ist es jetzt möglich, die Signale grafisch anschaulich als Intensitätsverteilung über den kartesischen Koordinaten x und y bzw. über der Entfernung r und der Querentfernung cr darzustellen. Schnitte entlang der polaren Koordinaten radiale Entfernung r und Azimutwinkel ψ sind die geeignetere Darstellung zu Analyse, da diese Koordinaten dem der Messung zu Grunde liegenden Koordinatensystem entsprechen.

2.3.1 Entfernungskompression

Im Folgenden wird die Entfernungskompression für verschiedene, in der Arbeit benutzte Radar-Verfahren dargestellt.

Entfernungskompression bei Step-Frequency-Mode

Die Messung im Step-Frequency-Mode ist eine Messung im Frequenzbereich. Die Messgröße ist die komplexe Übertragungsfunktion, die durch den Parameter

$S_{vu}(f)$ beschrieben wird. Der Step-Frequency-Mode ist in Bild 2.4 illustriert.

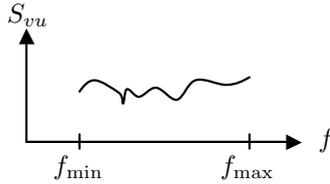


Abbildung 2.4: Step-Frequency-Mode.

Die Messung wird für die Frequenzen f zwischen f_{\min} und f_{\max} mit N_f Frequenzpunkten im Abstand von Δf durchgeführt:

$$f = f_{\min}, f_{\min} + \Delta f, \dots, f_{\min} + (N_f - 1)\Delta f, f_{\max} \quad (2.14)$$

Diese schrittweise Frequenzänderung gibt dem Verfahren seinen Namen. Zur Entfernungskompression wird die Messung im Frequenzbereich in den Zeitbereich transformiert. Das entfernungskomprimierte Signal ist in diesem Fall die Kanalimpulsantwort und damit die inverse diskrete Fourier-Transformation der Übertragungsfunktion:

$$f_{\text{RC},vu}(t) = \text{IDFT}(S_{vu}(f)) \quad (2.15)$$

Der Zeitvektor ergibt sich aus dem Frequenzvektor mit $B = f_{\max} - f_{\min}$ zu:

$$t = 0, \frac{1}{B}, \frac{2}{B}, \dots, \frac{N_f - 1}{B}, \frac{1}{\Delta f} \quad (2.16)$$

Zur Darstellung über der Entfernung r gilt:

$$r = \frac{c_0 t}{2} \quad (2.17)$$

Die einfachste und zuverlässigste Methode um das DBF-Konzept messtechnisch zu verifizieren, ist die Verwendung eines vektoriellen Netzwerkanalysators. Ein Port wird dazu an die Sendeantenne und ein Port an die Empfangsantenne angeschlossen. Um mehrere Empfangsantennen mit einem 2-Port-Netzwerkanalysator nachzubilden, werden für ein statisches Szenario die Antennen an definierte Positionen verschoben.

Entfernungskompression bei Chirp-Modulation

Üblich in der Fernerkundung sind mit Chirps modulierte Radar-Signale. Sie weisen sich durch einen linearen Frequenzverlauf aus. Durch ihren pulsförmigen Verlauf ermöglichen sie eine gute Entkopplung zwischen Sender und Empfänger. Die einzelnen Pulse haben viel Energie und bieten durch die Pulskompression eine gute Entfernungsauflösung [48]. Die Pulsform ist in Bild 2.5 dargestellt.

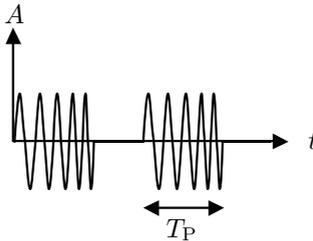


Abbildung 2.5: Chirp-Modulation.

Ein solches Chirp-Sendesignal $s_{T_u}(t)$ des Senders Tx_u wird mathematisch beschrieben durch:

$$s_{T_u}(t) = A_T \cdot e^{j2\pi f_0 t + j2\pi k_e t^2} \operatorname{rect} \left[\frac{t}{T_P} \right] \quad (2.18)$$

Dabei ist $k_e = B/(2T_P)$ die Chirp-Rate und T_P die Pulsdauer. Die Amplitude des Sendesignals ist allgemein beschrieben durch A_T .

Durch die Reflexion an einem Objekt bei \vec{r}_n ergibt sich das Empfangssignal $s_{R_v T_u}(t)$ an Empfänger Rx_v zeitverzögert um $\tau_{nuv} = (R_{Tx_u} + R_{Rx_v})/c_0$ zu:

$$s_{R_v T_u}(t) = A_R \cdot e^{j2\pi f_0 (t - \tau_{nuv}) + j2\pi k_e (t - \tau_{nuv})^2} \operatorname{rect} \left[\frac{t - \tau_{nuv}}{T_P} \right] \quad (2.19)$$

Die Amplitude des Empfangssignals A_R wird bestimmt durch die Dämpfung D des Sendesignals während der Ausbreitung und der durch den Radar-Rückstreuquerschnitt σ beschriebenen Reflexion.

Zur Entfernungskompression werden Sende- und Empfangssignal miteinander korreliert:

$$\begin{aligned}
 f_{\text{RC,RvTu}}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[A_{\text{T}} \cdot e^{j2\pi f_0 t + j2\pi k_e t^2} \text{rect} \left[\frac{t}{T_{\text{P}}} \right] \right]^* \cdot \\
 &\quad A_{\text{R}} \cdot e^{j2\pi f_0 (t + \tau - \tau_{\text{nuv}}) + j2\pi k_e (t + \tau - \tau_{\text{nuv}})^2} \text{rect} \left[\frac{t + \tau - \tau_{\text{nuv}}}{T_{\text{P}}} \right] dt \\
 &= A_{\text{T}} A_{\text{R}} \frac{\sin \left(2\pi k_e (T_{\text{P}} |\tau - \tau_{\text{nuv}}| - (\tau - \tau_{\text{nuv}})^2) \right)}{2\pi k_e (\tau - \tau_{\text{nuv}})} \\
 &\quad e^{j2\pi k_e T_{\text{P}} \left(\tau - \frac{R_{\text{Txu}} + R_{\text{Rxv}}}{c_0} \right)} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{\text{Txu}} + R_{\text{Rxv}})} \text{rect} \left[\frac{|\tau - \tau_{\text{nuv}}|}{T_{\text{P}}} \right]
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

Der $\sin(x)/x$ -Charakter des entfernungskomprimierten Signals $f_{\text{RC}}(\tau)$ zeigt ein Maximum bei $\tau = \tau_{\text{nuv}}$, der Laufzeit, die dem Objektabstand entspricht. Die Halbwertsbreite dieser Funktion wird im Wesentlichen durch die Bandbreite B bestimmt. Die Phase des entfernungskomprimierten Signal ist durch zwei Exponentialterme gegeben. Dabei ist der erste Term in Gl. 2.20 durch die Bandbreite bestimmt. Im Vergleich zum zweiten Exponentialterm, der umgekehrt proportional zur Wellenlänge $\lambda = c_0/f_0$ oszilliert, kann der erste Term gegenüber Änderungen der Wegstrecke $R_{\text{Txu}} + R_{\text{Rxv}}$ als konstant vernachlässigt werden.

2.3.2 Winkelkompression mit Digital Beamforming

Die Winkelprozessierung ist eine Phasenauswertung. Zur Korrelation wird das Empfangssignal s_{R} mit einer Gewichtungsfunktion $k_{u,v}$ und einer Referenzfunktion h multipliziert und die Summe über alle Sender- und Empfängerkombinationen berechnet. Lassen sich Entfernungs- und Winkelkompression unabhängig voneinander durchführen, kann die Winkelkompression, statt mit dem Empfangssignal s_{R} , auch mit dem bereits entfernungskomprimierten Signal f_{RC} durchgeführt werden. Mit der Gewichtungsfunktion k kann nachträglich in der Prozessierung eine Amplitudenbelegung auf die Antennenanordnung gegeben werden, um die Nebenmaxima zu minimieren. Sie ist reell. Analog zu Gl. 2.13 lautet damit die Winkelkompression:

$$f_{\text{AC}}(r_0, \psi_0) = \sum_{u=1}^M \sum_{v=1}^N k_{u,v} \cdot h^*(\vec{y}_{\text{Tu}}, \vec{y}_{\text{Rv}}, r_0, \psi_0, t) \cdot s_{\text{R}}(\vec{y}_{\text{Tu}}, \vec{y}_{\text{Rv}}, \vec{r}_n, t) \tag{2.21}$$

Die Referenzfunktion beschreibt das Signal, das sich durch ein Reflexionsobjekt bei r_0 und ψ_0 abhängig von der jeweiligen Sendeantenne an der jeweiligen Empfangsantenne ergeben würde. Die Referenzfunktion ist eine komplexe Exponentialfunktion, da mit ihr die Phasenlage, nicht aber der Betrag des Signals, beschrieben wird. Zur Bestimmung der Phasenlage der Referenzfunktion wird die angenäherte Wegstecke $\tilde{R}_{Txu} + \tilde{R}_{Rxv}$ nach Gl. 2.7 verwendet. Mit dieser Betrachtung wird der an den Antennen auftretende Gangunterschied bezüglich des Ursprungs bestimmt, der durch Reflexion an einem idealen Punktziel bei (r_0, ψ_0) entsteht. In Bild 2.6 ist der Gangunterschied für den Fall einer linearen Antennenanordnung mit nur einem Sender und einem Ziel im Fernfeld gezeigt.

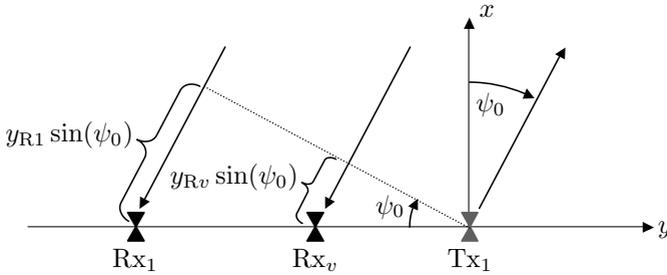


Abbildung 2.6: Gangunterschied bei einer linearen Antennenanordnung mit einem Sender.

Da gerade der Gangunterschied für die Phasenlage der Empfangssignale entscheidend ist, wird er als Kernel-Funktion K_{AC} definiert:

$$K_{AC}(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, r_0, \psi_0) = - (x_{Tu} + x_{Rv}) \cos(\psi_0) - (y_{Tu} + y_{Rv}) \sin(\psi_0) + \frac{x_{Tu}^2 + x_{Rv}^2 + y_{Tu}^2 + y_{Rv}^2}{2r_0} \quad (2.22)$$

Der Gangunterschied muss zur Umrechnung in eine Phase auf die Wellenlänge bezogen werden. Damit lässt sich die Referenzfunktion h ausdrücken als:

$$h(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, r_0, \psi_0) = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} K_{AC}(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, r_0, \psi_0)} \quad (2.23)$$

Im entfernungskomprimierten Signal $f_{RC, RvTu}(\tau)$ nach Gl. 2.20 ist der maßgebliche, zeitunabhängige, aber über den Antennen schnell veränderliche Phasenterm $e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{Txu} + R_{Rxv})}$. Der selbe Phasenterm kommt auch im Empfangssignal s_{RvTu}

in der Form $e^{-j2\pi f_0 \tau_{nuv}}$ vor. Aus diesem Grund ist es ausreichend, die Winkelkompression anhand dieses Terms zu betrachten und es ist für die Berechnung unerheblich, ob das Empfangssignal s_{RvTu} oder das bereits entfernungskomprimierte Signal $f_{RC,RvTu}(\tau)$ zur Winkelkompression herangezogen wird. Für das winkelkomprimierte Signal f_{AC} ergibt sich damit unter Berücksichtigung von Gl. 2.7:

$$\begin{aligned}
 f_{AC}(r_0, \psi_0) &= \sum_{u=1}^M \sum_{v=1}^N k_{u,v} \cdot \left[e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} K_{AC}(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, r_0, \psi_0)} \right]^* e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{Txu} + R_{Rxv})} \\
 &\approx \sum_{u=1}^M \sum_{v=1}^N k_{u,v} \cdot \left[e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} K_{AC}(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, r_0, \psi_0)} \right]^* e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (\tilde{R}_{Txu} + \tilde{R}_{Rxv})} \\
 &\approx e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} 2r_n} \sum_{u=1}^M \sum_{v=1}^N k_{u,v} \cdot \left[\underbrace{e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (|\vec{y}_{Tu}|^2 + |\vec{y}_{Rv}|^2) \left(\frac{1}{2r_n} - \frac{1}{2r_0} \right)}}_{\text{Nahfeldterm}} \right. \\
 &\quad \left. e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (x_{Tu} + x_{Rv})} (\cos(\psi_n) - \cos(\psi_0)) \right. \\
 &\quad \left. e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (y_{Tu} + y_{Rv})} (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0)) \right] \tag{2.24}
 \end{aligned}$$

Im Nahbereich ist das winkelkomprimierte Signal f_{AC} durch den Nahfeldterm abstandsabhängig. Dies führt zu einer Defokussierung [49]. Im Fernfeld kann dieser Term vernachlässigt werden, so dass die Winkelkompression abstandsunabhängig ist und nur vom Winkel abhängt.

Zur Veranschaulichung wird ein Spezialfall betrachtet: Die Sende- und die Empfangsgruppe sind jeweils äquidistant mit den Abständen Δy_T und Δy_R entlang der y -Achse angeordnet, so dass es sich um eine lineare Antennenanordnung handelt. Zusätzlich wird eine konstante Belegungsfunktion verwendet, d. h. $k_{u,v} = 1$. In diesem Fall vereinfacht sich Gl. 2.24 unter Vernachlässigung des Nahfeldterms und der konstanten Phasenterme zu:

$$\begin{aligned}
 f_{AC} &= \sum_{u=1}^M e^{j \frac{2\pi}{\lambda} u \Delta y_T (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))} \cdot \sum_{v=1}^N e^{j \frac{2\pi}{\lambda} v \Delta y_R (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))} \\
 &= \frac{\sin\left(\frac{\pi M}{\lambda} \Delta y_T (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} \Delta y_T (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))\right)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi N}{\lambda} \Delta y_R (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} \Delta y_R (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))\right)} \tag{2.25}
 \end{aligned}$$

Dies entspricht der Multiplikation der Gruppenfaktoren von Sende- und Emp-

fangsgruppe [50]. Damit verhält sich ein solches Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF-Systems bei der Winkelkompression genau so, wie es sich aus der Berechnung der Gruppenfaktoren ergibt.

2.4 Kenngrößen einer Radar-Messung

Die Beschreibung der Kenngrößen lässt sich entsprechend den beiden Dimensionen Entfernung und Winkel aufteilen. Die Beschreibung der entfernungsrelevanten Parameter beschränkt sich an dieser Stelle auf die Grundlagen. Der Schwerpunkt dieses Abschnitts liegt bei den Systemparameter zur Winkelbestimmung, da auf ihnen die Optimierung der Antennenanordnungen in den danach folgenden Abschnitten aufbaut.

2.4.1 Kenngrößen der Entfernungsmessung

Die in diesem Abschnitt aufgeführten Größen Entfernungsauflösung, Dynamik der Entfernungskompression, eindeutiger Bereich und Geschwindigkeit zeigen die wichtigsten Parameter der Entfernungsmessung auf. Darüber hinaus gibt es für die verschiedenen Radar-Verfahren noch weitere Parameter, auf die in diesem Zusammenhang jedoch nicht eingegangen werden soll.

Entfernungsauflösung

Die Entfernungsauflösung δr wird für jedes Radar durch die Bandbreite B bestimmt. Dabei ist es unerheblich, ob die Bandbreite durch die Frequenzmodulation eines Chirps oder eines FMCW-Signals beschrieben wird, oder ob die Bandbreite durch das Aussenden von Pulsen erreicht wird. Die maximal erreichbare Entfernungsauflösung ist [48]:

$$\delta r = \frac{c_0}{2B} \quad (2.26)$$

Die Auflösung entspricht der Halbwerts- oder 3dB-Breite des entfernungskomprimierten Signals eines Punktziels. Zwei Objekte mit dem gleichen Radar-Rückstreuquerschnitt σ können durch die Entfernungsmessung getrennt werden, wenn ihr Abstand mindestens δr beträgt. Bei der im ISM-Band bei 24 GHz verfügbaren Bandbreite von $B = 250$ MHz [51] beträgt die Entfernungsauflösung $\delta r = 0,6$ m. Durch die Entfernungsauflösung wird die Größe einer Entfernungszelle gegeben. Eine Entfernungszelle umfasst das Gebiet, dessen Streuteile durch die gegebene Entfernungsauflösung nicht getrennt werden können. Alle Streuteile innerhalb einer Entfernungszelle werden daher auf einen Punkt abgebildet.

Dynamik der Entfernungskompression

Die Dynamik der Entfernungskompression ist begrenzt durch das Niveau der Nebenmaxima in der Entfernungsprozessierung. Liegen Ziele mit unterschiedlichem Radar-Rückstreuquerschnitt σ vor, können die durch schwache Ziele hervorge-rufene Maxima durch die Nebenmaxima stärkerer Ziele überdeckt werden. Das Niveau der Nebenmaxima liegt für Signale mit rechteckförmigem Spektrum bei $-13,4$ dB bezogen auf das Hauptmaximum. Zur Minimierung der Nebenmaxima können Filterfunktionen verwendet werden [52], so dass das Nebenmaximani-veau auf unter -40 dB verkleinert werden kann. Dabei verschlechtert sich jedoch die Auflösung, so dass ein Kompromiss entsprechend der Anwendung getroffen werden muss. Diese Filterfunktionen werden im Frequenz- oder Zeitbereich auf die Empfangssignale angewendet [53]. Hierbei spielt die Position der Sende- und Empfangsantennen keine Rolle.

Neben der Dynamik der Entfernungskompression gibt es auch den Dynamik-bereich der Messung selbst. Dieser ist durch den Radar-Sensor bestimmt und ist nach unten durch das am Empfänger geforderte minimale Signal-zu-Rausch-Verhältnis und nach oben durch die Kompression der Empfängerschaltung be-grenzt. Es ist prinzipiell möglich, dass zwei Signale zwar im Dynamikbereich der Messung liegen, sie jedoch durch eine zu geringe Dynamik der Entfernungskom-pression nicht getrennt werden können.

Eindeutiger Entfernungsbereich

Bei der Entfernungsmessung ist der eindeutige Entfernungsbereich R_{\max} ent-scheidend. Er ist abhängig von der Periodizität T der Signalform. Im Fall eines Puls-Radars ist die Periodizität der Kehrwert der Pulswiederholrate PRF. Für den eindeutigen Bereich R_{\max} gilt:

$$R_{\max} = \frac{c_0 T}{2} \quad (2.27)$$

Falls das reflektierte Signal großer Ziele außerhalb des eindeutigen Bereichs noch detektiert werden kann, werden diese Ziele fälschlicherweise als sogenannte Gei-sterziele in den eindeutigen Bereich abgebildet. Um dies zu vermeiden, wird die Pulswiederholrate PRF auf einen Bruchteil des theoretischen Werts, z. B. $1/10$, reduziert. Wird ein eindeutiger Bereich von 150 m gefordert, dann muss die Puls-wiederholrate somit kleiner sein als $\text{PRF} \leq 100$ kHz. Dies stellt eine Begrenzung der Pulswiederholrate PRF nach oben dar und ist daher bei der Umsetzung unkritisch.

Geschwindigkeit

Ist das Szenario dynamisch oder aber wird der Radar-Sensor bewegt, tritt der Doppler-Effekt auf. Beim Doppler-Effekt verändert sich die Frequenz des Empfangssignals um die Doppler-Frequenz f_D . Dieser Effekt lässt sich durch den Abstand der eintreffenden Wellenfronten erklären, der sich, je nach Bewegungsrichtung, verkleinert oder vergrößert. Die Doppler-Frequenz beträgt abhängig von der relativen, radialen Geschwindigkeit $v_{r,rel}$ und der Trägerfrequenz f_0 :

$$f_D = \frac{2v_{r,rel}f_0}{c_0} \quad (2.28)$$

Um den Betrag der Doppler-Frequenz bestimmen zu können, muss beim Puls-Radar das Abstatttheorem im Frequenzbereich erfüllt sein. Das bedeutet im Fall eines Puls-Radars, dass die Pulswiederholrate PRF mindestens doppelt so groß sein muss wie die maximal zu erwartende Doppler-Frequenz f_{Dmax} [48]. Nimmt man z. B. zwei Fahrzeuge an, die sich aufeinander mit jeweils 100 km/h zu bewegen und mit einem Radar-Sensor bei $f_0 = 24$ GHz ausgestattet sind, tritt an jedem Sensor eine Erhöhung der Frequenz um $f_D = 4,4$ kHz auf. Um diese Geschwindigkeit messen zu können, müsste die Pulswiederholrate größer sein als $PRF \geq 8,9$ kHz.

2.4.2 Kenngrößen der Winkelmessung

Zur Betrachtung der DBF-spezifischen Eigenschaften werden in diesem Abschnitt die Kenngrößen eines solchen Systems definiert.

Bereits in Bild 2.2 wurde die Antennenanordnung für DBF gezeigt. Sie besteht im Allgemeinen aus M Sendeantennen und N Empfangsantennen an den Orten \vec{y}_{Tu} beziehungsweise \vec{y}_{Rv} . Die Eigenschaften der Winkelkompression wird bei DBF durch diese Parameter bestimmt.

Winkelauflösung

Mit einem DBF-System lässt sich der Winkel eines Objekts bestimmen. Unter der Winkelauflösung im Azimut versteht man analog zur Entfernungsauflösung die Halbwertsbreite ψ_{3dB} [54] des winkelkomprimierten Signals f_{AC} der idealen Punktzielantwort. In Bild 2.7 ist exemplarisch die Halbwertsbreite ψ_{3dB} für ein winkelkomprimiertes Signal f_{AC} eingezeichnet.

Die Anzahl der Ziele, die ein DBF-System innerhalb einer Entfernungszelle im Winkel trennen kann, ist durch die Anzahl der Sender M und Empfänger N

bestimmt und beträgt theoretisch $MN - 1$. Bei MN Antennen sind $MN - 1$ Phasendifferenzen bekannt, mit denen ein Gleichungssystem mit $MN - 1$ Unbekannten gelöst werden kann. Dies entspricht der Anzahl der trennbaren Ziele.

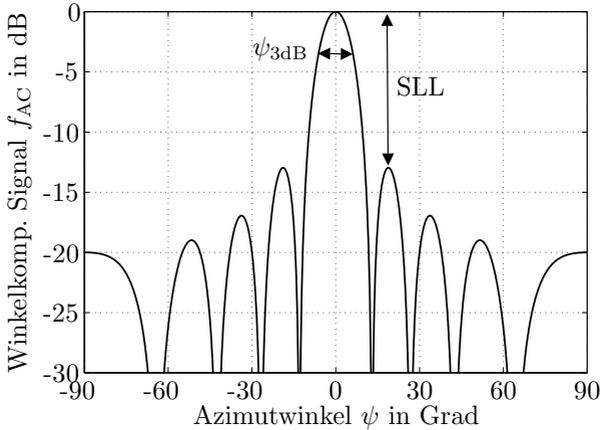


Abbildung 2.7: Definition von Halbwertsbreite ψ_{3dB} und Höhe der Nebenmaxima (SLL) am winkelkomprimierten Signal f_{AC} .

Dynamik der Winkelkompression

Wie bei der Entfernungskompression können auch in der Winkelkompression schwache Ziele durch die Nebenmaxima stärkerer Ziele überdeckt werden. Die Höhe der ersten Nebenmaxima SLL gibt die Dynamik der Winkelkompression an. Das SLL ist ebenfalls in Bild 2.7 eingezeichnet. Auch in der Winkelprozessierung ist es möglich, durch eine Belegung die Höhe der Nebenmaxima zu verringern. Dazu werden die Signale der einzelnen Antennen entsprechend ihrer Position gewichtet. Hierauf wird in Abschnitt 3.2 detailliert eingegangen.

Eindeutiger Winkelbereich

Durch die DBF-Prozessierung ist es möglich, das Hauptmaximum auf verschiedene Winkel zu verschieben. Dies ist in Bild 2.8 durch die Strahlen 2, 3 und 4 angedeutet.

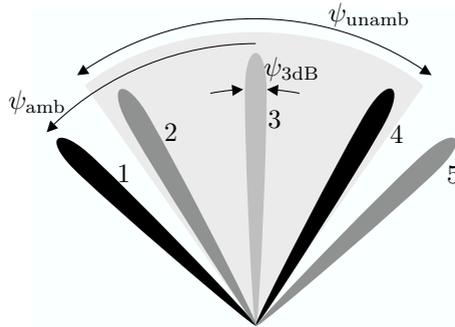


Abbildung 2.8: Ungeschwenkter Strahl (3), geschwenkte Strahlen (2,4) und die dazugehörigen Mehrdeutigkeiten (1,5). Die Mehrdeutigkeiten liegen bei ψ_{amb} außerhalb des eindeutigen Bereichs ψ_{unamb} .

Durch zu große Antennenabstände bezogen auf die Wellenlänge entstehen bei der Fokussierung zusätzlich zum Hauptmaximum noch Mehrdeutigkeiten, sogenannte Grating Lobes [50]. Ihre Position verändert sich auch mit dem digitalen Schwenken des Hauptmaximums. Dies ist durch die Schattierung in Bild 2.8 angedeutet: Bei einer Fokussierung mit Strahl 4 entsteht auch eine Mehrdeutigkeit durch Strahl 1 und umgekehrt. Der gleiche Zusammenhang gilt auch auf der anderen Seite für die Strahlen 2 und 5. Der eindeutige Bereich ψ_{unamb} ist dadurch begrenzt, dass bei einer Fokussierung auf den Rand des Bereichs keine Mehrdeutigkeit innerhalb des Bereichs auftritt. Ziele außerhalb des eindeutigen Bereichs werden durch die Prozessierung auf den eindeutigen Bereich abgebildet. Um sie auszublenden, müssen die Einzelelemente in ihrer Richtcharakteristik so gestaltet sein, dass Signale aus dem nicht-eindeutigen Bereich nicht empfangen werden können.

2.4.3 Kombination von Entfernungs- und Winkelmessung

Bisher wurden die Entfernungs- und die Winkelmessung getrennt betrachtet. Bei einem DBF-Radar werden die beiden Messmethoden kombiniert. Daraus ergibt sich eine Überlagerung der Leistungsfähigkeit der beiden Verfahren. So ist es möglich, Ziele, die sich in der Entfernung nicht auflösen lassen, über die Winkelkompression zu trennen. Gleiches gilt auch für den umgekehrten Fall: Ziele, die sich im Winkel nicht unterscheiden, können über die Entfernungskompression getrennt werden.

Bei einem DBF-Radar-System bestimmen die Signalleistung und die Bandbreite das Signal-zu-Rausch-Verhältnis SNR an den Empfängern. Sowohl die Entfernungs- als auch die Winkelkompression liefern einen Prozessierungsgewinn. Daraus ergibt sich der Dynamikbereich im Radar-Bild [55].

2.5 Fazit

In obigem Kapitel wurde das Systemkonzept vorgestellt, auf dem diese Arbeit beruht und die verwendeten Begriffe und Bezeichnungen werden definiert. Anhand einer Geometrie wurde ein Signalmodell generiert, mit dem die Signale des DBF-Konzepts analytisch beschreibbar sind. Alle nötigen Prozessierungsschritte, um aus digitalisierten DBF-Daten ein Radar-Bild zu generieren, wurden in diesem Kapitel beschrieben. Darüber hinaus wurden die wichtigsten Kenngrößen einer Radar-Messung erläutert, auf die in den folgenden Kapiteln eingegangen wird. Dieses Kapitel legt damit das theoretische Fundament für alle weiteren Kapitel.

3 Digital Beamforming mit Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Konfigurationen

Ein DBF-Radar ermöglicht neben der Messung der Entfernung eines Ziels auch die Messung von Winkeln durch die kohärente Auswertung der Signale von mehreren Antennen. Gerade Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF-Konfigurationen versprechen eine hohe Leistungsfähigkeit und haben viele Freiheitsgrade bei ihrer Auslegung. Insbesondere die Frage nach der optimalen DBF-Konfiguration, um ein vorgegebenes Gebiet mit mehreren DBF-Modulen möglichst effizient abzudecken, wird in diesem Kapitel beantwortet.

In dieser Arbeit wird in Abschnitt 3.1 erstmalig gezeigt, wie eine solche Optimierung der Antennenanordnung vorzunehmen ist. In Abschnitt 3.1.1 wird zunächst die Antennenanordnung des konventionellen Ein-Sender-Systems mit reinem empfangsseitigen DBF behandelt. Dabei geht es um die Frage, in wie viele Winkelbereiche ein großes vorgegebenes Gebiet unterteilt und welche Anzahl und Positionen der Empfangsantennen gewählt werden sollen. Sind die Anzahl an Empfangskanälen, z. B. durch die verfügbare Kapazität der Signalprozessierung limitiert, stehen sich Winkelauflösung und -eindeutigkeit gegenüber. Auf dem Ein-Sender-System aufbauend wird in Abschnitt 3.1.2 für das leistungsfähigere Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-System mit sende- und empfangsseitigem DBF auch das beste Verhältnis von Sendern und Empfängern analysiert. Mit dieser neuen Betrachtungsweise wird die erreichbare Auflösung und Eindeutigkeit der Winkelmessung unter der Randbedingung eines möglichst kleinen, durch die Antennenanzahl gegebenen Schaltungsaufwands erstmalig in einen direkten Zusammenhang gestellt.

Bislang sind für Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF-Konfigurationen keine Belegungsfunktionen bekannt. Diese sind jedoch unerlässlich, um die Dynamik der Winkelmessung zu erhöhen. Eine speziell für Mehr-Sender-Konfigurationen konzipierte Belegungsmatrix wird in Abschnitt 3.2 unter Berücksichtigung der DBF-Prozessierung erstmals präsentiert.

Für die Umsetzung eines Mehr-Sender-Systems mit sequentiell geschalteten Sendern ist die Dynamik realer Szenarien entscheidend. Dieser Aspekt wird in Abschnitt 3.3 diskutiert.

3.1 Optimierung der Antennenanordnung

Bei der Dimensionierung von DBF-Systemen ist die Anzahl und die Position der Sende- und Empfangsantennen entscheidend für die Winkelauflösung und die Größe des eindeutigen Winkelbereichs. Um einen sehr großen Winkelbereich, z. B. 360° bei einem Kraftfahrzeug-Rundumsicht-Radar, zu ermöglichen, müssen allein aus Geometriegründen mehrere DBF-Module verwendet werden, die unterschiedliche Winkelbereiche abdecken. Damit vervielfacht sich die Gesamtanzahl an Antennen und damit auch der Schaltungsaufwand in den einzelnen DBF-Modulen. Auf diesem Hintergrund ist die Frage zu klären, wie Sender und Empfänger innerhalb der einzelnen DBF-Module angeordnet werden müssen, um insgesamt mit möglichst kleinem Schaltungsaufwand die beste Auflösung zu erreichen. Die im Folgenden gezeigten Lösungsschritte basieren auf [32], unterliegen aber einer strengeren Forderung an die Unterdrückung der Mehrdeutigkeiten und berücksichtigen zudem die für große Fokussierungswinkel ψ_0 auftretende Veränderung des winkelkomprimierten Signals f_{AC} . Darüber hinaus wird hier im Hinblick auf Rundumsicht-Radar davon ausgegangen, dass mehrere DBF-Module verwendet werden müssen.

Die Beschreibung der DBF-Anordnung wird zunächst für den konventionellen Fall von einem Sender je DBF-Modul durchgeführt. In einem weiteren Schritt wird sie dann für den komplexeren Fall mit mehreren Sendern innerhalb eines DBF-Moduls [56] gezeigt und optimale Anordnungen zur Abdeckung eines großen Winkelbereichs werden herausgearbeitet. Hierzu werden die Eigenschaften der Winkelkompression zunächst für omnidirektionale Strahler untersucht. Aus diesem Ergebnis lassen sich dann die Anforderungen an die Charakteristik der Einzelstrahler ablesen.

3.1.1 Optimierung von Ein-Sender-Konfigurationen

Die folgende Beschreibung beschränkt sich auf den linearen äquidistanten Fall mit einem Sender. N gleiche Empfangsantennen sind entlang der y -Achse im Abstand Δy_R angeordnet. Gl. 2.25 vereinfacht sich in diesem Fall zu:

$$f_{AC}(\psi_0) = \frac{\sin\left(\frac{\pi N}{\lambda} \Delta y_R (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} \Delta y_R (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))\right)} \quad (3.1)$$

Diese Gleichung ist äquivalent zu dem Gruppenfaktor der Antennenanordnung. Für die Halbwertsbreite gilt im ungeschwenkten Fall ($\psi_0 = 0$) [50]:

$$\psi_{3\text{dB,R}} = 2 \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi\Delta y_{\text{R}}} \frac{2,782}{N} \right) \quad (3.2)$$

Dieser Gleichung liegt ein angenäherter $\sin(x)/x$ -förmiger Verlauf des Gruppenfaktors zu Grunde. Dies ist für kleine x , das heisst in diesem Fall für Winkel nahe des Objektwinkels ψ_n , zulässig. Bild 3.1 zeigt die Halbwertsbreite $\psi_{3\text{dB,R}}$ für $N = 2 \dots 6$ Empfangsantennen. Die Halbwertsbreite wird um so kleiner, je mehr Antennen N verwendet werden und je größer ihr Abstand $\Delta y_{\text{R}}/\lambda$ zueinander ist. Dies bedeutet eine bessere Auflösung für das DBF-System.

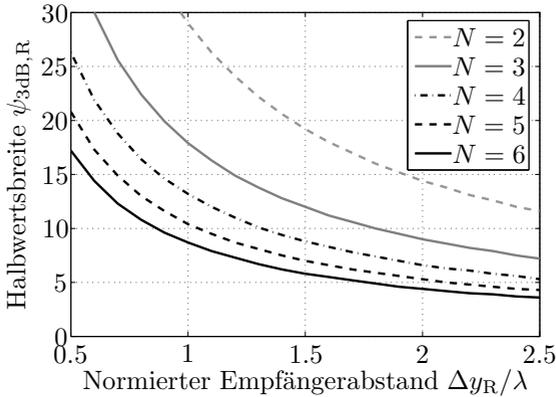


Abbildung 3.1: Halbwertsbreite $\psi_{3\text{dB,R}}$ einer linearen äquidistanten Antennen-
gruppe in Abhängigkeit des normierten Empfängerabstands $\Delta y_{\text{R}}/\lambda$ und der Empfängeranzahl N .

Allerdings können bei größerem Antennenabstand auch Mehrdeutigkeiten, sogenannte Grating Lobes, entstehen. In diesem Fall haben die Signale bei der Fokussierung auf ψ_0 und dem dazugehörigen Winkel der Mehrdeutigkeit $\psi_{\text{amb,R}}$ die gleiche Phasenlage.

$$e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta y_{\text{R}} \sin(\psi_0)} = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta y_{\text{R}} \sin(\psi_{\text{amb,R}})} \quad (3.3)$$

Allgemein bedeutet das für die Phasen:

$$\frac{\Delta y_R}{\lambda} (\sin(\psi_0) - \sin(\psi_{\text{amb,R}})) = m \quad \text{mit} \quad m \in \mathbb{Z} \quad (3.4)$$

wobei m den Index der Mehrdeutigkeit bezeichnet. Bereits die zum Hauptmaximum nächstgelegene Mehrdeutigkeit ist störend, so dass mit $m = \mp 1$ gilt:

$$\psi_{\text{amb,R}} = \arcsin \left(\sin(\psi_0) \pm \frac{\lambda}{\Delta y_R} \right) \quad (3.5)$$

Diese Bedingung ist nicht nur abhängig vom normierten Empfängerabstand $\Delta y_R / \lambda$, sondern auch vom Fokussierungswinkel ψ_0 . Beim digitalen Schwenken des Hauptmaximums werden auch die Mehrdeutigkeiten bei $\psi_{\text{amb,R}}$ geschwenkt. Ihr Abstand zueinander nimmt beim Schwenken zu. Bild 3.2 zeigt die Position der Mehrdeutigkeit $\psi_{\text{amb,R}}$ in Abhängigkeit des Fokussierungswinkels ψ_0 . Je größer

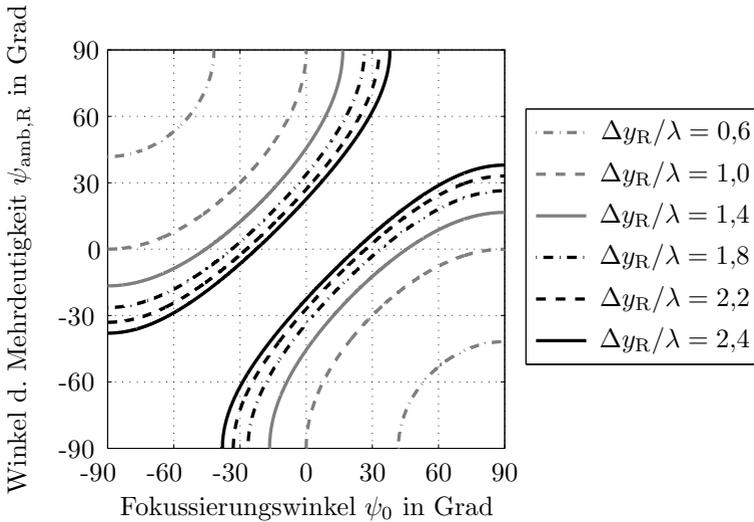


Abbildung 3.2: Winkel der Mehrdeutigkeiten $\psi_{\text{amb,R}}$ als Funktion des Fokussierungswinkels ψ_0 abhängig vom normierten Empfängerabstand $\Delta y_R / \lambda$.

der Abstand zwischen den Empfängern $\Delta y_R/\lambda$, desto kleiner wird der Winkelbereich zwischen den beiden ersten Mehrdeutigkeiten. Sie haben den kleinsten Abstand zueinander, wenn $\psi_0 = 0$ ist. Durch das Schwenken entstehen auch Mehrdeutigkeiten, wenn der normierte Antennenabstand $\Delta y_R/\lambda < 1$ ist.

In Bild 3.3 ist am Beispiel für den normierten Empfängerabstand $\Delta y_R/\lambda = 1,0$ gezeigt, wie sich aus dem Winkel der Mehrdeutigkeiten der eindeutige Winkelbereich $\psi_{\text{unamb,R}}$ bestimmt. In dem Fall des normierten Empfängerabstands $\Delta y_R/\lambda = 1,0$ entsteht bei einer Fokussierung auf $\psi_0 = -30^\circ$ eine Mehrdeutigkeit bei $\psi_{\text{amb,R}} = +30^\circ$. Bedingt durch die Symmetrie entsteht bei der Fokussierung zur anderen Seite auf $\psi_0 = +30^\circ$ eine Mehrdeutigkeit bei $\psi_{\text{amb,R}} = -30^\circ$. Bei einer Fokussierung auf betragsmäßig größere Winkel $|\psi_0| > 30^\circ$ entstehen Mehrdeutigkeiten, die bei Winkel kleiner $|\psi_{\text{amb,R}}| < 30^\circ$ auftreten. Das bedeutet, dass die Winkelprozessierung nicht mehr eindeutig ist. Bei einer Fokussierung auf den Bereich $-30^\circ < \psi_0 < +30^\circ$ können zwar auch Mehrdeutigkeiten auftreten, aber

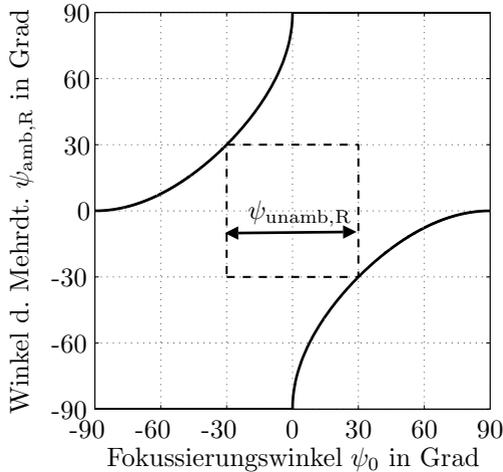


Abbildung 3.3: Eindeutiger Winkelbereich $\psi_{\text{unamb,R}}$ einer linearen äquidistanten Antennengruppe mit dem normierten Empfängerabstand $\Delta y_R/\lambda = 1,0$.

sie liegen außerhalb des Bereichs, auf den fokussiert wird. In diesem Fall ist der eindeutige Bereich $\psi_{\text{unamb,R}}$ der Bereich zwischen -30° und $+30^\circ$. Daraus ergibt sich die Forderung an das Einzelement, das mit seiner Richtcharakteristik nur diesen Bereich ausleuchten darf.

Allgemein gilt: Der eindeutige Winkelbereich $\psi_{\text{unamb,R}}$ ist beschränkt durch den Fokussierungswinkel ψ_0 , bei dem die Mehrdeutigkeit $\psi_{\text{amb,R}}$ symmetrisch zum Fokussierungswinkel ψ_0 auftaucht:

$$\psi_{\text{amb,R}} = -\psi_0 \quad (3.6)$$

In Bild 3.3 ist dies der Schnittpunkt der Kurven mit der zweiten Diagonalen und beschreibt die linke obere und die rechte untere Ecke des eingezeichneten Quadrats. Daraus folgt für den Abstand der Empfangsantennen mit Gl. 3.5:

$$\frac{\Delta y_{\text{R}}}{\lambda} = \frac{1}{2 \sin\left(\frac{\psi_{\text{unamb,R}}}{2}\right)} \quad \text{mit} \quad \psi_{\text{unamb,R}} = 2|\psi_{\text{amb,R}}| = -2|\psi_0| \quad (3.7)$$

Mit dieser Bedingung liegt die Mehrdeutigkeit $\psi_{\text{amb,R}}$ genau am Rand des eindeutigen Winkelbereichs $\psi_{\text{unamb,R}}$. Um dies zu umgehen, wird ein Sicherheitsfaktor γ mit $\gamma < 1$ eingeführt, so dass das tatsächlich betrachtete Winkelsegment ψ_{seg} kleiner ist als der Abstand der beiden Mehrdeutigkeiten:

$$\psi_{\text{seg}} = \gamma\psi_{\text{unamb,R}} \quad (3.8)$$

Mit dem Zusammenhang nach Gl. 3.7 ergibt sich der Zusammenhang zwischen der Segmentgröße ψ_{seg} und dem Antennenabstand Δy_{R} zu :

$$\frac{\lambda}{\Delta y_{\text{R}}} = 2 \sin\left(\frac{\psi_{\text{seg}}}{2\gamma}\right) \quad (3.9)$$

Die Einzelemente müssen die entsprechende Richtcharakteristik haben, um die Mehrdeutigkeiten außerhalb des Winkelsegments ψ_{seg} auszublenden.

Damit ein geforderter großer Winkelbereich ψ_{cover} mit solchen Antennen abgedeckt werden kann, sind mehrere einzelne DBF-Systeme notwendig. Hierzu wird der abzudeckende Winkelbereich ψ_{cover} in N_{seg} Winkelsegmente unterteilt:

$$N_{\text{seg}} = \frac{\psi_{\text{cover}}}{\psi_{\text{seg}}} = \frac{\psi_{\text{cover}}}{\gamma\psi_{\text{unamb,R}}} \quad (3.10)$$

Mit den hier beschriebenen Zusammenhängen ist es mit N_{seg} Segmenten mit jeweils N Empfangsantennen möglich, einen abzudeckenden Bereich ψ_{cover} eindeutig abzubilden. Jedoch hängt die Auflösung entscheidend vom Antennenabstand Δy_{R} ab. Da dieser, um ein großes eindeutiges Winkelsegment ψ_{seg} zu ermöglichen, aber relativ klein gewählt wird, fällt die Halbwertsbreite $\psi_{3\text{dB,R}}$ eher mäßig aus.

3.1.2 Optimierung von Mehr-Sender-Konfigurationen

Die Verwendung von mehreren Sendern innerhalb eines DBF-Radars gibt weitere Freiheitsgrade bei der Anordnung der Antennen und bietet eine gute Winkelauflösung [57, 58]. Die Verwendung mehrerer Sender und mehrerer Empfänger ist in der Akustik schon seit den Achtziger Jahren bekannt [59]. Die optimale Anordnung von Sende- und Empfangsantennen wird in diesem Abschnitt diskutiert.

Um einen Winkelbereich von ψ_{cover} abzudecken, wird der Bereich in N_{seg} Segmente unterteilt. Jedes Segment wird von einem DBF-Modul abgedeckt. Dieses besteht wiederum aus einer Empfangs- und einer Sendegruppe. Der Abstand der Empfänger Δy_{R} ist im Wesentlichen durch die Segmentgröße ψ_{seg} bestimmt. Die Sendegruppe ist in ihrer Auslegung von der Empfangsgruppe abhängig, wenn die Mehrdeutigkeiten der Sendegruppe gezielt unterdrückt werden sollen. Ziel ist es, die bestmögliche Auflösung $\psi_{3\text{dB,T}}$ bei der kleinsten Gesamtzahl an Antennen N_{tot} zu erreichen. Bei der Optimierung sind die analytischen Zusammenhänge zwischen Segmentanzahl N_{seg} , Anzahl der Empfangsantennen pro Modul N und ihr Abstand Δy_{R} , Anzahl der Sendeantennen pro Modul M und ihr Abstand Δy_{T} zu beachten. Sie werden mit den Gl. 3.7 - 3.19 beschrieben. Der prinzipielle Zusammenhang der Größen ist zur Veranschaulichung grafisch in Bild 3.4 dargestellt und verdeutlicht damit die Vorgehensweise bei der Optimierung der Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Konfiguration. Die Größen in den durchgezogenen Kreisen M , N , Δy_{T} und Δy_{R} sind zu optimieren. Sie bestimmen die Größe und den Schaltungsaufwand des DBF-Moduls durch die Platzierung der Antennen und der Anzahl der benötigten Sende- und Empfangskanäle. Ebenfalls zu optimieren ist die Halbwertsbreite der Sendegruppe $\psi_{3\text{dB,T}}$, denn sie beschreibt näherungsweise die Auflösung des gesamten DBF-Moduls. Die Parameter in den gestrichelten Kreisen sind Größen, die bei der Optimierung in Zwischenschritten vorkommen. Analog zu Abschnitt 3.1.1 wird zunächst die Anordnung innerhalb eines DBF-Moduls bestimmt. Diese Anordnung ist dann für N_{seg} Segmente zu wiederholen. Jede Anordnung beschränkt sich auf eine lineare Anordnung mit jeweils äquidistanten Sendern und Empfängern.

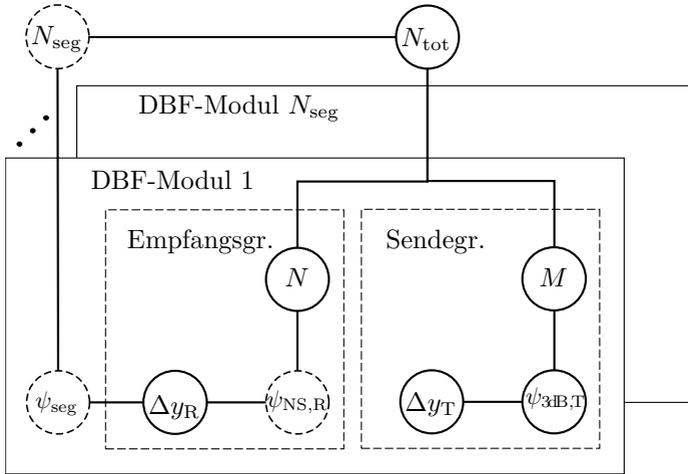


Abbildung 3.4: Zusammenhang der Optimierungsparameter. Größen in durchgezogenen Kreisen sind zu optimieren, Größen in gestrichelten Kreisen stehen in einem gegebenem Zusammenhang mit den zu optimierenden Größen.

Für das winkelkomprimierte Signal ist damit Gl. 2.25 gültig. Sie besagt, dass sich das winkelkomprimierte Signal einer Mehr-Sender-Mehr-Empfänger DBF-Anordnung als die Multiplikation der Gruppenfaktoren von Sende- und Empfangsgruppe ausdrücken lässt. Wird der Empfangsgruppenfaktor $F_{Gr,R}$ so ausgelegt, dass eine eindeutige Winkelmessung garantiert ist, darf der Sendegruppenfaktor $F_{Gr,T}$ nach anderen Gesichtspunkten ausgelegt werden. Hier dürfen die Mehrdeutigkeiten des Sendegruppenfaktors $\psi_{amb,T}$ durchaus in dem Winkelsegment ψ_{seg} liegen. Sie müssen jedoch so liegen, dass sie durch den Empfangsgruppenfaktor für den Gesamtgruppenfaktor $F_{Gr,TR}$ auf einen akzeptablen Pegel gedämpft werden. Die stärkste Forderung ist, dass die Mehrdeutigkeiten der Sendegruppe $\psi_{amb,T}$ mit der Nullstelle der Empfangsgruppe $\psi_{NS,R}$ zusammenfallen. In Bild 3.5 ist die Addition von Sende- und Empfangsgruppenfaktor für einen solchen Fall dargestellt.

In der Prozessierung verschiebt sich sowohl das breite Maximum der Empfangsgruppe als auch das scharfe Maximum und die Mehrdeutigkeiten der Sendegruppe. Um dies zu veranschaulichen, sind in Bild 3.6 die Gruppenfaktoren $F_{Gr,R}$

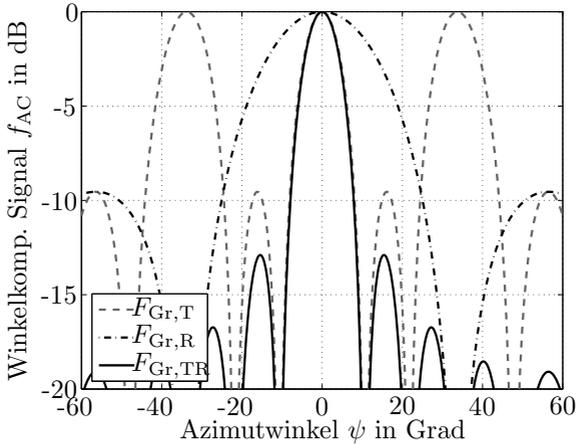


Abbildung 3.5: Winkelkomprimiertes Signal f_{AC} . Mehrdeutigkeiten der Sendegruppe $\psi_{amb,T}$ fallen mit der Nullstellen der Empfangsgruppe $\psi_{NS,R}$ zusammen.

$$(\Delta y_T = 1,8 \lambda, \Delta y_R = 0,6 \lambda, M = N = 3).$$

und $F_{Gr,T}$ von der Empfangsgruppe und der Sendegruppe einzeln über dem Objektwinkel ψ_n dargestellt. Ein horizontaler Schnitt bei ψ_n entspricht dem Gruppenfaktor, der sich ausbildet, wenn auf ein Objekt bei ψ_n fokussiert wird.

In Bild 3.6(a) sieht man im Gruppenfaktor für die Empfangsgruppe $F_{Gr,R}$ ein breites Hauptmaximum entlang der ersten Diagonalen. Für große Objektwinkel ψ_n wird die Winkelauflösung entsprechend des Gruppenfaktors schlechter. Parallel zur ersten Diagonalen sind die Nebenmaxima zu sehen, die sich ebenfalls mit der Verschiebung des Objektwinkels ψ_n verschieben. In Bild 3.6(b) ist der Gruppenfaktor der Sendegruppe $F_{Gr,T}$ zu sehen. Hier ist das Hauptmaximum entlang der ersten Diagonalen schmaler als bei der Empfangsgruppe. Allerdings sind hier auch Mehrdeutigkeiten zu sehen, die die gleiche Intensität wie das Hauptmaximum haben.

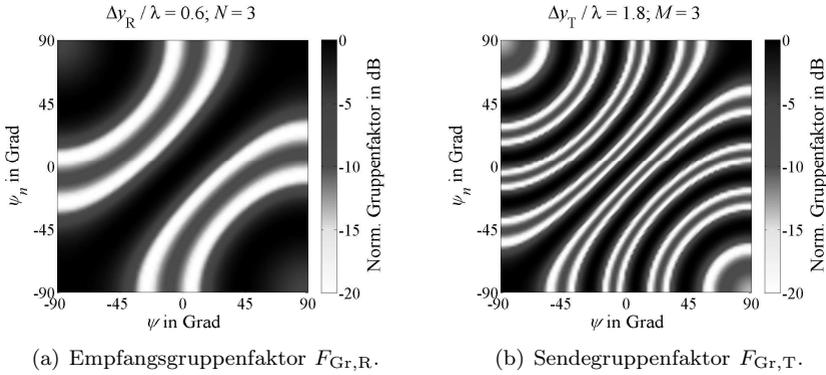


Abbildung 3.6: Empfangs- und Sendegruppenfaktor als Funktion vom Objektwinkel ψ_n .

Durch die Prozessierung werden die beiden Gruppenfaktoren im linearen Bereich miteinander multipliziert. Das Produkt ist der Gesamtgruppenfaktor $F_{Gr,TR}$ und ist in Bild 3.7 zu sehen.

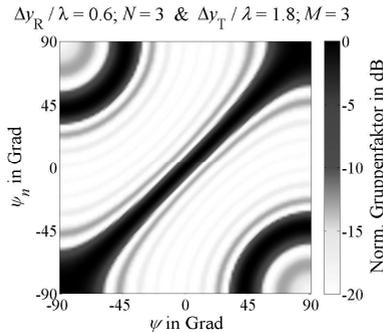


Abbildung 3.7: Gesamtgruppenfaktor $F_{Gr,TR}$ als Funktion vom Objektwinkel ψ_n .

Hier zeigt sich die günstige Wahl der Antennenanordnungen: Die Mehrdeutigkeiten der Sendegruppe werden durch die Minima der Empfangsgruppe kompensiert, während die resultierende Halbwertsbreite durch die Sendegruppe be-

stimmt wird. Die verbleibenden Mehrdeutigkeiten für $|\psi_n| > 45^\circ$ zeigen den Bereich an, der durch die Einzelantennencharakteristik ausgeblendet werden muss.

Nach diesem Beispiel wird im Folgenden auf die analytische Beschreibung einer solchen Antennenanordnung eingegangen. Die Grundlage der Optimierung ist die Forderung, dass die erste Nullstelle des Empfangsgruppenfaktors $\psi_{\text{NS,R}}$ mit der ersten Mehrdeutigkeit der Sendegruppe $\psi_{\text{amb,T}}$ zusammenfällt.

$$\psi_{\text{amb,T}} = \psi_{\text{NS,R}} \quad (3.11)$$

Der kleinste Abstand zwischen dem Winkel der Mehrdeutigkeit $\psi_{\text{amb,T}}$ und des Fokussierungswinkels ψ_0 tritt bei $\psi_0 = 0^\circ$ auf. Bei Fokussierung auf $\psi_0 = 0^\circ$ liegt die Nullstelle $\psi_{\text{NS,R}}$ bei [50]:

$$\psi_{\text{NS,R}} = \arcsin\left(\pm \frac{\lambda}{N\Delta y_{\text{R}}}\right) \quad (3.12)$$

Analog zu Gl. 3.5 gilt für die ersten Mehrdeutigkeiten der Sendegruppe bei dem Fokussierungswinkel $\psi_0 = 0^\circ$:

$$\psi_{\text{amb,T}} = \arcsin\left(\pm \frac{\lambda}{\Delta y_{\text{T}}}\right) \quad (3.13)$$

Mit Gl. 3.11 ergibt sich der Antennenabstand der Sendeantennen Δy_{T} zu:

$$\Delta y_{\text{T}} = N\Delta y_{\text{R}} \quad (3.14)$$

In diesem Fall fallen die ersten Mehrdeutigkeiten der Sendegruppe $\psi_{\text{amb,T}}$ und die ersten Nullstellen der Empfangsgruppe $\psi_{\text{NS,R}}$ zusammen. Die Auflösung der gesamten Antennenanordnung bestehend aus Empfängern und Sendern ergibt sich aus der Multiplikation der beiden Gruppenfaktoren. Allerdings wird die Antennenanordnung so ausgelegt, dass der Empfangsgruppenfaktor $F_{\text{Gr,R}}$ ein breites Maximum hat, während der Sendegruppenfaktor $F_{\text{Gr,T}}$ ein scharfes Maximum hat (s. Bild 3.5). Näherungsweise ist die erreichbare Auflösung damit die Halbwertsbreite des Sendegruppenfaktors $\psi_{3\text{dB,T}}$. Für sie gilt mit dem angenäherten $\sin(x)/x$ -förmigen Verlauf des Gruppenfaktors und mit $\Delta y_{\text{T}} \gg \lambda$ der Zusammenhang [50]:

$$\psi_{3\text{dB,T}} = \frac{2,782\lambda}{\pi M\Delta y_{\text{T}}} \quad (3.15)$$

Mit dem Zusammenhang für den Sendeantennenabstand Δy_{T} nach Gl. 3.14 ergibt sich:

$$\psi_{3\text{dB,T}} = \frac{2,782\lambda}{\pi MN\Delta y_{\text{R}}} \quad (3.16)$$

Berücksichtigt man den normierten Empfängerabstand $\Delta y_R/\lambda$ nach Gl. 3.7, ergibt sich die Halbwertsbreite der Sendegruppe $\psi_{3\text{dB},\text{T}}$ zu:

$$\psi_{3\text{dB},\text{T}} = 2 \frac{2,782}{\pi MN} \sin \left(\frac{\psi_{\text{unamb},\text{R}}}{2} \right) \quad (3.17)$$

Soll auch hier ein Winkelbereich ψ_{cover} durch N_{seg} abgedeckt werden, ergibt sich zusammen mit dem Sicherheitsfaktor γ nach Gl. 3.10:

$$\psi_{3\text{dB},\text{T}} = 2 \frac{2,782}{\pi MN} \sin \left(\frac{\psi_{\text{cover}}}{2\gamma N_{\text{seg}}} \right) \quad (3.18)$$

Damit ist die Halbwertsbreite $\psi_{3\text{dB},\text{T}}$ dieser Antennenanordnung nur abhängig von der Anzahl der Sendeantennen M , der Empfangsantennen N und der Anzahl der Segmente N_{seg} . Die Gesamtzahl der Antennen N_{tot} , die die Kenngröße für den Schaltungsaufwand darstellt, ist:

$$N_{\text{tot}} = N_{\text{seg}}(M + N) \quad (3.19)$$

Damit folgt für die Halbwertsbreite $\psi_{3\text{dB},\text{T}}$:

$$\psi_{3\text{dB},\text{T}} = 2 \frac{2,782}{\pi MN} \sin \left(\frac{\psi_{\text{cover}}}{2\gamma} \frac{M + N}{N_{\text{tot}}} \right) \quad (3.20)$$

In Bild 3.8 ist die erreichbare Auflösung $\psi_{3\text{dB},\text{T}}$ über der Segmentanzahl N_{seg} und der Anzahl an Sendern und Empfängern $M + N$ zur Abdeckung eines Segments gezeigt. Dabei wurden M und N so gewählt, dass MN maximal ist. Durch diese Darstellung variiert die Gesamtanzahl der verwendeten Antennen N_{tot} . Konstellationen mit gleicher Gesamtanzahl an Antennen sind entsprechend markiert. Besonders für insgesamt $N_{\text{tot}} = 40$ Antennen sieht man deutlich, dass bei wenigen Segmenten N_{seg} eine bessere Auflösung erreicht wird.

Mit dieser Darstellung und zusammen mit Gl. 3.20 lassen sich die Schlussfolgerungen verständlich machen:

- Steht die Anzahl der verfügbaren Sende- und Empfangsantennen $M + N$ innerhalb eines Segments fest, soll das Produkt MN möglichst groß sein, um eine gute Auflösung zu erreichen. In Gl. 3.20 ist das an dem Produkt MN im Nenner zu sehen. Das Produkt MN ist möglichst groß, wenn Sende- und Empfangsantennen etwa in der gleichen Anzahl vorliegen, d. h. $M \simeq N$. Die Konstellation, bei der die Anzahl der Sendeantennen M gleich der der Empfangsantennen N ist, liefert dann die beste Halbwertsbreite $\psi_{3\text{dB},\text{T}}$.

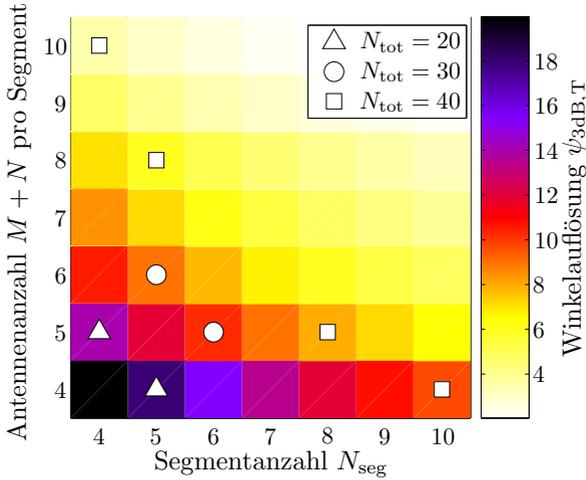


Abbildung 3.8: Winkelauflösung $\psi_{3\text{dB},T}$ in Abhängigkeit der Anzahl der Segmente N_{seg} und der Antennenanzahl $M + N$ pro Segment mit $MN = \max$ zur Abdeckung von insgesamt $\psi_{\text{cover}} = 360^\circ$. ($\gamma = 0,8$).

Die Symbole markieren Konfigurationen mit der gleichen Gesamtanzahl an Antennen $N_{\text{tot}} = N_{\text{seg}}(M + N)$.

- Zur Abdeckung eines großen Winkelbereichs mit einer konstanten Gesamtanzahl an Antennen N_{tot} und einem großen Produkt MN ist es deswegen auch günstiger, den Winkelbereich in wenige Segmente N_{seg} zu unterteilen.
- Ausgehend von einer konventionellen DBF-Konfiguration mit nur $M = 1$ Sender, ist es am Hinblick auf die Auflösung innerhalb eines Segments deswegen günstiger, einen zweiten Sender statt einen weiteren Empfänger zu verwenden.
- Allgemein bietet die Verwendung von M Sendeantennen und N Empfangsantennen eine bessere Auflösung als die Verwendung von $M + N - 1$ Empfangsantennen im Abstand Δy_R und nur einem Sender, obwohl die Gesamtanzahl der Antennen die gleiche ist.

3.1.3 Beispiel für eine optimale Mehr-Sender-Konfiguration

Zur Verdeutlichung der erreichbaren Winkelauflösung werden im Folgenden einige Beispiele diskutiert. Tab. 3.1 zeigt die Winkelauflösungen $\psi_{3\text{dB,R}}$, die in verschiedenen Konstellationen erreicht werden. Mit mehreren Segmenten sollen insgesamt $\psi_{\text{cover}} = 360^\circ$ eindeutig abgedeckt werden. In den Anordnungen (A) bis (E) stehen dazu insgesamt $N_{\text{tot}} = 24$ Antennen zu Verfügung.

	N_{tot}	ψ_{seg}	N_{seg}	M	N	$\Delta y_{\text{T}}/\lambda$	$\Delta y_{\text{R}}/\lambda$	$\psi_{3\text{dB}}$
(A)	24	60°	6	1	3	-	0,8	$\psi_{3\text{dB,R}} = 20,6^\circ$
(B)	24	60°	6	2	2	1,6	0,8	$\psi_{3\text{dB,T}} = 15,4^\circ$
(C)	24	90°	4	1	5	-	0,6	$\psi_{3\text{dB,R}} = 16,9^\circ$
(D)	24	90°	4	2	4	2,4	0,6	$\psi_{3\text{dB,T}} = 10,5^\circ$
(E)	24	90°	4	3	3	1,8	0,6	$\psi_{3\text{dB,T}} = 9,4^\circ$
(F)	20	90°	4	1	4	-	0,6	$\psi_{3\text{dB,R}} = 20,1^\circ$
(G)	24	120°	3	4	4	2,0	0,5	$\psi_{3\text{dB,T}} = 6,1^\circ$

Tabelle 3.1: Vergleich verschiedener Antennenkonfigurationen. ($\gamma = 0,8$).

Die Anordnungen (A) und (B) beziehen sich auf $N_{\text{seg}} = 6$ Segmente, die jeweils $\psi_{\text{seg}} = 60^\circ$ abdecken. Die Segmentgröße ψ_{seg} bestimmt den Abstand der Empfänger Δy_{R} , der hier $0,8 \lambda$ beträgt. Für jeden Sektor sind insgesamt $M + N = 4$ Antennen verfügbar. Die Anordnung nach (B) mit $M = 2$ Sendern und $N = 2$ Empfängern liefert beispielsweise eine bessere Auflösung als die Anordnung (A), die nur einen Sender, dafür aber 3 Empfänger hat.

Mit den Konfigurationen (C) bis (E) werden größere Segmente mit $\psi_{\text{seg}} = 90^\circ$ abgedeckt. Daher ist hier der Empfängerabstand mit $\Delta y_{\text{R}} = 0,6 \lambda$ geringer. Auch hier liefert die Konfiguration (E) mit gleicher Sender- und Empfängeranzahl $M = N = 3$ die beste Auflösung. Dies bestätigt, dass gleiche Anzahl an Sendern und Empfänger empfehlenswert sind.

Der Vergleich der Konfiguration (B) und (E) zeigt: Die Konfiguration (E) hat eine fast um den Faktor 2 bessere Auflösung als (B), obwohl die Gesamtanzahl an Antennen N_{tot} die selbe ist. Dies zeigt wie bereits angesprochen, dass wenige große Segmente vielen kleinen Segmenten vorzuziehen sind.

Ein abschließender Vergleich zwischen der Konfiguration (F) und (C) bzw. (D) beantwortet die Frage, ob die Hinzunahme eines zweiten Senders oder eines weiteren Empfängers zu einer Ein-Sender-Konfiguration wie in (F) die Auflösung mehr verbessert. In diesem Fall verbessert ein weiterer Sender (D) die Auflösung um etwa 43 %, während ein weiterer Empfänger (C) die Auflösung nur um etwa

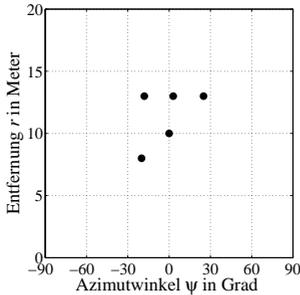
22 % verbessert. In der Konstellation (C) ist $MN = 5$, während die Konstellation (D) ein größeres Produkt $MN = 6$ hat. Dies zeigt analog zu Gl. 3.20, dass es gilt, das Produkt MN zu maximieren, und dabei, um Kosten zu sparen, $M + N$ klein zu halten.

Die Konfiguration (G) zeigt bei nur $N_{\text{seg}} = 3$ Segmenten eine noch bessere Auflösung als die Konfiguration (E). Die Anordnung (G) wird jedoch wegen ihrer großer Segmentbreite $\psi_{\text{seg}} = 120^\circ$ nicht weiter verfolgt. Zu große Segmentbreiten ψ_{seg} erfordern sehr breite Antennencharakteristiken. Zudem sind drei Segmente nachteilig, um eine Rundumsicht um ein Fahrzeug ohne fahrzeugeigene Abschattungseffekte zu erreichen. Aus diesem Grund wird als optimale Anordnung zur Abdeckung von 360° mit insgesamt $N_{\text{tot}} = 24$ Antennen die Anordnung (E) im Weiteren betrachtet. Ein solches DBF-Modul deckt mit jeweils $M = N = 3$ Sende- und Empfangsantennen ein Winkelsegment von $\psi_{\text{seg}} = 90^\circ$ ab.

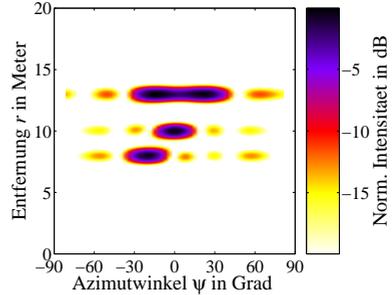
Zur Verdeutlichung der Eigenschaften der jeweiligen Antennenanordnungen sind die drei Konfigurationen (C), (D) und (E) aus Tab. 3.1 in einem Simulationsbeispiel verwendet worden. Die Ergebnisse sind in Bild 3.9 dargestellt.

Insgesamt sind 5 Punktziele simuliert worden, wovon sich drei in der selben Entfernung bei $\psi_n = -18^\circ, 3^\circ$ und 25° befinden. Die Position der Punktziele ist in Bild 3.9(a) zu sehen. Für die Simulation wurden omnidirektionale Antennen angenommen. Zur Simulation werden in Matlab die exakten Laufzeiten aus den Abständen der einzelnen Antennen und Reflektoren nach Gl. 2.1 und 2.2 berechnet. Durch eine einzelne Reflexion liegt das, um die Laufzeit verzögerte, gesendete Chirp-Signal an jedem Empfänger als Empfangssignal vor. Bei mehreren Zielen werden diese Einzelsignale phasenrichtig addiert. Für jede Sende-Empfänger-Kombination wird so das Empfangssignal als Summe aller einzelnen reflektierten Signale nach Gl. 2.10 bestimmt. An diese Simulation schließt sich die in Abschnitt 2.3 beschriebene Signalprozessierung an.

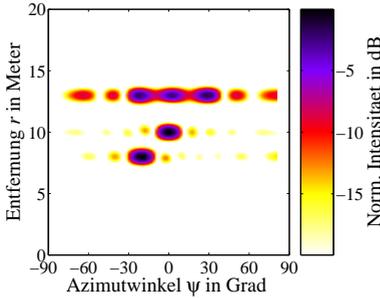
Die Intensitätsverteilungen der drei Simulationen als Funktion der Entfernung r und des Azimutwinkels ψ sind in den Bildern 3.9(b) bis 3.9(d) zu sehen. In Bild 3.9(b) reicht die Auflösung der fünf Sender nicht aus, um die drei Objekte zu trennen. In Bild 3.9(c) zeigt sich die bessere Winkelauflösung in schmalere Intensitäten bei den Zielen in $r = 8$ m und 10 m Entfernung. Die Ziele in $r = 13$ m Entfernung können nur schlecht getrennt werden. Erst in Bild 3.9(d) mit jeweils $M = N = 3$ Sende- und Empfangsantennen lassen sich die drei Ziele klar trennen.



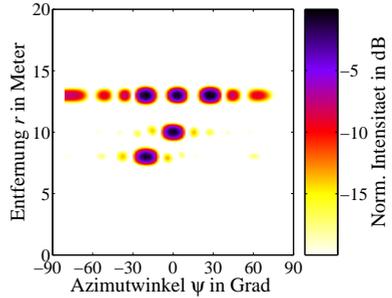
(a) Position der Punktziele.



(b) $M = 1$ Sender, $N = 5$ Empfänger, Konfiguration (C) nach Tab. 3.1: Ziele nicht trennbar.



(c) $M = 2$ Sender, $N = 4$ Empfänger, Konfiguration (D) nach Tab. 3.1: Ziele schwer trennbar.



(d) $M = 3$ Sender, $N = 3$ Empfänger, Konfiguration (E) nach Tab. 3.1: Ziele gut trennbar.

Abbildung 3.9: Simulationsbeispiele für die Konfigurationen (C),(D) und (E) nach Tab. 3.1: Bei gleicher Gesamtanzahl an Antennen verändert sich die Winkelauflösung je nach Aufteilung in Sende- und Empfangsantennen.

($f_0 = 24$ GHz, $B = 250$ MHz).

Dieser grafische Vergleich macht deutlich, wie wichtig eine Optimierung der Antennenanordnung in Bezug auf die Auflösung ist.

3.2 Anpassung von Amplitudenbelegungen auf Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF-Konfigurationen

In den bisherigen Betrachtungen wurde auf die erreichbare Auflösung unter Minimierung der Antennenanzahl eingegangen. Dabei wurde die Höhe der Nebenmaxima vernachlässigt. Zur Minimierung dieser Nebenmaxima werden in der Antennentheorie Amplitudenbelegungen für Antennengruppen eingeführt. Damit kann die Stromverteilung an den einzelnen Antennen so eingestellt werden, dass sich ein Fernfeld mit geringeren Nebenmaxima ergibt. Dabei wird generell die Amplitude der Einzelelemente zum Rand hin der Antennengruppe abgesenkt. Der Zusammenhang zwischen der Strombelegung und der Fernfeldcharakteristik wird durch die Fourier-Transformation beschrieben. Über die Synthese der Belegung zur Erzielung gewünschter Charakteristiken gibt es zahlreiche Veröffentlichungen [52, 60, 61]. Sie vergleichen die Eigenschaften verschiedener Belegungsfunktionen. Allerdings wird dazu die Anzahl der Antennenelemente sehr groß gewählt, so dass näherungsweise eine kontinuierliche Funktion über der Antennengruppe vorliegt. Bei den Antennenkonfigurationen die in Abschnitt 3.1.2 vorgestellt wurden, handelt es sich aber um diskrete Antennenkonfigurationen mit sehr wenigen Elementen. In diesem Fall ergeben die üblichen Belegungsfunktionen nicht den bekannten Effekt im Fernfeld [62, 63]. Alle bisherigen Veröffentlichungen beziehen sich außerdem auf eine Antennengruppe, die gleichermaßen zum Senden- oder Empfangen geeignet ist. Bei dem in dieser Arbeit behandelten Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF werden zwar ebenfalls eine Sende- und eine Empfangsgruppe verwendet. Aber die Sende- und Empfangsgruppe bilden für sich betrachtet jeweils keine Einheit, die bei der DBF-Prozessierung ausgewertet wird. Hier ist jede einzelne Sende- und Empfängerkombination eine für sich zu betrachtende Einheit. Insofern werden die bekannten Betrachtungen zu Antennenbelegungen dem Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF nicht gerecht.

Bisher sind Amplitudenbelegungen für Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF-Anordnungen nicht bekannt. In diesem Abschnitt wird erstmalig vorgestellt, wie für eine solche Konfiguration eine Amplitudenbelegung bestimmt werden kann [64, 65]. Hierzu wird zur Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Anordnung eine äquivalenten Antennengruppe bestimmt [66]. Als Beispiel für die Belegungsfunktion wird die Villeneuve-Belegung [67] verwendet. Sie ist eine Erweiterung der Taylor-Belegung und liefert bei wenigen Elementen niedrigere Nebenmaxima als z. B. die bekannte Hamming-Belegung.

Bei einer Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF-Anordnung ist es nicht sinnvoll, jeweils die Empfangsgruppe und die Sendegruppe mit einer eigenen Belegungsfunktion zu gewichten. In diesem Fall würde jede Gruppe mit den Zahlenbeispielen aus Abschnitt 3.1.2 nur aus 3 bis 5 Elementen bestehen. Dies ist zu wenig, um die üblichen Belegungsfunktionen sinnvoll umzusetzen. Zudem vernachlässigt die getrennte Betrachtung von Sender- und Empfangsgruppe die Kombinationen von Sende- und Empfangsantennen, die sich hier durch die DBF-Prozessierung ergeben. Um alle Sender- und Empfängerkombinationen zu betrachten, wird nun eine äquivalente Antennenanordnung eingeführt. Sie besteht nur aus einem Sender, aber MN Empfängern, so dass die Anzahl der Pfade im System erhalten bleibt. Die äquivalente Empfangsgruppe hat die gleichen Eigenschaften hinsichtlich der Winkelkompression wie die Kombination der realen Sende- und Empfangsgruppe. Sie existiert jedoch nur virtuell als Hilfsmittel zur Bestimmung der Amplitudenbelegung. Zur Berechnung der äquivalenten Antennengruppe wird die Geometrie in Bild 3.10 betrachtet.

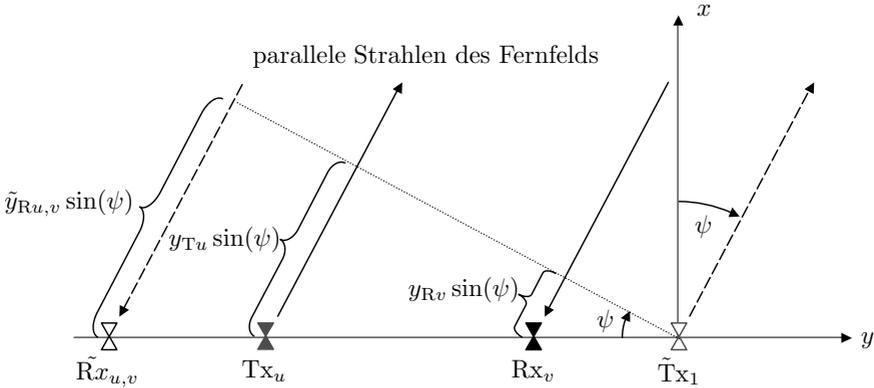


Abbildung 3.10: Geometrie zur Herleitung der äquivalenten Empfangsgruppe.

Die Kombination des realen Senders Tx_u und des realen Empfängers Tx_v wird durch den äquivalenten Sender $\tilde{T}x_1$ und den äquivalenten Empfänger $\tilde{R}x_{u,v}$ ersetzt. Dabei soll sich der Sender $\tilde{T}x_1$ im Ursprung befinden, während die Position des Empfängers $\tilde{R}x_{u,v}$ auf die y -Achse beschränkt sein soll. Unter der Annahme, dass sich das Zielobjekt im Fernfeld befindet, kann von parallelen Strahlen ausgegangen werden. Die Phasendifferenzen werden im Folgenden auf den Ursprung bezogen. Gegenüber dem Ursprung erfährt eine Welle, die vom Sender

Tx_u abgestrahlt wird, die Phasendifferenz $\varphi_{\text{Tx}u}$:

$$\varphi_{\text{Tx}u} = y_{\text{T}u} \sin(\psi) \quad (3.21)$$

Empfangsseitig findet man mit der analogen Betrachtung am Empfänger Rx_v die Phasendifferenz $\varphi_{\text{Rx}v}$ vor:

$$\varphi_{\text{Rx}v} = y_{\text{R}v} \sin(\psi) \quad (3.22)$$

Um das Sende- und Empfangspaar Tx_u und Rx_v durch den Sender im Ursprung $\tilde{\text{Tx}}_1$ und einen äquivalenten Empfänger $\tilde{\text{Rx}}_{u,v}$ zu ersetzen, muss am äquivalenten Empfänger die gleiche Phasendifferenz $\tilde{\varphi}_{\text{Rx}u,v}$ bezüglich des Ursprungs auftreten. Damit ergibt sich die Position $\tilde{y}_{\text{R}u,v}$ des äquivalenten Empfängers $\tilde{\text{Rx}}_{u,v}$ zu:

$$\begin{aligned} \tilde{\varphi}_{\text{Rx}u,v} &= \varphi_{\text{Tx}u} + \varphi_{\text{Rx}v} \\ \Rightarrow \tilde{y}_{\text{R}u,v} \sin(\psi) &= y_{\text{T}u} \sin(\psi) + y_{\text{R}v} \sin(\psi) \\ \Rightarrow \tilde{y}_{\text{R}u,v} &= y_{\text{T}u} + y_{\text{R}v} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Die Position $\tilde{y}_{\text{R}u,v}$ des äquivalenten Empfängers $\tilde{\text{Rx}}_{u,v}$ ist direkt abhängig von der Position des realen Senders $y_{\text{T}u}$ und des realen Empfängers $y_{\text{R}v}$.

In Bild 3.11 ist eine Sende- und Empfangsgruppe illustriert. Die Größe dieser Anordnung ergibt sich aus der Sendegruppe und beträgt $(M - 1)\Delta y_{\text{R}}$.

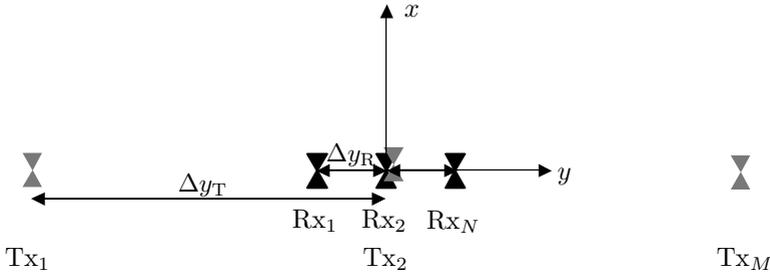


Abbildung 3.11: Reale Sende- und Empfangsgruppe.

Die äquivalente Antennenanordnung ist in Bild 3.12 gezeigt. Sie besteht aus einem Sender und $N_{\text{equiv}} = MN$ äquivalenten Empfängern, die mit $\tilde{\text{Rx}}_{1,1}$ bis $\tilde{\text{Rx}}_{M,N}$ bezeichnet sind. Die Ausdehnung der Antennengruppe ist $(M - 1)\Delta y_{\text{T}} + (N - 1)\Delta y_{\text{R}}$. Diese äquivalente Empfangsgruppe ist im Allgemeinen nicht äquidistant.

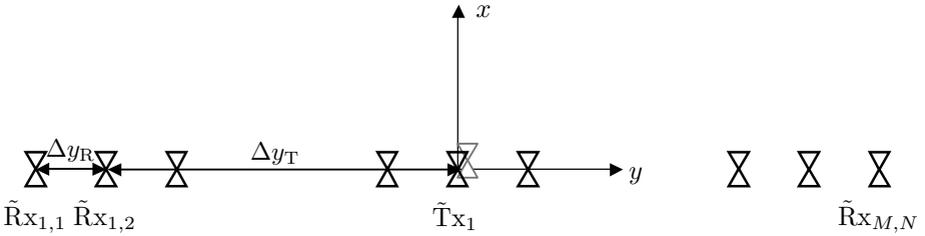


Abbildung 3.12: Äquivalente Empfangsgruppe.

Auf sie kann nun ein Belegungsfunction angewendet werden. Allgemein ist die Belegungsfunction in Tab. 3.2 durch die Koeffizienten $k_{u,v}$ beschrieben. Der Index u,v der Belegungskoeffizienten k bezieht sich auf das Sender- und Empfängerpaar Tx_u und Rx_v , die dem äquivalenten Empfänger $\tilde{R}x_{u,v}$ zu Grunde liegen. Die Wahl der Belegungsfunction kann beliebig entsprechend den Anforderungen an die Halbwertsbreite und das Niveau der Nebenmaxima erfolgen. Ist die äquivalente Empfangsgruppe nicht äquidistant, muss bei der Bestimmung der Koeffizienten darauf geachtet werden, und eine bekannte Belegung auf die Antennenpositionen angepasst werden.

$\tilde{R}x_{u,v}$	$\tilde{R}x_{1,1}$	$\tilde{R}x_{1,2}$	\dots	$\tilde{R}x_{M,N}$
$k_{u,v}$	$k_{1,1}$	$k_{1,2}$	\dots	$k_{M,N}$

Tabelle 3.2: Allgemeine Belegungsfunction für die äquivalente Empfangsgruppe.

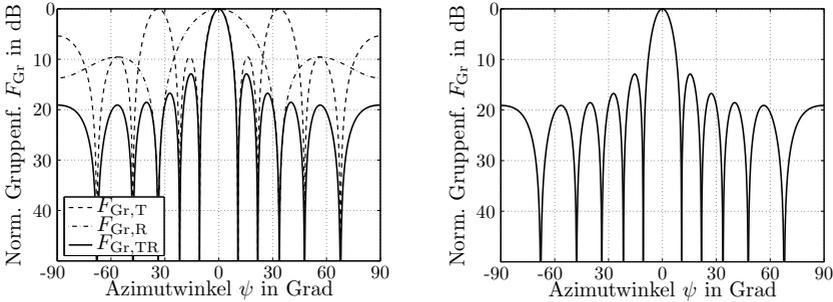
Die Belegung der äquivalenten Empfangsgruppe wird nun auf die verschiedenen Kombinationen zwischen realer Sende- und Empfangsantennen übertragen. Dazu muss der Zusammenhang nach Gl. 3.23 berücksichtigt werden, unter dem die äquivalente Antennengruppe gebildet wurde. Die Belegungsfunction wird zu einer Belegungsmatrix, wie in Tab. 3.3 zu sehen ist.

Im Allgemeinen sind die Koeffizienten für die Empfangsgruppe nicht symmetrisch und abhängig vom Senderindex u . In der Umsetzung wird sendeseitig keine Belegung angewendet. Erst auf der Empfangsseite werden abhängig von der jeweiligen Sendeantenne die Empfangssignale mit den Belegungskoeffizienten $k_{u,v}$ multipliziert.

$k_{u,v}$	Rx ₁	Rx ₂	⋯	Rx _N
Tx ₁	$k_{1,1}$	$k_{1,2}$	⋯	$k_{1,N}$
Tx ₂	$k_{2,1}$	$k_{2,2}$	⋯	$k_{2,N}$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
Tx _M	$k_{M,1}$	$k_{M,2}$	⋯	$k_{M,N}$

Tabelle 3.3: Allgemeine Belegungsmatrix für Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF.

Zur Veranschaulichung werden im Folgenden konkrete Werte angenommen. Es werden $N = 3$ Empfänger mit einem Abstand von $\Delta y_R = 0,6 \lambda$ und $M = 3$ Sender im Abstand von $\Delta y_T = 1,8 \lambda$ betrachtet. Diese Werte werden verwendet, da sie laut Tab. 3.1 die beste Auflösung bei $N_{\text{seg}} = 4$ Segmenten und insgesamt $N_{\text{tot}} = 24$ Antennen ergeben. Die Gruppenfaktoren für diese Sende- und Empfangsgruppen sind in Bild 3.13(a) gezeigt.



(a) Sende-, Empfangs-, Summengruppenfaktor. (b) Äquivalenter Empfangsgruppenfaktor.
 ($\Delta y_T = 1,8 \lambda$, $\Delta y_R = 0,6 \lambda$, $M = N = 3$).
 ($\Delta y_{R,\text{equiv}} = 0,6 \lambda$, $N_{\text{equiv}} = 9$).

Abbildung 3.13: Gruppenfaktoren der realen Sende- und Empfangsgruppe und der äquivalenten Empfangsgruppe.

Die äquivalente Empfangsgruppe hat damit $N_{\text{equiv}} = MN = 9$ Antennen in einem Abstand von $\Delta y_{R,\text{equiv}} = 0,6 \lambda$. Diese äquivalente Empfangsgruppe ist äquidistant, da der Abstand der Sender $\Delta y_T = N \Delta y_R$ beträgt. In Bild 3.13(a) ist die Summe von Sende- und Empfangsgruppe gezeigt und zum Vergleich in

Bild 3.13(b) der Gruppenfaktor der äquivalenten Empfangsgruppe. Die Übereinstimmung ist offensichtlich und bestätigt die Abbildung einer realen Sende- und Empfangsgruppe auf eine äquivalente Empfangsgruppe.

Für die Beispielkonfiguration mit MN Antennen wird eine Villeneuve-Belegung verwendet, da zu wenige Antennen vorhanden sind, um von einer kontinuierlichen Belegung auszugehen [68, 69]. Eine Villeneuve-Belegung für diskrete Antennengruppen ist das Analogon zu einer Taylor-Belegung für eine kontinuierliche Apertur [67]. Die Formeln zur Berechnung der Koeffizienten findet sich im Anhang A. Für die Konfiguration folgen die Koeffizienten $k_{u,v}$ nach Tab. 3.4.

u,v	1,1	1,2	1,3	2,1	2,2	2,3	3,1	3,2	3,3
$k_{u,v}$	0,124	0,345	0,639	0,898	1	0,898	0,639	0,345	0,124

Tabelle 3.4: Villeneuve-Belegung für äquidistante Antennenanordnung mit $N_{\text{equiv}} = 9$, Höhe der Nebenmaxima SLL = 40 dB und Villeneuve-Parameter $\tilde{n} = 5$.

Andere Belegungsfunktionen sind prinzipiell auch möglich, allerdings zeigt Bild 3.14 den Vergleich der Villeneuve-Belegung mit dem Hamming-Fenster: Bedingt durch die kleine Anzahl an Elementen sinkt das Niveau der Nebenmaxima nicht auf den bekannten Wert von -43 dB sondern nur bis auf -38 dB.

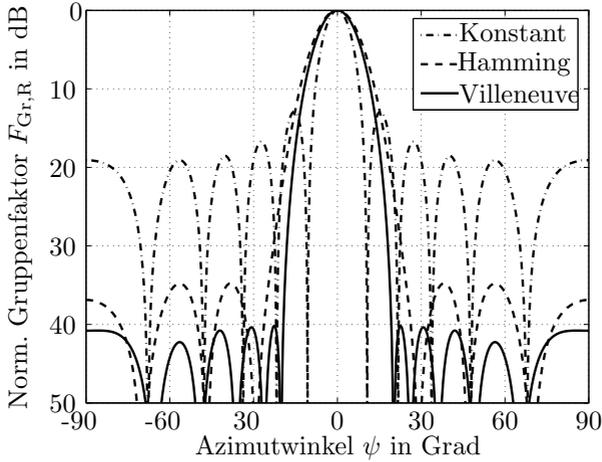


Abbildung 3.14: Gruppenfaktoren der äquivalenten Empfangsgruppe mit konstanter, Hamming- und mit Villeneuve-Belegung. ($\Delta y_R = 0,6 \lambda$, $N = 9$).

Die verwendeten Villeneuve-Belegungskoeffizienten sind in Matrix-Form in Tab. 3.5 aufgeführt. Diese Villeneuve-Faktoren wurden in der schon in Abschnitt 3.1.3 erwähnten Matlab-Simulationsumgebung für ein Punktziel verwendet.

$k_{u,v}$	Rx ₁	Rx ₂	Rx ₃
T _{x1}	0,124	0,345	0,639
T _{x2}	0,898	1	0,898
T _{x3}	0,639	0,345	0,124

Tabelle 3.5: Belegungsmatrix der Villeneuve-Belegung für Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF nach Tabelle 3.4

In Bild 3.15(a) ist das resultierende Radar-Bild mit konstanter Belegung der Antennengruppen gezeigt. Hier stellen sich die Nebenmaxima mit -13 dB ein. Dem gegenüber steht in Bild 3.15(b) die Simulation mit den Villeneuve-Koeffizienten und dem Nebenmaximaniveau von -40 dB.

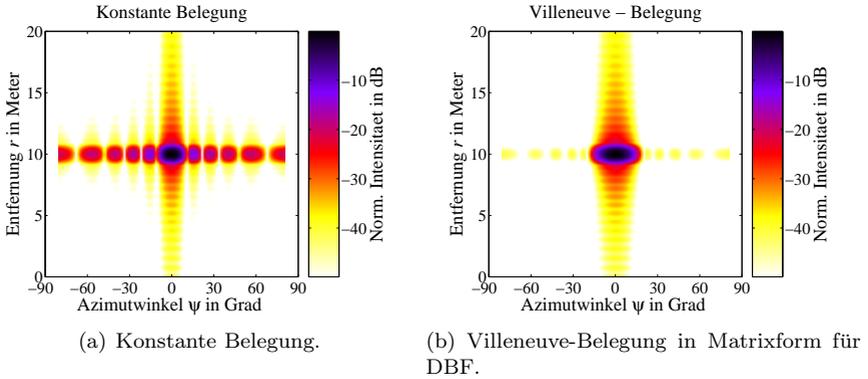


Abbildung 3.15: Einfluss der Antennenbelegung bei einer Radar-Simulation eines Punktziels bei $r = 10$ m, $\psi_n = 0^\circ$. ($y_T = 1,8 \lambda$, $y_R = 0,6 \lambda$, $M = N = 3$, $B = 250$ MHz).

Die Abbildung einer Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF-Konfiguration auf eine äquivalente Empfangsgruppe und einem Sender erlaubt die Anwendung bekannter Amplitudenbelegungen und somit die Reduktion der Nebenmaxima auch bei Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF mit nur wenigen Elementen. Dieses Verfahren wurde zum Patent angemeldet [64]. Die in diesem Abschnitt verwendete Villeneuve-Belegung ergibt insbesondere bei Antennenanordnungen mit wenigen Elemente sehr gute Ergebnisse.

3.3 Aspekte bei der Umsetzung von Mehr-Sender-Konfigurationen

Mit den obigen Betrachtungen zeigt sich, dass durch die Verwendung mehrerer Sender bei nur kleinem Mehraufwand eine wesentlich bessere Winkelauflösung erreicht werden kann. Mehr-Sender-Konfigurationen erfordern eine Diversität der Sendesignale. Um dies zu erreichen, können prinzipiell die bekannten Diversitätsverfahren angewandt werden. Das einfachste Verfahren ist die Zeitdiversität, bei der die Sender nacheinander senden. In realen Umgebungen wie im Straßenverkehr wird sich sowohl das Fahrzeug, das mit einem DBF-Sensor ausgestattet ist, als auch die Ziele auf der Straße bewegen. Damit kommt die Frage auf, ob für reale

Szenarien eine Mehr-Sender-Konfiguration mit sequentiell geschalteten Sendern überhaupt geeignet ist. Die Folgen, die die Dynamik des Szenarios auf die DBF-Prozessierung hat, werden in Abschnitt 3.3.1 diskutiert. In Abschnitt 3.3.2 wird die Auswirkung zeitlich geschalteter Sender auf das Signal-zu-Rauschverhältnis untersucht.

3.3.1 Auswirkung der Bewegung auf die Winkelmessung

Bei sequentiell geschalteten Sendern werden für jeden Sender die Empfangssignale der einzelnen Empfangsantennen gespeichert. Man erhält somit bei M Sendern und N Empfängern MN Empfangssignale. Allerdings vergeht zwischen der Messung mit dem ersten Sender und der Messung mit dem letzten Sender Zeit, in der sich die Umgebung geändert haben kann. In diesem Fall sind die Sendesignale nicht mehr kohärent zueinander und es entstehen Phasenfehler, welche die DBF-Prozessierung verfälschen [70]. Phasenfehler bewirken im Allgemeinen eine Veränderung der Winkelkompression. Analog zu phasengesteuerten Gruppenantennen können Phasenfehler bei DBF zu einer Verkleinerung, Verschiebung und Verbreiterung des Hauptmaximums und auch zu einem Anstieg der Nebenmaxima führen. Bei der Winkelmessung mit DBF-Radar ist die Verschiebung des Hauptmaximums am auffälligsten, so dass auf diesen Effekt hier näher eingegangen wird.

Bei der Phasenfehleranalyse werden die folgenden Eigenschaften zur Vereinfachung ausgenutzt:

- Nur die relative Geschwindigkeit zwischen Radar-Sensor und Zielobjekt ist von Bedeutung. Insofern können die Fälle „statisches Radar - dynamisches Ziel“, „dynamisches Radar - statisches Ziel“ und „dynamisches Radar - dynamisches Ziel“ anschaulich durch ein statisches Radar und ein dynamisches Ziel mit der entsprechenden Relativgeschwindigkeit dargestellt werden.
- Jede relative Geschwindigkeit lässt sich in eine radiale und eine tangentialen Bewegungskomponenten zerlegen. Diese beiden Anteile werden zur Vereinfachung einzeln betrachtet.
- Sender und Empfänger sind für die Azimutkompression bei DBF äquivalent. Das bedeutet, dass ein DBF-System bestehend aus einem Sender und mehreren Empfängern die gleichen Eigenschaften hat wie ein DBF-System mit einem Empfänger und mehreren Sendern. Die Phasenfehler,

die sich durch das zeitlich versetzte Senden bei mehreren Sendern in einem dynamischen Szenario ergeben, sind daher die gleichen, wie die, die sich durch das zeitlich versetzte Empfangen bei mehreren sequentiell geschalteten Empfängern ergeben¹. Entscheidend ist lediglich die Zeitdauer, in der alle Messungen durchgeführt werden.

Radiale Bewegung

Betrachtet wird ein DBF-System mit mehreren sequentiellen Sendern und mehreren parallelen Empfängern. Das Zielobjekt bewegt sich radial im Fernfeld. Dies bewirkt eine Veränderung der Position um Δs und eine Veränderung der Frequenz um die Doppler-Frequenz f_D . Die Messung mit sequentiell geschalteten Sendern ist in Bild 3.16 dargestellt. Zum Zeitpunkt t_1 sendet der Sender Tx_1 und alle Empfänger digitalisieren das die jeweiligen Empfangssignale. Nach der Zeit $\Delta t = 1/PRF$ sendet der zweite Sender Tx_2 . In dieser Zeit hat sich das Zielobjekt um Δs bewegt.

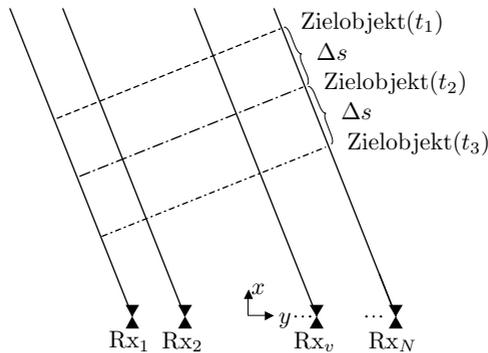


Abbildung 3.16: Schematischer zeitlicher Ablauf einer radialen Bewegung. Zwischen den Zeitpunkten t_1 , t_2 und t_3 des sequentiellen Sendens hat sich das Zielobjekt im Fernfeld radial um die Strecke Δs bewegt.

Im Zusammenhang mit dynamischen Bewegungen ist auch der Doppler-Effekt zu betrachten. Er bewirkt, dass in den Gleichungen des Empfangssignals (Gl. 2.19)

¹Dieses Verfahren könnte in der Praxis eingesetzt werden, um A/D-Wandler und unter Umständen auch Mischer im Aufbau einzusparen.

und des entfernungskomprimierten Signals (Gl. 2.20) die Frequenz f_0 durch $f_0 + f_D$ zu ersetzen ist. Für das entfernungs- und azimutkomprimierte Signal gilt analog zu Gl. 2.24 unter Berücksichtigung der radialen Bewegung und des Doppler-Effekts:

$$\begin{aligned}
 f_{AC}(\psi_0) &= \sum_{u=1}^M \sum_{v=1}^N k_{u,v} \cdot \left[e^{-j2\pi \frac{f_0}{c_0} K_{AC}(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, \psi_0)} \right]^* \\
 &\quad e^{-j2\pi \frac{f_0 + f_D}{c_0} (R_{Txu}(t) + R_{Rxv}(t))} \\
 &\approx \sum_{u=1}^M \sum_{v=1}^N k_{u,v} \cdot \left[e^{-j2\pi \frac{f_0}{c_0} (K_{AC}(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, \psi_0))} \right]^* \\
 &\quad e^{-j2\pi \frac{f_0 + f_D}{c_0} (\tilde{R}_{Txu} + \tilde{R}_{Rxv} + 2\Delta s(t))} \\
 &\approx e^{-j \frac{2\pi}{c_0} 2r_n} \sum_{u=1}^M \sum_{v=1}^N k_{u,v} \cdot \left[\underbrace{e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (|\vec{y}_{Tu}|^2 + |\vec{y}_{Rv}|^2)} \left(\frac{f_0}{2r_n} + \frac{f_D}{2r_n} - \frac{f_0}{2r_0} \right)}_{\text{Nahfeldterm}} \right] \\
 &\quad e^{j2\pi \frac{f_0}{c_0} (x_{Tu} + x_{Rv})} (\cos(\psi_n) - \cos(\psi_0)) \\
 &\quad e^{j2\pi \frac{f_0}{c_0} (y_{Tu} + y_{Rv})} (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0)) \\
 &\quad \underbrace{e^{j2\pi \frac{f_D}{c_0} (x_{Tu} + x_{Rv})} \cos(\psi_n)}_{\text{Doppler-Terme}} \underbrace{e^{j2\pi \frac{f_D}{c_0} (y_{Tu} + y_{Rv})} \sin(\psi_n)}_{\text{rad. Bewegungsterm}} \underbrace{e^{-j2\pi \frac{f_0 + f_D}{c_0} 2\Delta s(t)}}_{\text{rad. Bewegungsterm}} \Big]
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Dabei wird die Wegänderung durch $R_{Txu}(t) + R_{Rxv}(t) = \tilde{R}_{Txu} + \tilde{R}_{Rxv} + 2\Delta s(t)$ berücksichtigt. Zur Veranschaulichung wird nun auf eine äquidistante Mehr-Sender-Konfiguration bei $x = 0$ übergegangen, bei der die Sender sequentiell mit der Pulswiederholrate PRF geschaltet werden und die Empfänger parallel empfangen. Damit ist die einfache Wegdifferenz für zwei aufeinander folgenden Sendesignale $\Delta s = v_{r,\text{rel}}/\text{PRF}$. Allgemein ist die einfache Wegdifferenz Δs mit $\Delta s = u \cdot v_{r,\text{rel}}/\text{PRF}$ bezüglich der Position beim ersten Sendern linear vom Senderindex u abhängig. Analog zu Gl. 2.25 lautet das winkelkomprimierte Signal

unter Berücksichtigung der radialen Bewegung:

$$\begin{aligned}
 f_{AC}(\psi_0) &= \sum_{u=1}^M \left[e^{j2\pi \frac{f_D}{c_0} u \Delta y_T (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))} \underbrace{e^{j2\pi \frac{f_D}{c_0} u \Delta y_T \sin(\psi_n)}}_{\text{Doppler-Term}} \underbrace{e^{-j2\pi \frac{f_0 + f_D}{c_0} 2u \Delta s}}_{\text{Bewegungsterm}} \right] \\
 &\cdot \sum_{v=1}^N \left[e^{j2\pi \frac{f_D}{c_0} v \Delta y_R (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))} \underbrace{e^{j2\pi \frac{f_D}{c_0} v \Delta y_R \sin(\psi_n)}}_{\text{Doppler-Term}} \right] \\
 &= \frac{\sin \left(\frac{\pi M}{\lambda} \Delta y_T \left(\left(1 + \frac{f_D}{f_0} \right) (\sin(\psi_n) + \frac{2\Delta s}{\Delta y_T}) - \sin(\psi_0) \right) \right)}{\underbrace{\sin \left(\frac{\pi}{\lambda} \Delta y_T \left(\left(1 + \frac{f_D}{f_0} \right) (\sin(\psi_n) + \frac{2\Delta s}{\Delta y_T}) - \sin(\psi_0) \right) \right)}_{\text{Sendegruppe}}} \\
 &\cdot \frac{\sin \left(\frac{\pi N}{\lambda} \Delta y_R \left(\left(1 + \frac{f_D}{f_0} \right) \sin(\psi_n) - \sin(\psi_0) \right) \right)}{\underbrace{\sin \left(\frac{\pi}{\lambda} \Delta y_R \left(\left(1 + \frac{f_D}{f_0} \right) \sin(\psi_n) - \sin(\psi_0) \right) \right)}_{\text{Empfangsgruppe}}}
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

Durch die additiven Terme im Argument der Sinusfunktion erfolgt eine Verschiebung des Hauptmaximums durch die Winkelkompression der Sendegruppe.

Es wird nun die Auswirkung der Radialgeschwindigkeit auf das winkelkomprimierte Signal untersucht. In Gl. 3.25 entspricht dies einer Untersuchung des Empfangsgruppenfaktors. Der Empfangsgruppenfaktor ist nur durch den Doppler-Effekt beeinflusst, da bei der Herleitung davon ausgegangen wurde, dass alle Empfänger parallel arbeiten. Der Faktor $1 + f_D/f_0$ kann als $1 + f_D/f_0 \approx 1$ angenähert werden, da $f_D/f_0 = 2v_{r,\text{rel}}/c_0 \simeq 0$ ist. Damit zeigt sich, dass der Doppler-Effekt auf die Prozessierung mit DBF keinen Einfluss hat.

Deshalb kann der Faktor $2\Delta s/\Delta y_T = 2v_{r,\text{rel}}/(\Delta y_T \text{PRF})$ auch im Sendegruppenfaktor mit $(1 + f_D/f_0) \approx 1$ angenähert werden. Dadurch bleibt der Summand übrig, der eine Maximumverschiebung bewirkt. Das Maximum des Sendegruppenfaktors nach Gl. 3.25 entsteht, wenn das Argument der Sinus-Funktion gleich 0 ist, also wenn:

$$\psi_n = \arcsin \left(\sin(\psi_0) - \frac{2\Delta s}{\Delta y_T} \right) \tag{3.26}$$

Die Verschiebung des Hauptmaximums $\Delta\psi_{\max}$ zwischen dem Fokussierungswinkel und dem tatsächlichen Objektwinkel ist damit:

$$\begin{aligned} \Delta\psi_{\max} &= |\psi_n - \psi_0| \\ &= \left| \arcsin \left(\sin(\psi_0) - \frac{2v_{r,\text{rel}}}{\Delta y_T \text{PRF}} \right) - \psi_0 \right| \end{aligned} \quad (3.27)$$

In dieser Darstellung wird deutlich, dass die Verschiebung des Maximums von der Winkelposition des Objekts abhängig ist. Außerdem geht der Elementabstand in die Winkelverschiebung mit ein.

In Bild 3.17 ist die Verschiebung des Maximums $\Delta\psi_{\max}$ in Abhängigkeit von dem Objektwinkel ψ_n gezeigt. Hierbei beträgt der Antennenabstand $\Delta y_T = 1,8 \lambda$. An der Ordinate ist der Parameter $2v_{r,\text{rel}}/(\Delta y_T \text{PRF})$ aufgetragen. Durch dieses Produkt wird die Winkelverschiebung $\Delta\psi_{\max}$ nach Gl. 3.27 beschrieben. Zur Verdeutlichung sind drei Beispiele eingezeichnet. Sie zeigen, dass auch bei großen Geschwindigkeiten mit einer hohen Pulswiederholrate der Winkelfehler dennoch gering sein kann.

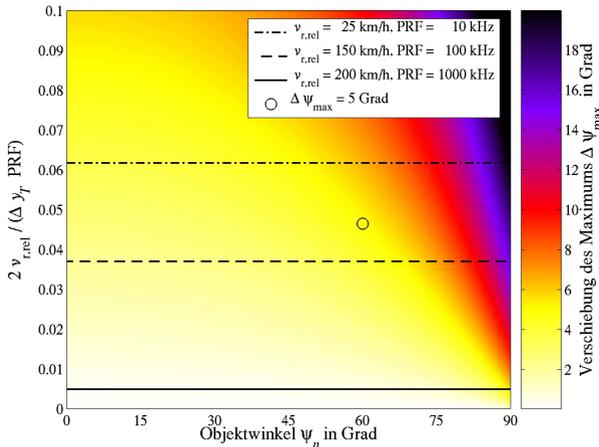


Abbildung 3.17: Maximumverschiebung $\Delta\psi_{\max}$ einer radialen Bewegung im Fernfeld bei sequentiellem Senden. ($\Delta y_T = 1,8 \lambda$, $M = 3$, $f_0 = 24 \text{ GHz}$).

Bei der Bewertung der Grafik muss darauf geachtet werden, dass bedingt durch die Größe der einzelnen Segmente Objektwinkel nur bis $\psi_n = 45^\circ$ oder $\psi_n = 60^\circ$ zu erwarten sind. Mit Gl. 3.27 lässt sich bei maximal vertretbarer Winkelverschiebung $\Delta\psi_{\max}$ die minimale Pulswiederholrate PRF bestimmen, wenn man eine Annahme über die maximal auftretende Relativgeschwindigkeit $v_{r,\text{rel}}$ macht. Um in einem Bereich bis $\psi_n = 60^\circ$ die Winkelverschiebungen unter $\Delta\psi_{\max} \leq 5^\circ$ zu halten, muss der Quotient $2v_{r,\text{rel}}/(\Delta y_T \text{PRF})$ kleiner sein als 0,047. Dieser Wert ist als Kreis in Bild 3.17 markiert. Um bei einer Relativgeschwindigkeiten bis $v_{r,\text{rel}} \leq 200 \text{ km/h}$ diese Spezifikation einzuhalten, muss die Pulswiederholrate damit mindestens $\text{PRF} \geq 105 \text{ kHz}$ betragen.

Tangentiale Bewegung

Analog zur radialen Bewegung im vorigen Abschnitt wird hier die tangentielle Bewegung für ein System bestehend aus mehreren sequentiell geschalteten Sendern und mehreren parallelen Empfängern betrachtet. Zur Betrachtung der tangentialen Bewegung wird eine konstante Winkelgeschwindigkeit angenommen. Dies ist in Bild 3.18 verdeutlicht.

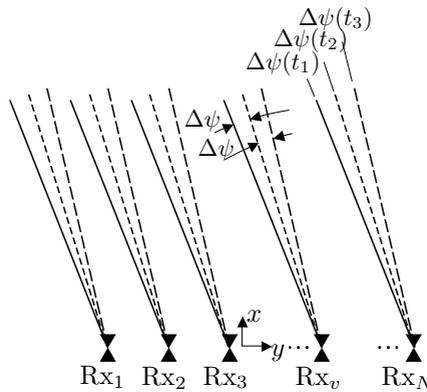


Abbildung 3.18: Schematischer zeitlicher Ablauf einer tangentialen Bewegung. Zwischen den Zeitpunkten t_1 , t_2 und t_3 des sequentiellen Sendens hat sich das Zielobjekt im Fernfeld tangential um den Winkel $\Delta\psi$ bewegt.

Durch die relative Bewegung mit der relativen tangentialen Geschwindigkeit $v_{t,\text{rel}}$ verschiebt sich das Zielobjekt im Abstand r_n zwischen zwei mit der Puls-wiederholrate PRF aufeinander folgenden Sendesignalen um:

$$\Delta\psi = \frac{v_{t,\text{rel}}}{r_n \text{PRF}} \quad (3.28)$$

Die Signale, die den unterschiedlichen Sendern entsprechen, haben deswegen unterschiedliche Phasenlagen. Dabei sei:

$$\psi(t_1) = \psi_n \quad \text{und} \quad \psi(t_u) = \psi_n + (u - 1)\Delta\psi \quad (3.29)$$

Für die Winkelkompression einer äquidistanten Antennenanordnung bedeutet dies analog zu Gl. 2.25:

$$f_{\text{AC}}(\psi_0) = \sum_{u=1}^M e^{j2\pi \frac{f_0}{c_0} u \Delta y_{\text{T}}} \left(\sin(\psi_n + (u-1)\Delta\psi) - \sin(\psi_0) \right) \cdot \sum_{v=1}^N e^{j2\pi \frac{f_0}{c_0} v \Delta y_{\text{R}}} \left(\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0) \right) \quad (3.30)$$

Die Winkelverschiebung hat nur auf die Sendegruppe Auswirkungen, da die Empfänger parallel arbeiten. Der Zusammenhang kann analytisch nicht weiter vereinfacht werden. In Bild 3.19 ist die Winkelverschiebung der Sendegruppe über dem Objektwinkel ψ_n und der Winkelverschiebung $\Delta\psi$ aufgetragen. Bei kleinen Objektwinkeln ψ_n dominiert die durch die Bewegung hervorgerufene Winkelverschiebung $\Delta\psi$, so dass hier die Verschiebung des Maximums $\Delta\psi_{\text{max}}$ größer ist.

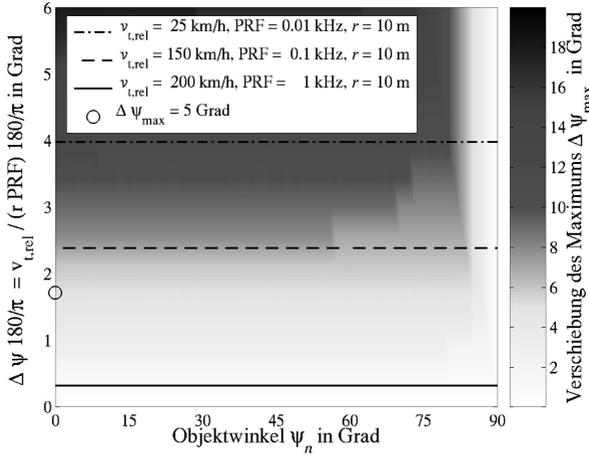


Abbildung 3.19: Maximumverschiebung $\Delta\psi_{\max}$ einer tangentialen Bewegung im Fernfeld bei sequentiellem Senden. ($\Delta y_T = 1,8 \lambda$, $M = 3$, $f_0 = 24 \text{ GHz}$).

Um auch im Fall der tangentialen Bewegung die Winkelverschiebung $\Delta\psi_{\max}$ unter 5° zu halten, muss bei einem Abstand von $r = 5 \text{ m}$ und einer relativen Geschwindigkeit von $v_{t,\text{rel}} = 200 \text{ km/h}$ die Pulswiederholrate größer sein als $\text{PRF} \geq 372 \text{ Hz}$. Dieser Wert ist in Bild 3.19 durch einen Kreis markiert.

Zusammenfassung der Auswirkungen der Bewegung auf die Winkelmessung

Der Vergleich von radialer und tangentialer Bewegung und deren Auswirkung auf die Winkelprozessierung bei sequentiellem Senden zeigt, dass die radiale Bewegungskomponente die maßgebliche ist. Dieses Ergebnis lässt sich auch auf sequentielles Empfangen übertragen. Bei ähnlicher Geschwindigkeit und ähnlicher Verschiebung des Hauptmaximums muss die geforderte Pulswiederholrate bei radialer Bewegung im Kilohertzbereich liegen, während bei tangentialer Bewegung eine Pulswiederholrate im Bereich einiger Hertz ausreichend ist. Ganz konkret ist dies am Beispiel eines sich in der Entfernung $r_n = 5 \text{ m}$ mit der Geschwindigkeit $v_{\text{Ziel}} = 200 \text{ km/h}$ bewegendes Ziels aufgezeigt worden. Wird eine maximale Winkelverschiebung von $\Delta\psi_{\max} = 5^\circ$ zugelassen, ist bei einer tangentialen Bewegung eine Pulswiederholrate von etwa $\text{PRF} \approx 400 \text{ Hz}$ erforderlich, während sie bei ei-

ner radialen Bewegung mindestens $\text{PRF} \gtrsim 100 \text{ kHz}$ betragen muss. Für die Verschiebung des Maximums $\Delta\psi_{\text{max}}$ ist nicht die Doppler-Verschiebung, sondern die Laufzeitänderung durch die Wegänderung ausschlaggebend. Eine abschließende Abschätzung nach oben für die Winkelverschiebung $\Delta\psi_{\text{max}}$ und die erforderliche Pulswiederholrate PRF ist damit in Gl. 3.27 durch den Zusammenhang für die radiale Bewegungskomponente gegeben.

3.3.2 Auswirkung auf das Signal-zu-Rausch-Verhältnis

Bei der Verwendung einer Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Konfiguration ermöglichen sequentiell geschaltete Sender zusätzlich zu empfangsseitigem DBF auch sendeseitiges DBF. Auf der Empfangsseite kann mit parallel arbeitenden Empfängern empfangen werden. Vor diesem Hintergrund tritt die Frage auf, ob es durch das sequentielle Schalten der Sender zu Verlusten im Signal-zu-Rausch-Verhältnis kommt. Diese Frage wird im Folgenden diskutiert.

Zur Betrachtung werden zwei Systeme miteinander verglichen. Empfangsseitig werden in beiden Fällen durch die gleichen Antennen die Signale empfangen. Sendeseitig wird jedoch zwischen sequentiell und parallelem Senden unterschieden, wie es in Bild 3.20 verdeutlicht wird:

- *Sequentielles Senden*

Die M Sendeantennen werden nacheinander angesteuert. Dies ist in Bild 3.20(a) durch die an den verschiedenen Antennen zeitverschoben anliegenden Pulse dargestellt. Durch das sequentielle Senden kann in der Prozessierung digital der Strahl der Sendegruppe geschwenkt werden.

- *Paralleles Senden*

Die M Sendeantennen werden gleichzeitig angesteuert. Hierdurch entsteht ein fester Gruppenfaktor, dessen Hauptmaximum nicht mehr verändert werden kann. Mit dieser Anordnung kann nur empfangsseitig DBF verwendet werden. Die Summation der Sendesignale in Bild 3.20(b) verdeutlicht den fest eingestellten Sendestrahle.

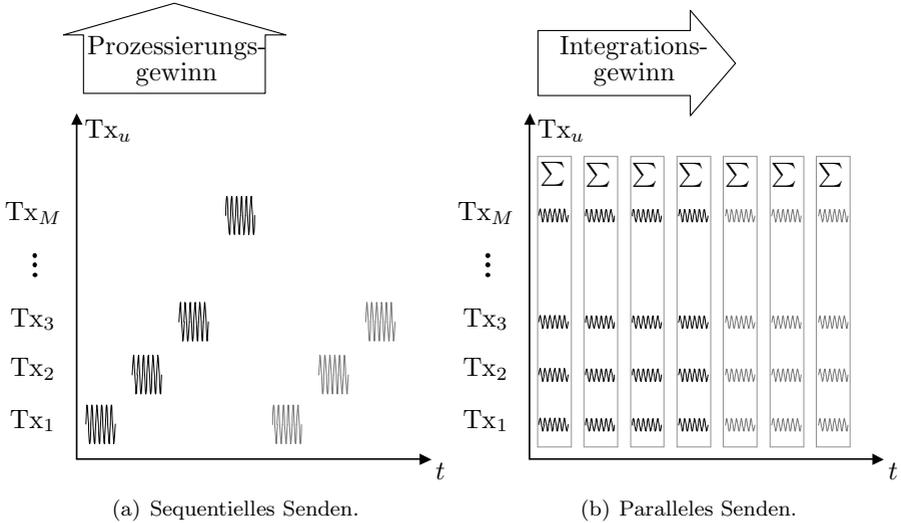


Abbildung 3.20: Schema der Sendesignale bei sequentiellem und parallelem Senden. Unterschiedliche Amplituden zeigen unterschiedliche Sendeleistungen an. Beim sequentiellen Senden ist jeweils nur ein Sender aktiv, beim parallelen Senden sind alle Sender gleichzeitig aktiv.

Für das durch ein Punktziel hervorgerufene Signal-zu-Rausch-Verhältnis gilt je nach Sendertyp der Zusammenhang:

$$\begin{aligned}
 \frac{S}{N_T} \Big|_{\text{seq}} &= P_{T,\text{seq}} \cdot \underbrace{G_{T,\text{seq}} \cdot G_{T,AC,\text{seq}}}_{\text{Sendeseitiger Gewinn}} \cdot \underbrace{\frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 r^4} \sigma}_{\text{Daempfung}} \cdot G_{RC} \cdot G_{\text{Int,seq}} \cdot \underbrace{G_R \cdot G_{R,AC,\text{seq}}}_{\text{Empfangss. Gewinn}} \cdot \\
 &\quad \frac{1}{N_T \cdot N_{\text{Sys}}}
 \end{aligned}
 \tag{3.31}$$

$$\frac{S}{N_T} \Big|_{\text{par}} = P_{T,\text{par}} \cdot \underbrace{G_{T,\text{par}} \cdot G_{T,\text{GF},\text{par}}}_{\text{Sendeseitiger Gewinn}} \cdot \underbrace{\frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 r^4} \sigma}_{\text{Daempfung}} \cdot G_{\text{RC}} \cdot G_{\text{Int},\text{par}} \cdot \underbrace{G_{\text{R}} \cdot G_{\text{R},\text{AC},\text{par}}}_{\text{Empfangss. Gewinn}} \cdot \frac{1}{N_T \cdot N_{\text{Sys}}} \quad (3.32)$$

Um die beiden Signal-zu-Rausch-Verhältnisse beim sequentiellen Senden $\frac{S}{N_T} \Big|_{\text{seq}}$ und beim parallelen Senden $\frac{S}{N_T} \Big|_{\text{par}}$ tatsächlich vergleichen zu können, werden für die Größen folgende Annahmen getroffen:

- *Sendeleistung* P_T

Die pro Puls insgesamt abgestrahlte Sendeleistung sei in beiden Fällen gleich. Im Fall des parallelen Sendens wird die Gesamtleistung P_T auf M Antennen aufgeteilt. Es gilt:

$$P_{T,\text{seq}} = P_{T,\text{par}} = P_T \quad (3.33)$$

- *Antennengewinn* G_T, G_R

Beim sequentiellen und parallelen Senden sollen die gleichen Winkelbereiche ausgeleuchtet werden:

$$\psi_{3\text{dB},T,\text{seq}} = \psi_{3\text{dB},T,\text{par}} = \psi_{3\text{dB},T} \quad \text{und} \quad \theta_{3\text{dB},T,\text{seq}} = \theta_{3\text{dB},T,\text{par}} = \theta_{3\text{dB},T} \quad (3.34)$$

Daraus ergeben sich die Gewinne der jeweiligen Antennenanordnung. Im Fall des sequentiellen Sendens ist der Ausleuchtbereich der Antennenanordnung der physikalische Ausleuchtbereich eines Antennenelements. Deshalb gilt mit dem Zusammenhang nach [50]:

$$\psi_{3\text{dB},T,\text{seq}} \cdot \theta_{3\text{dB},T,\text{seq}} = \frac{k}{G_{T,\text{seq}}} \quad (3.35)$$

Im Fall des parallelen Sendens wird der physikalische Ausleuchtbereich durch das Einzelement und den Gruppenfaktor bestimmt. Deshalb gilt hier:

$$\psi_{3\text{dB},T,\text{par}} \cdot \theta_{3\text{dB},T,\text{par}} = \frac{k}{G_{T,\text{par}} \cdot G_{T,\text{GF},\text{par}}} = \frac{k}{G_{T,\text{par}} \cdot M} \quad (3.36)$$

Daraus folgt:

$$G_{T,\text{seq}} = M \cdot G_{T,\text{par}} = G_T \quad (3.37)$$

Das bedeutet, dass sich die Sendeantennen im sequentiellen und im parallelen Fall unterscheiden. Im Fall des parallelen Sendens müssen die Einzelelemente einen größeren Winkelbereich ausleuchten, damit durch die Gruppenfaktorbildung tatsächlich der selbe Winkelbereich ausgeleuchtet wird im sequentiellen Fall ². Die Empfangsantennen hingegen sind im sequentiellen und parallelen Fall identisch, so dass gilt:

$$G_{R,seq} = G_{R,par} = G_R \quad (3.38)$$

- *Winkelprozessierungsgewinn* $G_{R,AC}$, $G_{T,AC,seq}$, $G_{T,GF,par}$
 In beiden Fällen wird empfangsseitig mit DBF prozessiert. Da hier die gleiche Antennenanordnung vorliegt, ist der empfangsseitige Winkelprozessierungsgewinn $G_{R,AC}$ gleich der Empfangsantennenanzahl N :

$$G_{R,AC,seq} = G_{R,AC,par} = G_{R,AC} = N \quad (3.39)$$

Sendeseitig gibt es nur beim sequentiellen Senden einen Winkelprozessierungsgewinn $G_{T,AC,seq}$. Beim parallelen Senden entspricht dies dem Gewinn durch den Gruppenfaktor $G_{T,GF,par}$ und ist durch die Anzahl der Sendeantennen M gegeben:

$$G_{T,AC,seq} = G_{T,GF,par} = M \quad (3.40)$$

- *Integrationsgewinn* G_{Int}
 Im Fall des parallelen Sendens stehen zur Pulsintegration M mal so viele Pulse zu Verfügung wie im Fall des sequentiellen Sendens. Es werden hier für den parallelen Fall kohärente Signale angenommen, da diese auch für den seriellen Fall zwingend sind. Für den Integrationsgewinn G_{Int} gilt daher [48]:

$$G_{Int,par} = M \cdot G_{Int,seq} \quad (3.41)$$

- *Entfernungsprozessierungsgewinn* G_{RC}
 Der Entfernungsprozessierungsgewinn entsteht durch die Pulskompression und ist für die beiden Fälle identisch.

²Es wäre auch denkbar, die Bedingung so zu stellen, dass die Winkelkompression beim sequentiellen Senden und der Gruppenfaktor beim parallelen Senden die gleichen Eigenschaften aufweisen müssen. In diesem Fall ist das Signal-zu-Rausch-Verhältnis jedoch nur für Punkte innerhalb dieses festen, durch das parallele Senden gegebenen, Winkelbereichs zu beschreiben. Da DBF ein abbildendes, zweidimensionales Abbildungsverfahren ist, wird hier jedoch auf die flexible Fokussierung auf jeden Winkel innerhalb des Ausleuchtbereichs mehr Wert gelegt.

- *Rauschen* $N_T \cdot N_{Sys}$

Das Rauschen wird in beiden Fällen durch das thermische Rauschen N_T und die Rauschzahl N_{Sys} des Systems, die alle Rauschquellen in den Schaltungen zusammenfasst, bestimmt.

Durch Einsetzen der Zusammenhänge in Gl. 3.31 und 3.32 zeigt sich, dass sowohl im sequentiellen Fall als auch im parallelen Fall das gleiche Signal-zu-Rausch-Verhältnis entsteht:

$$\frac{S}{N_T} = \frac{S}{N_T} \Bigg|_{\text{seq}} = \frac{S}{N_T} \Bigg|_{\text{par}} = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 r^4} \sigma \cdot G_{RC} \cdot M \cdot N \cdot \frac{1}{N_T \cdot N_{Sys}} \quad (3.42)$$

In Worten ausgedrückt bedeutet dies:

Die kohärente Integration mehrerer Pulse im parallelen Fall bringt eine Verbesserung des Signal-zu-Rauschverhältnisses gegenüber dem sequentiellen Senden. Dem gegenüber steht jedoch im sequentiellen Fall der Prozessierungsgewinn der Sendegruppe durch DBF. Die Verwendung mehrere sequentiell geschalteter Sender bringt damit keine Veränderung des Signal-zu-Rausch-Verhältnis, bietet jedoch eine bessere Winkelauflösung im gesamten ausgeleuchteten Gebiet.

3.4 Fazit

In diesem Kapitel wurden die Systemparameter von Digital Beamforming definiert. Hierbei stand die konkrete Anwendung in einem Rundumsicht-Radar im Vordergrund. Die zentrale Frage, wie man mit möglichst wenigen Antennen ein definiertes Gebiet abbildet, so dass eine hohe Auflösung bei niedrigerem Nebenmaximaniveau erreicht werden kann, wurde diskutiert und konnte in diesem Kapitel umfassend beantwortet werden:

- Um dieses Optimum zu erreichen, soll der abzubildende Winkelbereich in möglichst große Teilbereiche unterteilt werden.
- Innerhalb dieser Teilbereiche ist es von Vorteil mit der gleichen Anzahl von Sendern und Empfängern zu arbeiten.
- Neben der guten Auflösung lässt sich durch die Anwendung von speziell für Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF-Konfigurationen neu entwickelten Belegungsmatrizen auch ein niedrigeres Nebenmaximaniveau erreichen. Hierbei werden die Sender sequentiell geschaltet.

- Bei der Anwendung zeitlich geschalteter Sender in dynamischen Szenarien ist zu beachten, dass vor allem radiale Bewegungskomponenten zu einer Verschiebung des Hauptmaximums führen. Diesem Effekt ist durch eine der Relativgeschwindigkeit angepassten Pulswiederholrate entgegenzuwirken. Darüber hinaus sind auch Kompensationsverfahren der Eigengeschwindigkeit denkbar oder die Kodierung der Sendesignale.
- Im Hinblick auf das Signal-zu-Rausch-Verhältnis steht dem zunächst durch das sequentielle Senden verkleinerten Integrationsgewinn der gleich große Prozessierungsgewinn des sendeseitigen DBF gegenüber.

Mit den in diesem Kapitel gezeigten optimierten Antennenanordnungen, den neu entwickelten Belegungsmatrizen und den für reale Szenarien gemachten Untersuchungen erweist sich Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF als ein geeignetes Mittel, um auch dynamische Szenarien zweidimensional abzubilden.

4 Erweiterung des Digital Beamforming-Konzepts auf frequenzmodulierte Signale

Im klassischen Sinn beschränkt sich DBF auf monofrequente Signale und es werden zur Winkelkompression die Phasendifferenzen an verschiedenen Empfängern bezüglich der Trägerfrequenz ausgewertet. Zur Zeit werden bereits modulierte Signale zur Entfernungsmessung in Kombination mit DBF verwendet. Ihr Modulationsindex ist jedoch so gering, dass die Modulation bei der DBF-Prozessierung bisher vernachlässigt wurde und die Phasendifferenzen nur bezüglich der Trägerfrequenz ausgewertet wurden. Dieses herkömmliche Verfahren wird im Folgenden als CW-DBF bezeichnet. Auf dieses CW-DBF beziehen sich alle Betrachtungen der vorigen Kapitel.

Eine neuer Ansatz ist, die Phasendifferenz nicht bezüglich der Trägerfrequenz, sondern bezüglich der Modulation auszuwerten. Diese modifizierte Art der Prozessierung wird im Folgenden FM-DBF genannt. Um DBF mit frequenzmodulierten Signalen durchzuführen, ist kein Mehraufwand in der Signalgenerierung notwendig, da in jedem Fall eine Frequenzmodulation notwendig ist, um die Entfernung zu bestimmen. Mehrdeutigkeiten, die beim CW-DBF entstehen, wenn die Phasendifferenz bezüglich der Trägerfrequenz zu groß ist, können mit einer Kombination von CW-DBF und FM-DBF umgangen werden, da diese beiden Verfahren unterschiedliche Periodizitäten haben.

Im Folgenden wird ein gepulstes Chirp-Signal als frequenzmoduliertes Signal betrachtet. Das Signalmodell und das grundlegende Konzept werden detailliert in Abschnitt 4.1 vorgestellt. Abschnitt 4.2 beschreibt die Prozessierung bezüglich der Frequenzmodulation und die Aspekte, die bei der realen Umsetzung beachtet werden müssen. Das Verhalten von DBF-Systemen mit frequenzmodulierten Signalen in einer dynamischen Umgebung wird in Abschnitt 4.3 untersucht. Die bereits angesprochene Kombinationsmöglichkeit von herkömmlichem CW-DBF und dem neuartigen FM-DBF mit frequenzmodulierten Signalen wird in Abschnitt 4.4 diskutiert. Eine Zusammenfassung dieses Kapitels erfolgt in Abschnitt 4.5.

4.1 Modifiziertes Signalmodell und Konzept von FM-DBF

Im Folgenden wird ein gepulstes Chirp-Signal zu Grunde gelegt. Um CW- und FM-DBF deutlich voneinander zu trennen, wird in diesem Zusammenhang die zur Trägerfrequenz gehörende Wellenlänge explizit mit λ_{CW} bezeichnet. Analog zu Gl. 2.19 ergibt sich das Empfangssignal zu:

$$s_{\text{R}}(t) = A_{\text{R}} \cdot \text{rect} \left[\frac{t - \frac{R_{\text{Tx}u} + R_{\text{R}xv}}{c_0}}{T_{\text{P}}} \right] \cdot e^{j2\pi f_0 t} \cdot \underbrace{e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_{\text{CW}}} (R_{\text{Tx}u} + R_{\text{R}xv})}}_{\text{CW-Exponentialterm}} \cdot \underbrace{e^{j2\pi k_e \left(t - \frac{R_{\text{Tx}u} + R_{\text{R}xv}}{c_0} \right)^2}}_{\text{FM-Exponentialterm}} \quad (4.1)$$

Hierbei lassen sich der CW-Exponentialterm und der FM-Exponentialterm unterscheiden. Beim konventionellen CW-DBF wird die Azimut-Prozessierung anhand des CW-Exponentialterms durchgeführt. Seine Phase hat einen zeitunabhängigen, linearen Verlauf zwischen 0 und 2π und sein Eindeutigkeitsbereich ist im Wesentlichen durch die relativ kleine Wellenlänge λ_{CW} des Trägersignals im Nenner bestimmt. Der FM-Exponentialterm, der im Folgenden zur Azimut-Prozessierung mit FM-DBF herangezogen wird, hat einen zeitabhängigen, quadratischen Verlauf. Sein Eindeutigkeitsbereich ist hingegen bei konstanter Zeit t primär durch die Chirprate $k_e = B/(2T_{\text{P}})$ im Zähler bestimmt. In beiden Fällen, dem herkömmlichen CW-DBF und dem neuen FM-DBF-Konzept, hängt der tatsächliche Eindeutigkeitsbereich vom Antennenabstand ab. In Gl. 4.1 zeigt sich, dass zwei Exponentialterme im Empfangssignal enthalten sind, die sich zunächst überlagern und beide grundsätzlich zur Auswertung zu Verfügung stehen.

4.2 Signalprozessierung frequenzmodulierter Signale

In diesem Abschnitt werden die Winkelkompressionsfunktion, die sogenannte Kernel-Funktion, für die Prozessierung frequenzmodulierter Signale mit FM-DBF hergeleitet und die Prozessierungsschritte illustriert. Danach wird die FM-DBF-Prozessierung mit der CW-DBF-Prozessierung verglichen und die Umsetzbarkeit von FM-DBF in die Praxis diskutiert.

4.2.1 Winkelkompression mit FM-DBF

Die Winkelkompression bei FM-DBF erfolgt nach der Entfernungskompression. Damit kann diese Art der Prozessierung auch als serielle Prozessierung bezeichnet werden. Durch die Pulskompression ist die Zieltrennung in Entfernungsrichtung bereits erfolgt. Das entfernungskomprimierte Signal, an Hand welchem die Winkelprozessierung erfolgen soll, sieht für das gepulste Chirp-Signal analog zu Gl. 2.20 folgendermaßen aus:

$$f_{RC,RvTu}(\tau) = A_T A_R \frac{\sin\left(2\pi k_e (T_P |\tau - \tau_{nuv}| - (\tau - \tau_{nuv})^2)\right)}{2\pi k_e (\tau - \tau_{nuv})} \text{rect}\left[\frac{|t - \tau_{nuv}|}{T_P}\right] \\ \underbrace{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_{CW}}(R_{Txu} + R_{Rxv})}}_{\text{CW-Term}} \underbrace{e^{j2\pi k_e T_P \left(\tau - \frac{R_{Txu} + R_{Rxv}}{c_0}\right)}}_{\text{FM-Term}} \quad (4.2)$$

Der erste Exponentialterm in Gl. 4.2 ist der CW-Term, der für DBF üblicherweise ausgenutzt wird. Auf ihn wird in Abschnitt 4.2.3 im Zusammenhang mit FM-DBF eingegangen. Für die Herleitung der Kernel-Funktion zur Winkelkompression ist er nicht relevant, da die Winkelkompression nur anhand des FM-Terms erfolgen soll. Aus diesem Grund wird hier zunächst nur der FM-Term weiter berücksichtigt.

$$f_{RC,RvTu}(\tau) \sim \underbrace{e^{j2\pi k_e T_P \left(\tau - \frac{R_{Txu} + R_{Rxv}}{c_0}\right)}}_{\text{FM-Term}} \quad (4.3)$$

Die Winkelkompression erfolgt für jede Entfernungszelle einzeln. Betrachtet man eine Entfernungszelle, so ist $\tau = \text{const}$ für alle Sender-Empfänger-Kombinationen und damit für die Azimutprozessierung nicht relevant. Folglich bleibt nur der Term

$$f_{RC,RvTu}(\tau) \sim e^{-j2\pi \frac{B}{2c_0} (R_{Txu} + R_{Rxv})} \quad (4.4)$$

zur Auswertung bestehen. Definiert man die Modulationswellenlänge λ_{FM} zu:

$$\lambda_{FM} = \frac{2c_0}{B} \quad (4.5)$$

wird aus dem für die Prozessierung relevanten Term nach Gl. 4.4 eine zum herkömmlichen DBF analoge Schreibweise:

$$f_{RC,RvTu}(\tau) \sim e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_{FM}} (R_{Txu} + R_{Rxv})} \quad (4.6)$$

Hier setzt nun die Winkelkompression mit FM-DBF an. Die Winkelkompression ist analog zum CW-DBF eine Korrelation zwischen dem Empfangssignal und dem konjugiert komplexen einer Referenzfunktion. Die Korrelation wird als Summation über alle Sender und Empfänger über die Multiplikation von Empfangssignal und Referenzsignal im Zeitbereich realisiert. Das winkelkomprimierte Signal $f_{AC,FM}$ ist dann abhängig vom Fokussierungswinkel ψ_0 analog zu Gl. 2.24:

$$f_{AC,FM}(r_0, \psi_0) = \sum_{u=1}^M \sum_{v=1}^N k_{u,v} \cdot \left[e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_{FM}} K_{AC}(\vec{y}_{Tu}, \vec{y}_{Rv}, r_0, \psi_0)} \right]^* e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_{FM}} (R_{Txu} + R_{Rxv})} \quad (4.7)$$

Für die Wegstrecke $R_{Txu} + R_{Rxv}$ wird zur Vereinfachung die Näherung nach Gl. 2.7 verwendet. Die Kernel-Funktion $K_{AC,FM}$ entspricht der geschätzten Strecke vom Sender zum Objekt und zum Empfänger für den Fokussierungswinkel ψ_0 . Sie ist daher unabhängig von der Prozessierungsart, so dass für die Kernel-Funktion K_{AC} auch der Zusammenhang nach Gl. 2.22 gilt.

Verwendet man die Näherung für die Abstände $\tilde{R}_{Txu} + \tilde{R}_{Rxv}$ nach Gl. 2.7 und die Kernel-Funktion nach Gl. 2.22, ergibt sich unter Ausnutzung der Frequenzmodulation das winkelkomprimierte Signal $f_{AC,FM}$ zu:

$$f_{AC,FM} \approx e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_{FM}} 2r_n} \sum_{u=1}^M \sum_{v=1}^N k_{u,v} \cdot \left[\underbrace{e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_{FM}} (|\vec{y}_{Tu}|^2 + |\vec{y}_{Rv}|^2) \left(\frac{1}{2r_n} - \frac{1}{2r_0} \right)}}_{\text{Nahfeldterm}} \right. \\ \left. e^{j \frac{2\pi}{\lambda_{FM}} (x_{Tu} + x_{Rv})} (\cos(\psi_n) - \cos(\psi_0)) \right. \\ \left. e^{j \frac{2\pi}{\lambda_{FM}} (y_{Tu} + y_{Rv})} (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0)) \right] \quad (4.8)$$

Die Zielentfernung r_n kann als konstant angenommen werden und hat für die Winkelkompression keine Bedeutung. Der erste Exponentialterm innerhalb der Summe repräsentiert den Nahfeldterm. Auf diesen wird in Abschnitt 4.3.1 näher eingegangen. Damit beschreibt Gl. 4.8 das winkelkomprimierte Signal eines Punktzieles. Dabei sind lediglich die Positionen der Sender und der Empfänger bekannt. Nach der Entfernungskompression ist auch die Zielentfernung r_n bekannt. Der Winkel ψ_0 der Referenzfunktion kann als Testrichtung verstanden werden. Stimmen in Gl. 4.8 Testwinkel ψ_0 und Objektwinkel ψ_n überein, ergibt die Winkelkompression ein Maximum mit dem Wert MN .

Im Folgenden wird nun der Nahfeldterm vernachlässigt. Beschränkt man außerdem die Antennenanordnung auf eine lineare äquidistante Anordnung entlang

der y -Achse mit den Abständen Δy_R der Empfänger und Δy_T der Sender untereinander, wobei die Mittelpunkte der Sende- und Empfangsantennengruppe jeweils im Ursprung liegen, lässt sich Gl. 4.8 vereinfachen zu:

$$\begin{aligned}
 f_{AC,FM} &= \sum_{u=1}^M e^{j \frac{2\pi}{\lambda_{FM}} u \Delta y_T (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))} \cdot \sum_{v=1}^N e^{j \frac{2\pi}{\lambda_{FM}} v \Delta y_R (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))} \\
 &= \frac{\sin\left(\frac{\pi M}{\lambda_{FM}} \Delta y_T (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda_{FM}} \Delta y_T (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))\right)} \cdot \\
 &\quad \frac{\sin\left(\frac{\pi N}{\lambda_{FM}} \Delta y_R (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda_{FM}} \Delta y_R (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_0))\right)}.
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Im Fall einer linearen äquidistanten Antennenanordnung verhält sich das mit FM-DBF winkelkomprimierte Signal entsprechend dem Produkt der beiden Terme $\sin(Mx)/\sin(x)$ und $\sin(Nx)/\sin(x)$. Dieses Produkt entspricht dem Produkt der Sende- und der Empfangsgruppenfaktoren und ist auch analog zum winkelkomprimierten Signal eines CW-DBF-Systems.

4.2.2 Vergleich von CW-DBF und FM-DBF

Zum Vergleich der Prozessierung von CW-DBF und FM-DBF sind im Folgenden einzelne Prozessierungsschritte grafisch dargestellt. Ein ideales Punktziel befindet sich bei $r_n = 50$ m und $\psi_n = -20^\circ$. Der Simulation liegt ein Signal mit $B = 500$ MHz zu Grunde. Die Ausdehnung der Empfangsantennengruppe beträgt $A_{FM} = 3 \lambda_{FM} = 3,6$ m. Zur Verbesserung der Illustration wurden in der Simulation $N = 30$ Empfangsantennen und $M = 1$ Sendeantenne verwendet. Zudem wurde ohne den CW-Term simuliert. Wie in der Realität dieser durch den Träger verursachte Term eliminiert werden kann, wird in Abschnitt 4.2.3 gezeigt.

In Bild 4.1 ist der Betrag des entfernungskomprimierten Signals gezeigt. Dies entspricht dem Betrag von $f_{RC}(\tau)$ nach Gl. 4.2 und zeigt ein Maximum bei $r = 50$ m über den gesamten Winkelbereich. An dieser Stelle setzt bei einer sequentiellen Prozessierung die Winkelkompression an.

Die winkelkomprimierten, aber noch nicht entfernungskomprimierten Signale sind in Bild 4.2 zu sehen. Aus diesem Grund erstreckt sich das Signal über 75 m, der Zeit, die einer Pulsdauer von $0,5 \mu s$ entspricht, wenn man die Entfernung und

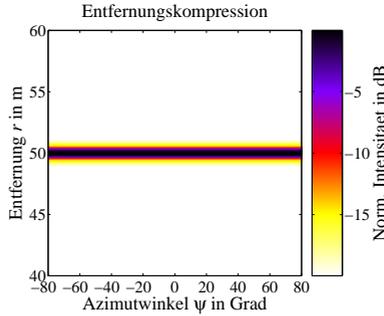
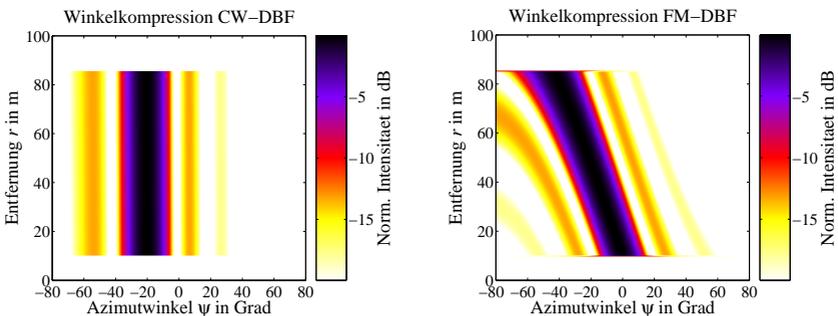


Abbildung 4.1: Entfernungskomprimiertes Signal.

nicht die Signallaufstrecke betrachtet. Zur Winkelkompression für Bild 4.2(a) wurde eine Antennengruppe verwendet, die für das herkömmliche CW-DBF ausgelegt ist. Die Phasendifferenzen an den einzelnen Antennen bleiben über die gesamte Pulsdauer konstant. Da hier auch mit einer zeitlich konstanten Kernel-Funktion nach Gl. 2.22 komprimiert wurde, ergibt sich dieser über der Entfernung r konstante Verlauf. Das Maximum über dem Winkel liegt wie erwartet bei -20° .

In Bild 4.2(b) wurde im Gegensatz zu Bild 4.2(a) eine Antennengruppe zugrunde gelegt, die für das neuartige, in dieser Arbeit vorgestellte, FM-DBF dimensioniert ist. Bezogen auf die jeweiligen Wellenlängen λ_{CW} und λ_{FM} sind bei-

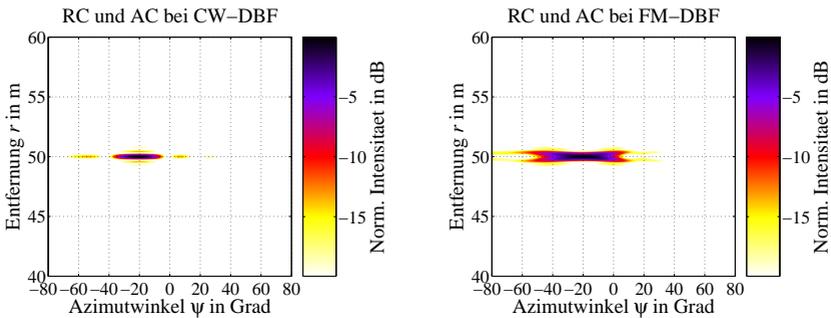


- (a) Mit CW-DBF winkelkomprimiertes Signal. ($A_{CW} = 3\lambda_{CW} = 3,75$ m).
- (b) Mit FM-DBF winkelkomprimiertes Signal. ($A_{FM} = 3\lambda_{FM} = 3,6$ m).

Abbildung 4.2: Winkelkompression mit CW- und FM-DBF.

de Antennengruppen gleich groß. Aus diesem Grund ergibt sich auch die gleiche Winkelabhängigkeit. Anders als im Fall des CW-DBF ist das winkelkomprimierte Signal über der Entfernung nicht konstant. Dies liegt daran, dass der Phasenterm in Gl. 4.3 eine lineare Zeitabhängigkeit hat. Die Kernel-Funktion nach Gl. 2.22 ist jedoch zeitlich konstant. Die Kernel-Funktion ist jedoch gerade so ausgelegt, dass bei dem Abstand, bei dem die Entfernungskompression ihr Maximum hat, die Winkelkompression ein Maximum beim tatsächlichen Objektwinkel ergibt. An dieser Stelle ist zu bedenken, dass dieses Bild nur die Winkelprozessierung zeigt. Die eigentlich davor stattfindende Pulskompression komprimiert die Signalenergie bereits auf die tatsächliche Entfernung und ermöglicht damit auch die Zieltrennung in Entfernungsrichtung. Insofern ist eine zeitabhängige Kernel-Funktion nicht nur unnötig, sie ist auch nicht sinnvoll: Die Entfernungsauflösung, die benötigt werden würde, um den Pulsbeginn genau zu detektieren, müsste so hoch sein, dass dadurch inhärent der Objektwinkel bekannt wäre. Dies ist aber gerade konträr zu der Idee von DBF, bei dem die Phasenauswertung für die Winkelbestimmung herangezogen wird, und damit auf hohe Bandbreiten verzichtet werden kann.

In Bild 4.3 sind die Ergebnisse der Entfernungs- und Winkelkompression dargestellt. Es gibt eine Fokussierung in Entfernung und im Winkel an der Stelle,



(a) CW-DBF. ($A_{CW} = 3\lambda_{CW} = 3,75$ cm). (b) FM-DBF (ohne Träger). ($A_{FM} = 3\lambda_{FM} = 3,6$ m).

Abbildung 4.3: Entfernungs- und winkelkomprimiertes Signal.

an der sich das Zielobjekt befindet. Im Fall des CW-DBF (Bild 4.3(a)) ist das Intensitätsmaximum oval, während es im Fall des FM-DBF (Bild 4.3(b)) eher als ein Viereck erscheint. Dies liegt an dem entfernungsabhängigen winkelkom-

primierten Signal, wie es in Bild 4.2(b) zu sehen ist. Außerdem kommt der Effekt zum Tragen, dass das Ziel für die Empfänger der FM-Gruppe in unterschiedlichen Entfernungszellen liegt.

Mit diesen Ergebnissen zeigt dieser Abschnitt, dass sich DBF auch unter dem Aspekt der ausschließlichen Nutzung der Frequenzmodulation verwirklichen lässt. Das Signalverhalten der Winkelkompression ist analog zum herkömmlichen Fall unter Ausnutzung des CW-Terms. Unter diesem Aspekt ergeben sich neue Möglichkeiten in der Prozessierung, die neben dem bisherigen konventionellen Verfahren basierend auf dem CW-Term auch die FM-Modulation miteinbeziehen. Insbesondere lassen sich durch die zusätzliche Auswertung mittels FM-DBF Mehrdeutigkeiten im CW-DBF unterdrücken. Auf diese Kombinationsmöglichkeit der beiden Verfahren CW-DBF und FM-DBF wird in Abschnitt 4.4 eingegangen.

4.2.3 Verfahren zur Umsetzung von FM-DBF

In Abschnitt 4.2.1 wurde ein neuartiges Verfahren vorgestellt, um allein die Frequenzmodulation eines Signals zum FM-DBF auszunutzen. Dies geschieht anhand des FM-Phasenterms. Prinzipiell ist auch eine gleichzeitige Auswertung des CW- und des FM-Phasenterms möglich. In der SAR-Prozessierung wird dies als Delta-k-Technik zur Phasenabwicklung bezeichnet [71, 72, 73]. Dazu müssen die Phasenterme Frequenzen in der gleichen Größenordnung haben. Dies ist jedoch bei den typischen Frequenzen und Bandbreiten der Kraftfahrzeug-Radar-Technik nicht der Fall. Aus diesem Grund wird eine gleichzeitige Auswertung des CW- und des FM-Phasenterms hier nicht weiter betrachtet. Anstatt dessen wird ein Verfahren vorgestellt, mit dem der CW-Phasenterm eliminiert wird und damit die neue Prozessierungstechnik in der vorgestellten Weise anwendbar macht.

Zur Verdeutlichung ist hier das Signal nach der Entfernungskompression nach Gl. 2.20 aufgeführt:

$$f_{RC,RvTu}(\tau) = A_T A_R \frac{\sin\left(2\pi k_e (T_P |\tau - \tau_{nuv}| - (\tau - \tau_{nuv})^2)\right)}{2\pi k_e (\tau - \tau_{nuv})} \text{rect}\left[\frac{|t - \tau_{nuv}|}{T_P}\right] \\ \underbrace{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_{CW}}(R_{Txu} + R_{Rxv})}}_{\text{CW-Term}} \underbrace{e^{j\frac{2\pi}{\lambda_{FM}}(\tau c_0 - (R_{Txu} + R_{Rxv}))}}_{\text{FM-Term}} \quad (4.10)$$

Der zweite Exponentialterm entspricht dem FM-Term, der mit FM-DBF ausgenutzt werden kann. Ihm überlagert ist jedoch der CW-Term. Beide Terme bedeuten eine Modulation des Empfangssignals über der Sende- und Empfangsgruppe. Dabei ist die Wegstrecke $R_{Txu} + R_{Rxv}$ von besonderer Bedeutung. Für Ziele im Fernfeld ist die Wegdifferenz und damit die Phasendifferenz für Antennen entlang der y -Achse proportional zu $\sin(\psi_n)$. Hierbei ist der CW-Term schneller veränderlich als der FM-Term, wenn man die üblichen Parameter wie z. B. eine Trägerfrequenz $f_0 = 24$ GHz und $k_e = B/(2T_P) = 500$ MHz/(2 · 0,5 μ s) annimmt. Die Wellenlängen betragen $\lambda_{FM} = 1,2$ m und $\lambda_{CW} = 12,5$ mm. Je weiter die Trägerfrequenz f_0 und die Bandbreite B auseinander liegen, umso deutlicher wird dieser Unterschied. Aus diesem Grund kann auch beim herkömmlichen CW-DBF der FM-Exponentialterm vernachlässigt werden. Möchte man hingegen gerade diesen FM-Exponentialterm ausnutzen, ist der CW-Exponentialterm durch seine hohe Frequenz störend.

Im Folgenden wird ein neues und effizientes Verfahren vorgestellt, um den CW-Exponentialterm und die damit einhergehende Periodizität zu eliminieren. Dabei handelt es sich um zwei sequentielle Messungen.

Eliminierung des CW-Terms mit Up- und Down-Chirps

Eine Möglichkeit, den CW-Exponentialterm zu eliminieren, ist die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte abwechselnde Verwendung von Up- und Down-Chirps [74]. Ein Ablaufdiagramm hierzu ist in Bild 4.4 zu sehen.

An jedem Empfänger werden im Abstand von Δt zwei Messungen durchgeführt. Dabei wird die erste Messung mit einem Up-Chirp und die zweite Messung, zeitverzögert um Δt , mit einem Down-Chirp durchgeführt. In Bild 4.5 ist der Frequenzverlauf über der Zeit dargestellt.

Für die Signale gilt analog zu Gl. 2.18:

$$\begin{aligned}
 s_{Tu,up}(t) &= A_T \cdot e^{+j2\pi f_0 t} \cdot e^{+j2\pi k_{e,up} t^2} \cdot \text{rect} \left[\frac{t}{T_P} \right] \\
 s_{Tu,down}(t - \Delta t) &= A_T \cdot e^{+j2\pi f_0 (t - \Delta t)} \cdot e^{+j2\pi k_{e,down} (t - \Delta t)^2} \cdot \text{rect} \left[\frac{t - \Delta t}{T_P} \right]
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

Die Chirp-Raten haben dabei umgekehrtes Vorzeichen und es gilt nun:

$$k_{e,up} = -k_{e,down} = \frac{k_e}{2} = \frac{B/2}{4T_P} \tag{4.12}$$

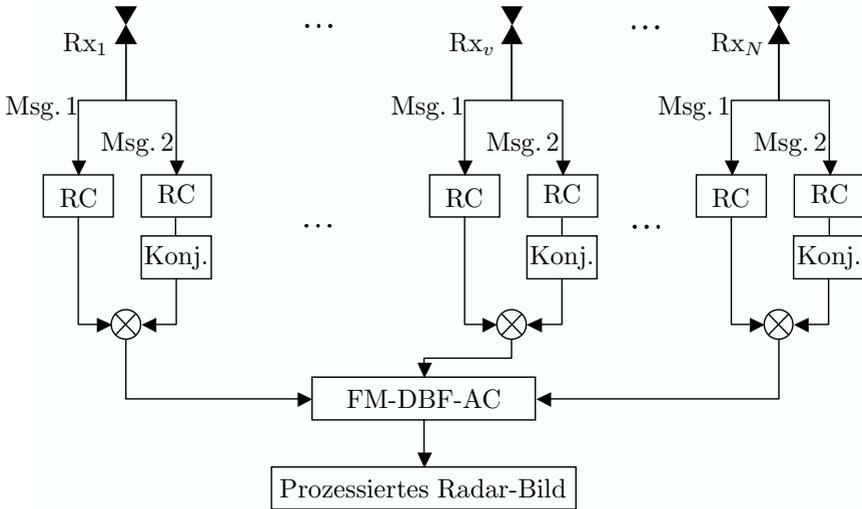


Abbildung 4.4: Ablaufdiagramm zur Eliminierung des CW-Exponentialterms mit zwei sequentiellen Messungen.

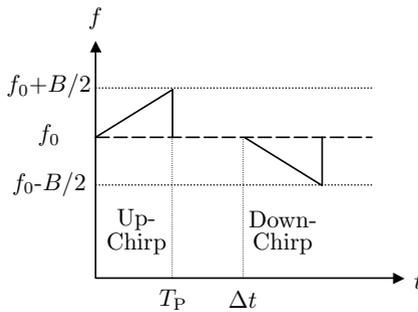


Abbildung 4.5: Frequenzverlauf für Up- und Down-Chirp.

Diese Definition bewirkt, dass Up- und Down-Chirp zusammen genau die Bandbreite B besitzen. Die durch die Modulation relevante Bandbreite ist damit halbiert worden. Somit ist auch die Modulationswellenlänge jetzt $\lambda_{FM} = 4c_0/B$ verdoppelt worden. Für die Berechnung der Empfangssignale wird zunächst ein

Punktziel angenommen. Daraus ergeben sich an jedem Empfänger jeweils ein Empfangssignal für Up- und Down-Chirp:

$$\begin{aligned}
 s_{\text{RuTv,up}}(t) &= A_{\text{R}} \cdot e^{j2\pi f_0 t} \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_{\text{nuv}}} \cdot e^{j2\pi k_{\text{e,up}}(t-\tau_{\text{nuv}})^2} \cdot \\
 &\quad \text{rect} \left[\frac{t - \tau_{\text{nuv}}}{T_{\text{P}}} \right] \\
 s_{\text{RuTv,down}}(t - \Delta t) &= A_{\text{R}} \cdot e^{j2\pi f_0 (t-\Delta t)} \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_{\text{nuv}}} \cdot e^{j2\pi k_{\text{e,down}}(t-\Delta t-\tau_{\text{nuv}})^2} \cdot \\
 &\quad \text{rect} \left[\frac{t - \Delta t - \tau_{\text{nuv}}}{T_{\text{P}}} \right]
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Für beide Empfangssignale wird einzeln eine Entfernungskompression durchgeführt. Daraus ergeben sich die beiden entfernungskomprimierten Signale analog zu Gl. 2.20:

$$\begin{aligned}
 f_{\text{RC,up}}(\tau) &= \frac{\sin \left(2\pi k_{\text{e,up}}(T_{\text{P}}|\tau - \tau_{\text{nuv}}| - (\tau - \tau_{\text{nuv}})^2) \right)}{2\pi k_{\text{e,up}}(\tau - \tau_{\text{nuv}})} \\
 &\quad A_{\text{T}} A_{\text{R}} \cdot \text{rect} \left[\frac{|\tau - \tau_{\text{nuv}}|}{T_{\text{P}}} \right] e^{j2\pi k_{\text{e,up}} T_{\text{P}}(\tau - \tau_{\text{nuv}})} e^{-j2\pi f_0 \tau_{\text{nuv}}} \\
 f_{\text{RC,down}}(\tau - \Delta t) &= \frac{\sin \left(2\pi k_{\text{e,down}}(T_{\text{P}}|\tau - \Delta t - \tau_{\text{nuv}}| - (\tau - \Delta t - \tau_{\text{nuv}})^2) \right)}{2\pi k_{\text{e,down}}(\tau - \Delta t - \tau_{\text{nuv}})} \\
 &\quad A_{\text{T}} A_{\text{R}} \cdot \text{rect} \left[\frac{|\tau - \Delta t - \tau_{\text{nuv}}|}{T_{\text{P}}} \right] \\
 &\quad e^{j2\pi k_{\text{e,down}} T_{\text{P}}(\tau - \Delta t - \tau_{\text{nuv}})} e^{-j2\pi f_0 (\Delta t + \tau_{\text{nuv}})}
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

Die Zeitdauer Δt zwischen dem Up- und Down-Chirp ist durch die Pulswiederholrate PRF mit $\Delta t = 1/\text{PRF}$ festgelegt. Im Folgenden soll ein stationäres Szenario angenommen werden. Damit kann $\Delta t = 0$ angenommen werden, so dass $f_{\text{RC,down}}(\tau - \Delta t) = f_{\text{RC,down}}(\tau)$. Falls das Szenario nicht als konstant angenommen werden kann, ergeben sich zwangsläufig Änderungen in der Phase. Auf deren Auswirkungen wird in Abschnitt 4.3 eingegangen.

Zur Eliminierung des CW-Terms werden die beiden entfernungskomprimierten Signale $f_{\text{RC,up}}$ und $f_{\text{RC,down}}$ konjugiert komplex miteinander multipliziert. Die

Wurzel erzeugt aus der Leistungsgröße wieder eine Spannungsgröße.

$$\begin{aligned}
 f_{\text{RC,FM}}(\tau) &= \sqrt{f_{\text{RC,up}}(\tau) \cdot f_{\text{RC,down}}^*(\tau)} \\
 &= A_{\text{T}} A_{\text{R}} \frac{\sin\left(2\pi \frac{k_e}{2} (T_{\text{P}} |\tau - \tau_{\text{nuv}}| - (\tau - \tau_{\text{nuv}})^2)\right)}{2\pi \frac{k_e}{2} (\tau - \tau_{\text{nuv}})} \text{rect}\left[\frac{|\tau - \tau_{\text{nuv}}|}{T_{\text{P}}}\right] \cdot \\
 &\quad e^{j2\pi \frac{k_e}{2} T_{\text{P}} (\tau - \tau_{\text{nuv}})}
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

In dem Ergebnis für $f_{\text{RC,FM}}$ ist nun kein CW-Term mehr enthalten. Im allgemeinen Fall ist mit mehreren Zielen zu rechnen. Bei zwei Zielen entstehen Mischterme, in denen die CW-Phase nicht verschwindet. Die Berechnung hierzu ist im Anhang B aufgeführt. Durch die jeweilige Gewichtung mit dem entfernungsabhängigen Sinusterm sind ihre Beiträge jedoch zu vernachlässigen, wenn die Ziele durch die Entfernungsmessung aufgelöst werden können. Das Verfahren ist also auch bei mehreren Zielen in unterschiedlicher Entfernung anwendbar. Befinden sich zwei Ziele in der gleichen Entfernung, so sind die Mischterme nicht mehr zu vernachlässigen. In diesem Fall ist eine Eliminierung der Trägerphase nicht möglich und eine Messung ausschließlich basierend auf FM-DBF nicht mehr möglich. Im Hinblick auf eine Realisierung von DBF mit frequenzmodulierten Signalen im Straßenverkehr müssen hierzu Alternativen angewandt werden. Eine Möglichkeit ist, unter Zuhilfenahme der Historie solche Fälle in der Prozessierung mit Tracking-Algorithmen [75, 76, 77, 78] zu erkennen und entsprechend zu behandeln.

Das mittels zwei sequentiellen Messungen mit einem Up- und einem Down-Chirp ermittelte entfernungskomprimierte Signal $f_{\text{RC,FM}}$ hat den gleichen Charakter wie ein einfach entfernungskomprimiertes Signal wie z. B. in Gl. 4.13. Es zeigen sich aber einige markante Unterschiede:

- Da die Bandbreite auf die Messung mit Up- und Down-Chirp aufgeteilt wird, wird die Entfernungsauflösung durch $B/2$ bestimmt.
- Der CW-Exponentialterm kann eliminiert werden, wenn sich jeweils nur ein Ziel innerhalb einer Entfernungszelle befindet.

Mit dem hier vorgestellten Verfahren lässt sich nun durch zwei einfache sequentielle Messungen ein entfernungskomprimiertes Signal gewinnen, welches ohne den CW-Term mit FM-DBF ausgewertet werden kann.

4.3 Anwendung von FM-DBF in dynamischen Szenarien

Das in Abschnitt 4.2.3 vorgestellten Verfahren basiert auf stationären Szenarien. Nur so ist es ideal möglich, mit zwei hintereinander ausgeführten Messungen den CW-Term zu eliminieren, um danach eine Winkelprozessierung unter Verwendung der FM-Modulation durchzuführen. In diesem Abschnitt werden mögliche Phasenfehler untersucht, die in dynamischen Szenarien entstehen können.

Ausgangspunkt der Betrachtung ist eine Anordnung mit einem Sender und mehreren Empfängern. Die erste Messung mit einem Up-Chirp nehmen alle Empfänger zeitgleich das Empfangssignal auf. Dies wird im Folgenden als parallele Messung bezeichnet im Gegensatz zu einer sequentiellen Messung, bei der die Signale der Empfänger nacheinander aufgezeichnet werden. Nach der ersten parallelen Messung wird nach der Zeit $\Delta t_{\text{up,down}} = 1/\text{PRF}$ die zweite parallele Messung mit einem Down-Chirp durchgeführt. Innerhalb dieser Zeitdifferenz kann sich das Zielobjekt oder das Radar bewegen. Hierdurch sind die an den Empfängern entstehenden Phasendifferenzen bei den beiden Messungen unterschiedlich. Zur besseren Veranschaulichung werden alle Relativbewegungen auf ein stehendes Radar-System und bewegte Ziele übertragen.

Werden an jedem Empfänger der entfernungskomprimierte Up-Chirp und der zeitlich verzögerte entfernungskomprimierte Down-Chirp nach zu Gl. 4.15 miteinander multipliziert, ergeben sich die Phasenterme:

$$\begin{aligned}
 f_{\text{RC,FM}}(\tau) &= \sqrt{f_{\text{RC,up}}(\tau) \cdot f_{\text{RC,down}}^*(\tau - \Delta t_{\text{up,down}})} \\
 &= \sqrt{A \cdot e^{j2\pi k_{e,\text{up}} T_{\text{P}}(\tau - \tau_{\text{nuv}})} e^{-j2\pi f_0 \tau_{\text{nuv}}} \cdot} \\
 &\quad \sqrt{[A \cdot e^{j2\pi k_{e,\text{down}} T_{\text{P}}(\tau - \Delta t_{\text{up,down}} - \tau_{\text{nuv}})} e^{j2\pi f_0 (\Delta t_{\text{up,down}} - \tau_{\text{nuv}})}]^*} \quad (4.16) \\
 &= A \cdot e^{j\pi k_e T_{\text{P}}(\tau - \tau_{\text{nuv}})} \cdot \underbrace{e^{j\pi f_0 \Delta t_{\text{up,down}}}}_{\text{zus. CW-Term}} \cdot \underbrace{e^{j\pi k_{e,\text{down}} T_{\text{P}} \Delta t_{\text{up,down}}}}_{\text{zus. FM-Term}}
 \end{aligned}$$

In Worten bedeutet dies: Die Bewegung des Ziels kann dazu führen, dass die CW-Terme zweier sequentieller Messungen nicht die gleiche Phasenlage haben. Damit können sie sich nicht gegenseitig kompensieren und bei der Eliminierung bleiben ein zusätzlicher CW- und FM-Term. Dabei hat der zusätzliche CW-Term eine wesentlich höhere Frequenz. Im Weiteren wird daher der zusätzliche FM-Term vernachlässigt. Auf eine detaillierte Beschreibung der Amplitude wird hier verzichtet, da angenommen wird, dass die Änderung in Entfernungsrichtung kleiner ist als die Entfernungsauflösung.

Um den Einfluss der Bewegung auf den zusätzlichen CW-Term zu charakterisieren, wird die Phase $\Delta\varphi_{\text{up,down}} = \pi f_0 \Delta t_{\text{up,down}}$ betrachtet. Dazu werden zwei Fälle unterschieden:

- Das Zielobjekt bewegt sich im Nahfeld der Antennengruppe
- Das Zielobjekt bewegt sich im Fernfeld der Antennengruppe

4.3.1 Dynamische Szenarien im Nahfeld

In diesem Abschnitt wird diskutiert, welche Auswirkungen eine Bewegung des Zielobjekts im Nahfeld auf die Eliminierung des CW-Terms bei der Umsetzung von DBF mit modulierten Signalen hat.

Bedingt durch die Geometrie gibt es im Nahfeld auch bei stationären Zielen eine nichtlineare Phasenverteilung über der Antennengruppe. Führt man bei dynamischen Zielen im Nahfeld ebenfalls zwei Messungen durch, erhält man zwei nichtlineare und unterschiedliche Phasenverteilungen auf der Antennengruppe.

Im ersten Schritt wird zunächst der geometrische Fehler bestimmt. Dieser beschreibt die Abweichung zur idealen, linearen Phasenbelegung des Fernfelds. Bei einem Ziel im Fernfeld haben benachbarte Empfänger eine Phasendifferenz, die dem Wegunterschied $\Delta y_{\text{R}} \sin(\psi_n)$ proportional ist. Bild 4.6 veranschaulicht die Geometrie für eine im Nahfeld reflektierte Welle. Es kann nicht mehr vom Idealfall einer ebenen Welle ausgegangen werden. Die Phasendifferenz zwischen benachbarten Empfängern ist jetzt durch die Wegstrecke $(R_{\text{Rx}} - r_n)$ bestimmt.

Die Wegstrecke R_{Rx} zwischen Objekt und dem Empfänger im Abstand Δy_{R} zum Ursprung berechnet sich mit dem Kosinus-Satz zu:

$$R_{\text{Rx}} = \sqrt{r_n^2 + \Delta y_{\text{R}}^2 + 2r_n \Delta y_{\text{R}} \sin(\psi_n)} \quad (4.17)$$

Die Differenz zwischen der Wegstrecke des Fernfelds und der des Nahfelds charakterisiert den geometrische Phasenfehler $\Delta\varphi_{\text{geom}}$. Diese Wegdifferenz wird auf die Wellenlänge des CW-Trägers λ_{CW} bezogen:

$$\Delta\varphi_{\text{geom}} = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{CW}}} \cdot |\Delta y_{\text{R}} \sin(\psi_n) - (R_{\text{Rx}} - r_n)| \quad (4.18)$$

Der geometrische Phasenfehler $\Delta\varphi_{\text{geom}}$ wird durch die Geometrie im Nahfeld und die nicht-ebene Wellenfront verursacht. Er ist eine Funktion der Objektposition

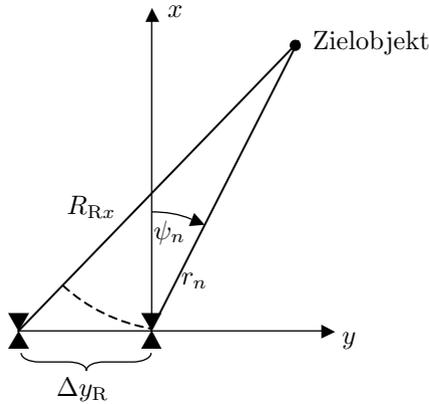


Abbildung 4.6: Eintreffende Wellenfront bei einem Ziel im Nahfeld.

(r_n, ψ_n) . Dieser Fehler tritt immer auf, wenn sich ein Objekt im Nahfeld der Antennenanordnung befindet. Damit hat er auch einen Einfluss auf die Prozessierung bei statische Szenarien und verursacht eine Defokussierung im Winkel. Dies liegt darin begründet, dass an jedem Empfänger ein Phasenoffset zusätzlich zum linearen Phasenverlauf entsteht.

Die Bewegung wird im Folgenden in eine radiale und tangentielle Bewegung aufgespalten.

Radiale Bewegung im Nahfeld

Werden zwei Messungen mit unterschiedlichen Phasenlagen kombiniert, um das frequenzmodulierte Signal mit FM-DBF zu prozessieren, entsteht der hier sogenannte Nahfeldphasenfehler $\Delta\varphi_{\text{NF}}$:

$$\Delta\varphi_{\text{NF}} = |\Delta\varphi_{\text{geom}}(r_n) - \Delta\varphi_{\text{geom}}(r_n + \Delta s)| = \Delta\varphi_{\text{up,down}} \quad (4.19)$$

Δs beschreibt die Änderung der Entfernung, die durch die Zielgeschwindigkeit v_{Ziel} und die Pulswiederholrate PRF zwischen zwei Messungen gegeben ist. Damit ist der Nahfeldphasenfehler $\Delta\varphi_{\text{NF}}$ die Phase des zusätzlichen CW-Terms in Gl. 4.16. Der Nahfeldphasenfehler $\Delta\varphi_{\text{NF}}$, der bei der Elimination der Trägerphase bei bewegten Zielen entsteht, ist eine Funktion der Zielposition (r_n, ψ_n) , der Zielgeschwindigkeit v_{Ziel} und der Pulswiederholrate PRF. Für ihn folgt mit

Gl. 4.17 und Gl. 4.18:

$$\Delta\varphi_{\text{NF}} = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{CW}}} \left[\sqrt{r_n^2 + 2r_n\Delta y_{\text{R}} \sin(\psi_n) + \Delta y_{\text{R}}^2} - \sqrt{\left(r_n + \frac{v_{\text{Ziel}}}{\text{PRF}}\right)^2 + 2\left(r_n + \frac{v_{\text{Ziel}}}{\text{PRF}}\right)\Delta y_{\text{R}} \sin(\psi_n) + \Delta y_{\text{R}}^2} \right] \quad (4.20)$$

Tangentiale Bewegung im Nahfeld

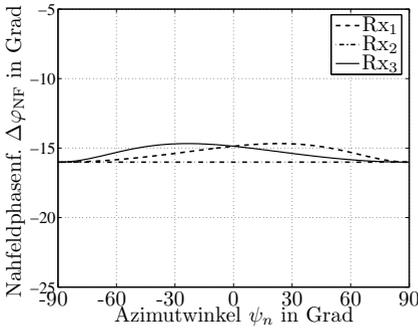
Bewegt sich das Zielobjekt um $\Delta\psi$ zwischen den beiden Messungen, dann ist der Nahfeldfehler $\Delta\varphi_{\text{NF}}$:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{\text{NF}} &= |\Delta\varphi_{\text{geom}}(\psi_n) - \Delta\varphi_{\text{geom}}(\psi_n + \Delta\psi)| = \Delta\varphi_{\text{up,down}} \\ &= \frac{2\pi}{\lambda_{\text{CW}}} \left| \Delta y_{\text{R}} (\sin(\psi_n) - \sin(\psi_n + \Delta\psi)) \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{r_n^2 + 2r_n\Delta y_{\text{R}} \sin(\psi_n) + \Delta y_{\text{R}}^2} \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{r_n^2 + 2r_n\Delta y_{\text{R}} \sin(\psi_n + \Delta\psi) + \Delta y_{\text{R}}^2} \right| \end{aligned} \quad (4.21)$$

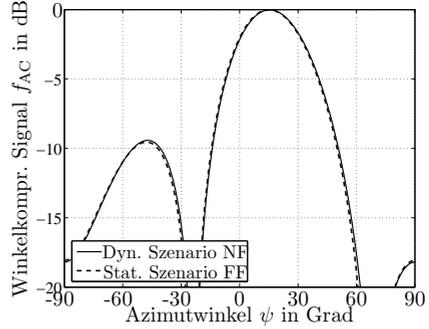
Zur Verdeutlichung der Nahfeldphasenfehler und ihrer Auswirkungen bei radialer und tangentialer Bewegung ist in Bild 4.7 ein Beispiel gezeigt. Es handelt sich um eine Anordnung mit drei Empfängern, die bei $y_{\text{R1}} = -0,5 \lambda_{\text{FM}}$, $y_{\text{R2}} = 0 \lambda_{\text{FM}}$ und $y_{\text{R3}} = 0,5 \lambda_{\text{FM}}$ positioniert sind. Außerdem bewegt sich das Ziel mit $v_{\text{Ziel}} = 10 \text{ km/h}$ im Abstand $r_n = 1,5 \text{ m}$. Die Pulswiederholrate beträgt $\text{PRF} = 5 \text{ kHz}$ und die Trägerfrequenz liegt bei $f_0 = 24 \text{ GHz}$.

Der Berechnung von Bild 4.7(a) liegt eine radiale, vom Ursprung weggerichtete, Geschwindigkeit v_{Ziel} zu Grunde. Abhängig vom Objektwinkel ψ_n entstehen die gezeigten Phasenfehler $\Delta\varphi_{\text{NF}}$ an den einzelnen Antennen. Der Verlauf für die beiden außen liegenden Empfänger ist symmetrisch, während am mittleren Empfänger im Ursprung des Koordinatensystems ein konstanter Phasenfehler auftritt. Die Phasenfehler unterscheiden sich um maximal etwa 1° und lassen dadurch einen recht geringen Einfluss auf die Winkelkompression erwarten. In Bild 4.7(c) bewegt sich das Zielobjekt mit der gleichen Geschwindigkeit entlang des Azimutwinkels. Die dadurch erzeugten Phasenfehler haben einen größeren Unterschied von etwa 5° .

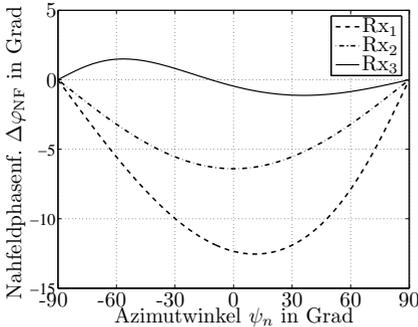
Betrachtet wird nun ein konkretes Beispiel: Das Zielobjekt befindet sich bei $\psi_n = 15^\circ$ und bewege sich radial oder tangential. In den Bildern 4.7(b) und 4.7(d)



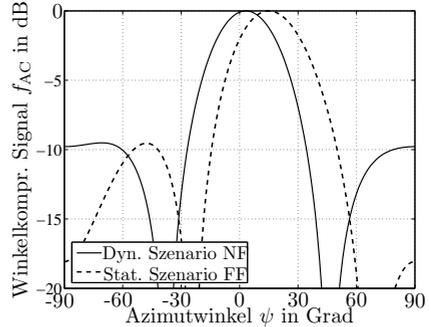
(a) Radiale Bewegung.



(b) Radiale Bewegung ($\psi_n = 15^\circ$).



(c) Tangentiale Bewegung.



(d) Tangentiale Bewegung ($\psi_n = 15^\circ$).

Abbildung 4.7: Nahfeldphasenfehler $\Delta\varphi_{NF}$ und winkelkomprimiertes Signal einer Antennengruppe mit bei einer Bewegung im Nahfeld.

($\Delta y_R = 0,5 \lambda_{FM}$, $N = 3$, $v_{Ziel} = 10 \text{ km/h}$, $r_n = 1,5 \text{ m}$, $PRF = 5 \text{ kHz}$, $f_0 = 24 \text{ GHz}$, $B = 500 \text{ MHz}$).

sind die Winkelkompressionen gezeigt. Als Referenz dient der Gruppenfaktor im Fernfeld. Er ist das ideale winkelkomprimierte Signal bei einer ebenen Wellenfront. Bedingt durch die geringe Elementanzahl hat der Gruppenfaktor diesen ungewöhnlichen unsymmetrischen Verlauf. Im Fall der radialen Bewegung in Bild 4.7(b) bestätigt sich der geringe Einfluss des Nahfeldphasenfehlers. Für die tangentielle Bewegung in Bild 4.7(d) verschiebt sich das Maximum um 12° .

Dieses Beispiel verdeutlicht, dass nicht der absolute Phasenfehler, sondern lediglich die Differenz der Phasenfehler an den einzelnen Antennen für die DBF-

Prozessierung relevant ist. Eine umfassende Bewertung der Phasenfehler im Nahfeld beinhaltet das Zusammenspiel der Bewegungs- und Radar-Parameter und muss im Zusammenhang mit der absoluten Entfernung und der Winkelauflösung betrachtet werden.

4.3.2 Dynamische Szenarien im Fernfeld

Für ein bewegtes Zielobjekt im Fernfeld der Antennengruppe wird nun untersucht, ob ein Fehler bei der Eliminierung der Trägerphase entsteht. Das Zielobjekt bewegt sich mit der konstanten Geschwindigkeit v_{Ziel} . Diese Annahme kann getroffen werden, weil die Zeit zwischen den beiden Messungen $\Delta t_{\text{up,down}} = 1/\text{PRF}$ als sehr klein angenommen wird. Zur Untersuchung der Auswirkungen eines dynamischen Szenarios wird eine rein radiale und eine rein tangentielle Bewegung untersucht, da sich alle Bewegungsrichtungen auf diese beiden Komponenten zurückführen lassen.

Radiale Bewegung im Fernfeld

Zwischen zwei aufeinander folgenden Messungen im zeitlichen Abstand von $1/\text{PRF}$ bewegt sich das Zielobjekt um:

$$\Delta s = \frac{v_{\text{Ziel}}}{\text{PRF}} \quad (4.22)$$

In den Phasenunterschied $\Delta\varphi_{\text{up,down}}$ zwischen den Empfangssignalen geht die Wegstrecke Δs doppelt ein:

$$\Delta\varphi_{\text{up,down}} = 2\pi \frac{2\Delta s}{\lambda_{\text{CW}}} = \frac{4\pi}{\lambda_{\text{CW}}} \cdot \frac{v_{\text{Ziel}}}{\text{PRF}} \quad (4.23)$$

Dieser Term ist jedoch für alle Empfänger gleich. Da bei DBF jedoch nur Phasendifferenzen ausgewertet werden, hat dieser konstante Phasenterm keinen Einfluss auf die Winkelkompression.

Tangentiale Bewegung im Fernfeld

Bei der ersten Messung befindet sich das Zielobjekt beim Winkel ψ_n und bei der zweiten Messung beim Winkel $\psi_n + \Delta\psi$. Für die Winkelverschiebung $\Delta\psi$ gilt allgemein:

$$\frac{\Delta\psi}{2\pi} = \frac{\Delta s}{2\pi r_n} = \frac{v_{\text{Ziel}}}{\text{PRF}} \frac{1}{2\pi r_n} \Leftrightarrow \Delta\psi = \frac{v_{\text{Ziel}}}{\text{PRF} \cdot r_n} \quad (4.24)$$

Befinden sich Sender und Empfänger auf der y -Achse, gilt für die Laufzeit τ_{nuv} mit Gl. 2.7 unter Berücksichtigung der Fernfeldnäherung:

$$\tau_{nuv} = \frac{2r_n - (y_{Tu} + y_{Rv}) \sin(\psi_n)}{c_0} \quad (4.25)$$

Zum Zeitpunkt der zweiten Messung befindet sich das Objekt beim Winkel $\psi_n + \Delta\psi$. Die Laufzeit $\tau_{nuv} + \Delta t_{\text{up,down}}$ beträgt jetzt:

$$\tau_{nuv} + \Delta t_{\text{up,down}} = \frac{2r_n - (y_{Tu} + y_{Rv}) \sin(\psi_n + \Delta\psi)}{c_0} \quad (4.26)$$

Damit folgt für $\Delta t_{\text{up,down}}$:

$$\begin{aligned} \Delta t_{\text{up,down}} &= \frac{-(y_{Tu} + y_{Rv})}{c_0} (\sin(\psi_n + \Delta\psi) - \sin(\psi_n)) \\ &= \frac{-(y_{Tu} + y_{Rv})}{c_0} \left(\sin\left(\psi_n + \frac{v_{\text{Ziel}}}{\text{PRF} \cdot r_n}\right) - \sin(\psi_n) \right) \end{aligned} \quad (4.27)$$

Hier wird deutlich, dass die Pulswiederholrate im Nenner im Kilo- oder Megahertzbereich die Winkelverschiebung vernachlässigbar macht. Damit ist der zusätzliche Phasenterm in Gl. 4.16 nahezu 1 und hat damit einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Eliminierung der Trägerphase.

Mit diesen Betrachtungen ist gezeigt, dass auch bei bewegten Objekten im Fernfeld die Trägerphase mit dem vorgestellten Verfahren der Up- und Down-Chirps eliminiert werden kann. Damit ist die Winkelkompression anhand der Frequenzmodulation in dynamischen Szenarien umsetzbar.

4.4 Kombination von CW-DBF und FM-DBF

In den bisherigen Abschnitten wurde gezeigt, wie DBF unter Ausnutzung der Frequenzmodulation (FM-DBF) umsetzbar ist. Dabei bringt FM-DBF die gleichen Eigenschaften mit wie das herkömmliche CW-DBF, bei dem die Trägerphase ausgenutzt wird. Dadurch ist auch der übliche Kompromiss zwischen eindeutigem Winkelbereich und Winkelauflösung bei FM-DBF nötig. Allerdings bietet sich in der neuartigen Kombination von FM-DBF und CW-DBF eine Möglichkeit, diesen Kompromiss zu umgehen. Diese Kombination der beiden Prozessierungsverfahren wird erstmalig in diesem Abschnitt vorgestellt.

Es gibt, wie in Bild 4.8 durch ein Blockdiagramm dargestellt, eine Antennengruppe mit den Empfängern Rx_{FM} , den Empfängern der sogenannten FM-Antennengruppe. Ihre Anordnung ist bezüglich der Wellenlänge λ_{FM} gewählt. Für die Prozessierung ist das in Abschnitt 4.2 vorgestellte Verfahren anzuwenden. In Bild 4.8 ist dies durch die parallelen Zweige in den Empfangspfaden angedeutet. Für jede der beiden Messungen erfolgt eine Entfernungskompression (RC), eine anschließende konjugiert komplexe (Konj.) Multiplikation und die Winkelkompression (FM-DBF-AC).

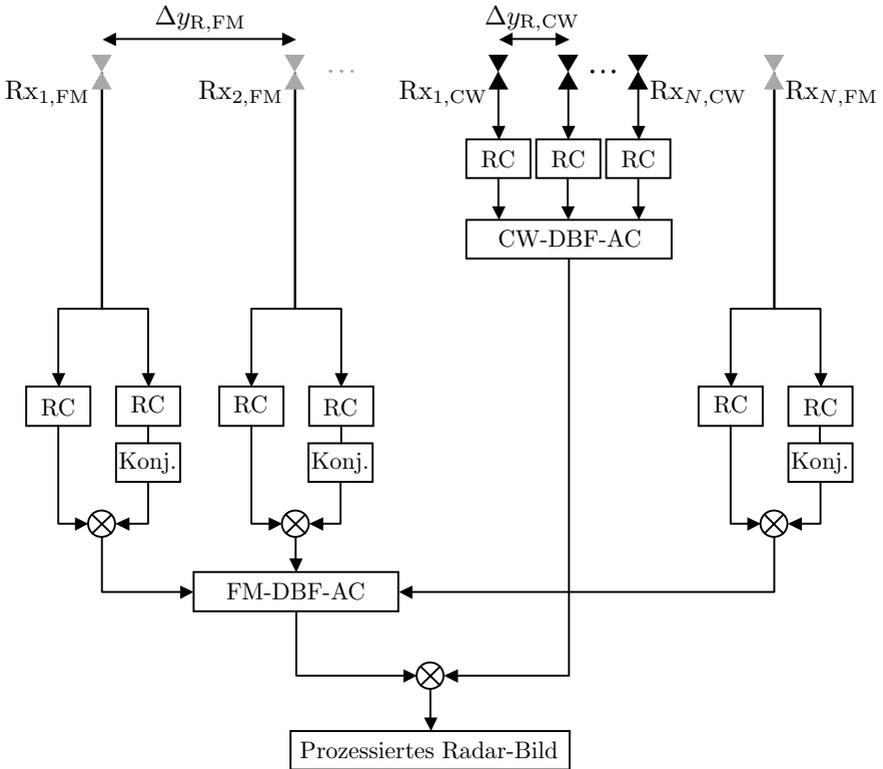


Abbildung 4.8: Blockdiagramm zur Kombination von FM-DBF und CW-DBF.

Zusätzlich zu dieser FM-Antennengruppe wird eine herkömmliche CW-Antennengruppe verwendet. Sie ist durch Rx_{CW} verdeutlicht. Sie ist in Bild 4.8 separat

ingezeichnet, wobei in einer Realisierung eine und dieselbe Antenne sowohl in der FM- als auch in der CW-Antennengruppe verwendet werden kann. Zur Prozessierung dieser Signale wird ebenfalls eine Entfernungskompression (RC) und eine Winkelkompression (CW-DBF-AC) durchgeführt. Allerdings wird hier die herkömmliche Art der Winkelprozessierung für CW-DBF nach Abschnitt 2.3.2 verwendet.

Zur Kombination werden die Ergebnisse der beiden Winkelkompressionen multipliziert, so dass am Ende ein prozessiertes Radar-Bild entsteht.

Um jedoch zwei Antennengruppen sinnvoll miteinander kombinieren zu können, müssen die beiden aufeinander abgestimmt sein. Dazu wird eine Antennengruppe so ausgelegt, dass der gewünschte eindeutige Bereich erreicht wird. Hier wird dazu die FM-Antennengruppe verwendet. Die CW-Antennengruppe wird so dimensioniert, dass mit wenigen Elementen eine hohe Auflösung erreicht wird. Die dabei entstehenden Mehrdeutigkeiten fallen jedoch durch den sinnvoll gewählten Antennenabstand auf die Nullstellen der FM-Antennengruppe. Diese Betrachtungen sind prinzipiell analog zu den Betrachtungen in Kapitel 3 und werden daher nicht weiter ausgeführt. Für die folgenden Beispiele werden eine FM- und eine CW-Gruppe mit jeweils $N_{\text{FM}} = N_{\text{CW}} = 3$ Empfangsantennen und eine gemeinsame Sendeantenne verwendet. Der Abstand in der FM-Antennengruppe beträgt dabei $\Delta y_{\text{R,FM}} = 0,5 \lambda_{\text{FM}} = 0,5 \cdot 4c_0/B = 1,2 \text{ m}$ mit $B = 500 \text{ MHz}$. In der CW-Antennengruppe beträgt der Abstand $\Delta y_{\text{R,CW}} = 1,5 \lambda_{\text{CW}} = 18,75 \text{ mm}$. Prinzipiell ist es dabei unerheblich, in welcher Antennengruppe der größere Abstand auftritt. Allerdings ist es im hier gewählten Beispiel sinnvoller, in der FM-Antennengruppe den kleineren Abstand zu verwenden, damit durch die größere Wellenlängen λ_{FM} diese Antennenanordnung nicht noch größer werden würde. So bleiben die in Abschnitt 4.3.1 beschriebenen Nahfeldfehler möglichst klein.

In Bild 4.9 sind die Gruppenfaktoren für die FM- und die CW-Gruppe, sowie die Überlagerung dargestellt. Da in diesem Fall jeweils nur $N_{\text{CW}} = N_{\text{FM}} = 3$ Antennen verwendet werden, ergibt sich hier für beide Gruppenfaktoren ein höheres Nebenmaximum als die üblichen -13 dB . Die Mehrdeutigkeit des CW-Gruppenfaktors fällt genau auf die Nullstelle des FM-Gruppenfaktors und ist damit in der Überlagerung der beiden Gruppenfaktoren nicht mehr relevant. Zur Überlagerung der beiden Gruppenfaktoren muss die Wurzel aus dem Produkt der beiden linearen Gruppenfaktoren gezogen werden, um weiterhin eine spannungsbezogene Darstellung zu erhalten.

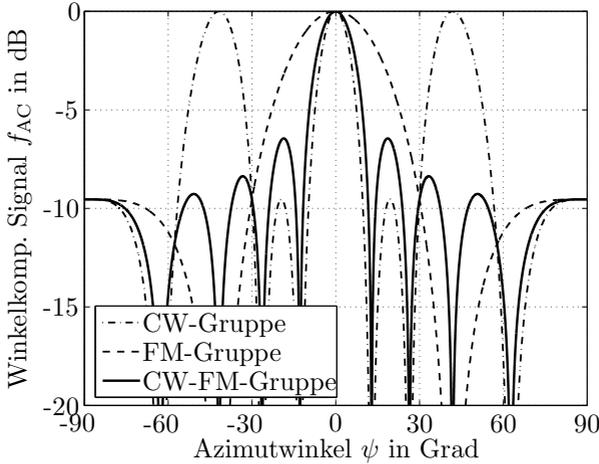
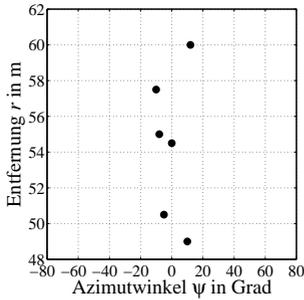
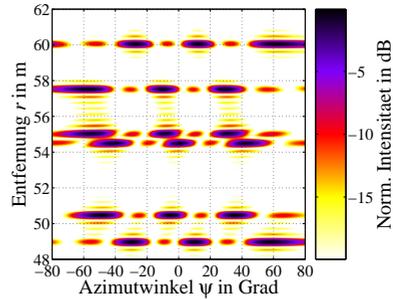


Abbildung 4.9: Gruppenfaktoren der FM-Antennengruppe, der CW-Antennengruppe und der Kombination der beiden Antennengruppen (CW-FM).
 $(\Delta y_{R,FM} = 0,5 \lambda_{FM}, \Delta y_{R,CW} = 1,5 \lambda_{CW}, N_{FM} = 3, N_{CW} = 3)$.

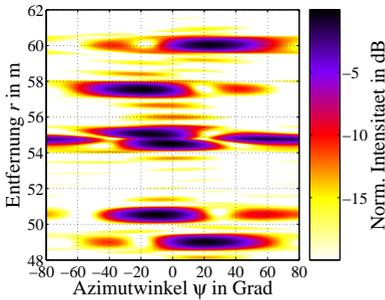
In Bild 4.10 ist ein Simulationsbeispiel zu sehen. Als Reflexionsobjekte dienen in der Simulation ideale Punktziele. Ihre Position ist in Bild 4.10(a) gezeigt. In Bild 4.10(b) ist zur Auswertung nur die CW-Gruppe verwendet worden. Da hier der Antennenabstand $\Delta y_{R,CW} = 1,5 \lambda_{CW} = 18,75 \text{ mm}$ beträgt, entstehen hier Mehrdeutigkeiten im Winkel. In Bild 4.10(c) wird nur die FM-Gruppe betrachtet. Bedingt durch den Antennenabstand $\Delta y_{R,FM} = 0,5 \lambda_{FM} = 0,5 \cdot 4c_0/B = 1,2 \text{ m}$ ist die Winkelauflösung hier mäßig. Außerdem ist durch die Aufteilung der Bandbreite in einen Up- und Down-Chirp die Entfernungsaufösung nur halb so groß ist wie in Bild 4.10(b). In Bild 4.10(d) ist schließlich die Kombination der beiden Prozessierungen gezeigt. Hier ist nur noch ein eindeutiges Maximum auszumachen.



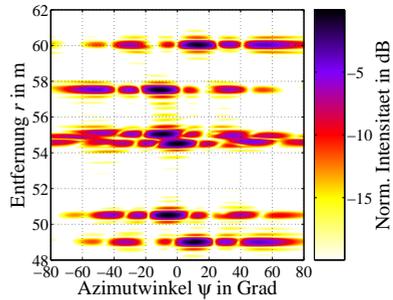
(a) Position der Punktziele.



(b) Radar-Bild des CW-DBF.



(c) Radar-Bild des FM-DBF (mit eliminiertem Träger).



(d) Radar-Bild für die Kombination von FM- und CW-Gruppe.

Abbildung 4.10: Simulationsbeispiel für die Kombination von CW-DBF und FM-DBF.

Mit diesem Simulationsbeispiel ist im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Kombinationsmöglichkeit von FM- und CW-Antennengruppen veranschaulicht worden. Die untersuchte Kombination von FM-DBF und CW-DBF zeigt die folgenden Eigenschaften:

- FM-DBF und CW-DBF können miteinander kombiniert werden. Dabei können die beiden Gruppenfaktoren so dimensioniert werden, dass Mehrdeutigkeiten des einen Gruppenfaktors durch die Nullstellen des anderen Gruppenfaktors kompensiert werden.
- Das Prinzip der überlagerten FM- und CW-Gruppenfaktoren ist ähnlich zu dem in Abschnitt 3.1 vorgestellten Verfahren mit Sende- und Empfangs-

gruppen. Allerdings werden beim Mehr-Sender-DBF die Phasenbeziehungen zwischen allen Sende- und Empfangsantennen ausgewertet. Bei der hier diskutierten Kombination von FM-DBF und CW-DBF werden die jeweiligen Winkelkompressionen für sich bestimmt und dann erst überlagert.

- Daher kann die Anzahl der trennbaren Ziele in der Kombination von FM-DBF und CW-DBF mit der hier vorgestellten Methode nicht höher sein als mit der ausschließlichen Auswertung von FM-DBF oder CW-DBF.
- Liegen Bandbreite und Trägerfrequenz in der gleichen Größenordnung, sind Kombinationsverfahren von FM-DBF und CW-DBF denkbar, die das FM- und das CW-DBF in einem gemeinsamen Prozessierungsschritt durchführen. In diesem Fall könnte die Anzahl der trennbaren Ziele vergrößert werden.

4.5 Fazit

In diesem Kapitel wurde eine neuartige Prozessierungstechnik vorgestellt, die anstatt der Trägerphase die Frequenzmodulation eines Chirp-Signals direkt für die Winkelbestimmung mit DBF benutzt. Für dieses FM-DBF wurden folgende Eigenschaften herausgearbeitet:

- Für die Winkelkompression mit FM-DBF wurde erstmalig eine Kernel-Funktion bestimmt, die ähnlich zu der des CW-DBF ist. Damit ergibt die Winkelkompression bei FM-DBF den Gruppenfaktor der Antennengruppe. Die Antennenabstände werden hierbei auf die Wellenlänge der Frequenzmodulation λ_{FM} bezogen.
- Um FM-DBF mit den üblichen Parametern der Kraftfahrzeug-Radare zu betreiben, muss die Trägerphase eliminiert werden. Hierzu wurde ein Verfahren basierend auf zwei sequentiellen Messungen mit Up- und Down-Chirps für ein Ziel pro Entfernungszelle entwickelt. Phasenfehler, die hierbei in dynamischen Szenarien auftreten, wurden untersucht und zeigten sich als vernachlässigbar.
- Mit der Ausnutzung des neuartigen FM-DBF und der hier vorgeschlagenen Kombination von FM-DBF und CW-DBF können Mehrdeutigkeiten im CW-DBF unterdrückt werden. Im dem erarbeiteten Konzept ist die FM-Antennengruppe so dimensioniert, dass sie eine eindeutige Winkelmessung

mit mäßiger Auflösung zulässt. Die CW-Antennengruppe bildet mit wenigen Antennenelementen eine relativ große, dünn besetzte, Apertur. Durch die große Apertur der CW-Antennengruppe wird eine gute Auflösung erreicht.

5 Modellierung der Streueigenschaften komplexer Fahrzeugstrukturen

Fahrzeuge lassen aufgrund ihrer komplexen Struktur eine Vielzahl von Streuzentren und Streumechanismen erwarten. Im Fernfeld wird die komplexe Radar-Signatur im Radar-Rückstreuquerschnitt (RCS) zusammengefasst. Diese Größe ist abhängig vom Einfallswinkel und Ausfallswinkel der Wellen und ist ein Maß für die gestreute Leistung [79]. Im RCS sind bereits alle Streueffekte wie Reflexion, Beugung und Brechung an allen Streuzentren zusammengefasst. Die Information darüber, an welchen Stellen an einem Objekt eine Interaktion stattfindet, ist im RCS nicht enthalten. Steht eine sehr große Entfernungs- oder Winkelauflösung zur Verfügung, können die einzelnen Streuzentren örtlich getrennt erfasst werden [80]. Dies ist insbesondere beim Nahbereichs-Radar der Fall. Die Beschreibung eines Fahrzeugs durch ein Punktziel ist deshalb im Nahbereich nicht mehr zulässig. Für solche Simulationen [81] wird ein Fahrzeugmodell benötigt, welches entsprechend der Realität mehrere Streuzentren zeigt [82]. Hierzu sind bisher verschiedene Modellierungsansätze bekannt, die im Wesentlichen auf Plausibilitätsbetrachtungen basieren. Ein einfaches, aus mehreren Punkt- und Flächenzielen zusammengesetztes Fahrzeugmodell wird in [83, 84] vorgestellt. In die Bestimmung dieses Modells geht jedoch bereits eine Annahme über das Streuverhalten des Fahrzeugs mit ein. Eine stark vereinfachte dreidimensionale Modellierung eines Fahrzeugs mit Hilfe einiger wenigen Flächen wie in [85, 86] verwendet, wird jedoch den vielen, im Nahbereich relevanten, Streuzentren nicht gerecht.

Die neuartige Modellierung des Streuverhaltens eines Fahrzeugs mit Hilfe von Ray-Tracing-Simulationen wird im Rahmen dieser Arbeit erstmalig durchgeführt [87]. Das entwickelte Modell besteht aus mehreren, auf dem Fahrzeug verteilten Cluster mit spezifischen Streu-Charakteristiken.

Durch den Vergleich mit Messungen erfolgt vorab die allgemeine Verifikation von Ray-Tracing-Simulationen bei 24 GHz für Kraftfahrzeug-Radar-Anwendungen. Dazu wird erstmalig eine hochaufgelöste, dreidimensionale Fahrzeuggeometrie in den Ray-Tracer eingebracht. Dies wird in Abschnitt 5.1 beschrieben. Zur Bestimmung eines Fahrzeugmodells wird im ersten Schritt eine monostatische Simulation mit der selben Fahrzeuggeometrie durchgeführt. Anders als in

einer realen Messung liegen beim Ray-Tracing alle Streueffekte separat vor und können einzeln ausgewertet werden. Im zweiten Schritt werden die ermittelten Streuzentren in einige wenige Cluster gruppiert. Jedem Cluster wird aus den Beiträgen der einzelnen Streuzentren eine winkelabhängige Streu-Charakteristik zugeordnet und in einer Datenbank hinterlegt. Zur Validierung des Cluster-Modells müssen alle Cluster zusammen eine vergleichbare Streu-Charakteristik zeigen, wie die ursprüngliche Ray-Tracing-Simulation, die alle Streuzentren einzeln berücksichtigt. Die Umsetzung der Ray-Tracing-Simulationsergebnisse in ein Cluster-Modell wird in Abschnitt 5.2 dargestellt.

Dieses schnelle, innovative Cluster-Modell kann in allen Radar-Simulationen zum Einsatz kommen. Dabei werden mit einem Sichtbarkeitsalgorithmus die relevanten Cluster bestimmt und deren Beitrag jeweils aus der winkelabhängigen Streu-Charakteristik ausgelesen. Hierzu sind keine weiteren Ray-Tracing-Simulationen mehr nötig. Erst mit diesem Modell ist es möglich, verschiedene Radar-Konfigurationen sinnvoll simulativ miteinander zu vergleichen.

5.1 Messtechnische Verifikation von Ray-Tracing-Simulationen für Radar-Anwendungen

Fahrzeugsimulationen mit kommerzieller FDTD-Simulationssoftware sind aufgrund der kleinen Wellenlängen bei den für automobiler Radar-Anwendungen spezifizierten Frequenzen 24 GHz oder 79 GHz nur mit sehr großem Aufwand durchführbar. Die Diskretisierung der Modelle in Bezug auf die Wellenlänge würde zu so vielen Unbekannten führen, dass Simulationen, wenn überhaupt rechenbar, zu lange dauern würden. Ray-Tracing-Simulationen haben diese Einschränkung nicht. Bei ihnen ist die Anzahl der vom Sender aus sichtbaren Flächen entscheidend für die Rechenzeit [88]. Ein kompliziertes Modell mit vielen Flächenelementen kann mit Ray-Tracing gerade dann schnell bearbeitet werden, wenn viele der Flächen vom Sender aus nicht sichtbar sind [89]. Die Rechenzeit ist damit von der Geometrie abhängig. Ray-Tracing-Simulationen zur Charakterisierung des RCS sind bisher auch schon auf anderen Gebieten vorgestellt worden. Für Raketen und Flugzeuge wird in [90] eine Ray-Tracing-Simulation des RCS vorgestellt. Die Ray-Tracing-Simulationen wurden basierend auf der Physikalischen Optik (PO) und der Physikalischen Beugungstheorie (PTD) durchgeführt und mit der Momentenmethode (MoM) erfolgreich verifiziert. Hier wird jedoch keine Analyse der Streuzentren vorgenommen. In [91] werden hingegen Cluster aus simulierten inversen SAR (ISAR)-Bildern mit dem Clean-Algorithmus

[92] herausgearbeitet. Die Radar-Bilder basieren dabei auf dem Shooting-and-Bouncing-Verfahren. Dieses Vorgehen verlangt jedoch den Umweg über ein ISAR-Bildes. Hierzu werden verifizierte Simulationen oder Messungen benötigt.

Im Folgenden wird das am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH) entwickelte und verifizierte Ray-Tracing-Tool verwendet und die Pfadinformationen ausgewertet [93]. Die Ray-Tracing-Simulationssoftware verwendet einen strahlenoptischen Ansatz basierend auf der Geometrischen Optik (GO) und der allgemeinen Beugungstheorie (UTD). Sie beinhaltet modifizierte Fresnel-Koeffizienten zur Berechnung der Reflexion und Beugung [94, 95]. Jeder Strahl wird einzeln betrachtet und berücksichtigt eine Kombination aus Mehrfachreflexionen, Beugung und Streuung. Dies erlaubt ein Analyse der Streuzentren und der Streuphänomene und wird in der folgenden Betrachtung ausgenutzt.

Einfache Fahrzeugmodelle wurden bisher am IHE für Ray-Tracing-Simulationen im Zusammenhang mit Untersuchungen zur Kommunikation [96, 95] und zur Wellenausbreitung [86] im Hinblick auf Interferenzen mit Fernerkundungssatelliten verwendet. Für hoch aufgelöste Ray-Tracing-Simulationen für Radar-Applikationen sind diese Modelle wegen ihrer einfachen Struktur jedoch nicht geeignet. Das Simulationsmodell des Fahrzeugs, welches erstmals mit Ray-Tracing betrachtet wird, ist in Bild 5.1 zu sehen.



Abbildung 5.1: Fahrzeuggeometrie für Ray-Tracing-Simulation.

Solche dreidimensionalen Fahrzeugmodelle sind auf dem Markt für Filmhersteller und Entwickler von Computerspielen im dort gängigen Dateiformat 3ds erhältlich. Diese Modelle können mit entsprechender Software in ihrer Auflösung an die Anforderungen bei Radar-Simulationen angepasst und mit Zwischenschritten in das für den Ray-Tracer benötigte Textformat konvertiert werden. Das verwendete Simulationsmodell besteht aus 12.100 Dreiecken mit einer Größe von

mindestens 25 cm^2 um die Forderung des Ray-Tracers nach großen Flächen im Vergleich zur Wellenlänge bei 24 GHz nachzukommen. Zu allen Flächen sind die elektro-magnetischen Materialparameter hinterlegt. Außerdem wurde in die Simulation ein ideal leitfähiger Straßenbelag miteingebracht, da dies den zur Verifikation durchgeführten Messungen entspricht [86].

Zur Verifikation der Ray-Tracing-Simulation wird der bistatische Streukoeffizient des Fahrzeugs nach Bild 5.1 mit Messergebnissen des gleichen Fahrzeugs verglichen. In Bild 5.2 ist das verwendete Koordinatensystem gezeigt. Die Sendeantenne befindet sich hinter dem Fahrzeug bei $\psi = 0^\circ$ in der Azimutebene mit $\theta = 90^\circ$. Die Empfangsantenne kreist um das Fahrzeug in Azimut mit einem konstanten Elevationswinkel $\theta = 60^\circ$ bei dem Radius $r = 9,5 \text{ m}$. Diese Konfiguration wird für vertikale und horizontale Polarisierung der Sende- und Empfangsantenne untersucht.

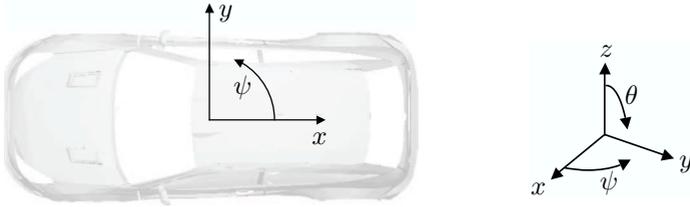
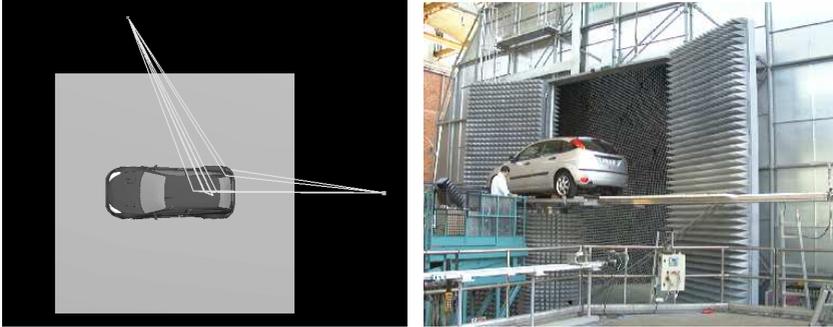


Abbildung 5.2: Definition des Koordinatensystem.

Die Simulation und die Messung werden in Bild 5.3 veranschaulicht. Bild 5.3(a) zeigt die Draufsicht einer bistatischen Ray-Tracing-Simulation. Die Linien zeigen die Pfade der Wellenausbreitung an. Zu jedem Pfad ist die Pfadinformation, die z. B. den Streupunkt und die Dämpfung enthält, vorhanden. Die Verifikationsmessungen für diese Anordnung wurden in der Messkammer des European Commission Joint Research Center (JRC) in Ispra, Norditalien durchgeführt [86]. Bild 5.3(b) zeigt das Fahrzeug vor der Messkammer.

Bei diesen Messungen wurden die Kopplungskoeffizienten C_v und C_h der vertikalen und horizontalen Polarisierung über dem Azimutwinkel ψ gemessen. Sie werden analog zu [86] aus den Mess- und Kalibrationsdaten bestimmt und über der Frequenz gemittelt:



(a) Beispiel einer bistatischen Ray-Tracing-Simulation. (b) Messungen am JRC, Ispra, Italien. Fahrzeug außerhalb der Kammer.

Abbildung 5.3: Simulation und Verifikationsmessung.

$$\begin{aligned}
 C_v(\psi) &= \sqrt{\frac{1}{N_f} \sum_{i=1}^{N_f} \left| \frac{S_{vv}(f_i, \psi)}{S_{vv}^{\text{cal}}(f_i) \frac{d^{\text{cal}}}{d(\psi)}} \right|^2 + \left| \frac{S_{vh}(f_i, \psi)}{S_{vh}^{\text{cal}}(f_i) \frac{d^{\text{cal}}}{d(\psi)}} \right|^2} \\
 C_h(\psi) &= \sqrt{\frac{1}{N_f} \sum_{i=1}^{N_f} \left| \frac{S_{hh}(f_i, \psi)}{S_{hh}^{\text{cal}}(f_i) \frac{d^{\text{cal}}}{d(\psi)}} \right|^2 + \left| \frac{S_{hv}(f_i, \psi)}{S_{hv}^{\text{cal}}(f_i) \frac{d^{\text{cal}}}{d(\psi)}} \right|^2}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Darin bezeichnet S_{ij} den komplexen Streukoeffizienten, wobei j und i für die Polarisierungen der Sende- und der Empfangsantenne stehen. d ist der Abstand zwischen den beiden Antennen. Die Größen mit dem Superskript „cal“ beziehen sich auf die Kalibrationsdaten. Die Messung wurde mit $N_f = 401$ Frequenzpunkten zwischen 22 GHz und 26 GHz durchgeführt. Um den Rechenaufwand gering zu halten, wurde monofrequent bei 24 GHz simuliert. Außerdem wurde nur die Kopolarisationskomponente simuliert. Da der Ray-Tracer von ideal polarisierten Antennen ausgeht und durch die überwiegenden Reflexionsanteile kein großer Beitrag zur Kreuzpolarisationskomponente vorliegt, ist diese Vereinfachung gerechtfertigt. Für die Berechnung des Kopplungskoeffizienten der Simulation entfällt damit in Gl. 5.1 der zweite Summand mit den Kreuzpolarisationstermen und die Mittelung über die Frequenz.

Der Vergleich zwischen dem simulierten und dem gemessenen Kopplungskoeffizient ist in Bild 5.4(a) für vertikale und in Bild 5.4(b) für horizontale Polarisation gezeigt.

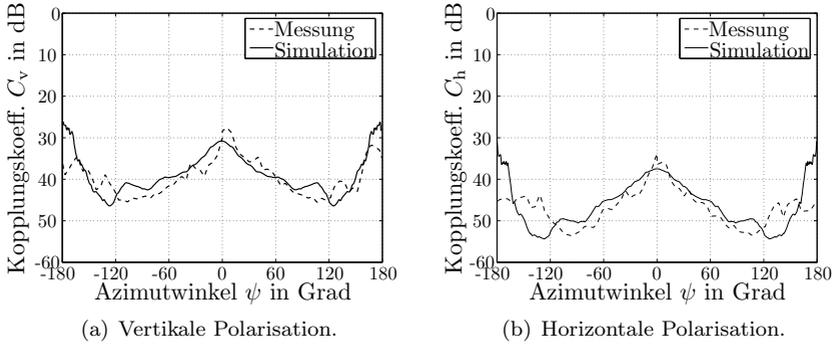


Abbildung 5.4: Simulierter und gemessener bistatischer Kopplungskoeffizient.
 (Tx: $\psi = 0^\circ$, $\theta = 90^\circ$; Rx: $\psi = -180^\circ \dots 180^\circ$, $\theta = 60^\circ$).

Für beide Polarisationen sinkt der Kopplungskoeffizient signifikant, wenn Sende- und Empfangsantenne quer zueinander orientiert sind. Die Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation ist sehr gut für Azimutwinkel ψ im Bereich zwischen -160° und 160° . Für Azimutwinkel nahe $\psi = 180^\circ$ wird die Übereinstimmung schlechter. Die Simulation bewertet in dieser Konfiguration die Kopplung entlang des Fahrzeugdaches als zu stark. Sind Sende- und Empfangsantenne näher bei einander, so wie es in einer monostatischen Simulation auch zutrifft, sind die Simulationsergebnisse sehr verlässlich.

Dieser Vergleich bestätigt die Zuverlässigkeit der hier erstmals durchgeführten Ray-Tracing-Simulationen mit detaillierten Modellen. Die Ergebnisse von solchen Ray-Tracing-Simulationen wie die Position der Streuzentren und der Pfadinformation können damit auch für weitere monostatische Betrachtungen herangezogen werden.

5.2 Umsetzung von Ray-Tracing-Simulationsergebnissen in ein Cluster-Modell

Im Folgenden werden die wesentlichen Cluster aus den Streuzentren am Fahrzeug aus der Ray-Tracing-Simulation herausgearbeitet. Diese Aufgabenstellung wird als zweidimensionale Fragestellung betrachtet. Zu jedem Cluster wird ei-

ne Streu-Charakteristik zugeordnet. Sie entsteht aus allen Einzeleffekten, die zu den Streuzentren des jeweiligen Cluster gehören. In der Summe ergeben alle Cluster-Charakteristiken eine Näherung für anfänglich durch Ray-Tracing ermittelte Streucharakteristik, die alle Streuzentren berücksichtigt. Je mehr Cluster zugelassen werden, um so besser ist die Näherung. Andererseits sollen aber nur so viele Cluster wie nötig betrachtet werden, um den Rechenaufwand gering zu erhalten. Die folgenden Betrachtungen zeigen, dass mit zehn Clustern ein Fahrzeug für die hier gestellten Anforderungen gut modelliert werden kann.

5.2.1 Simulation der monostatischen Streueigenschaften eines Fahrzeugs

Grundlage der Cluster-Bildung ist eine monostatische Simulation. Die Streuzentren \vec{x}_S sind in Bild 5.5 auf dem Fahrzeug dargestellt.

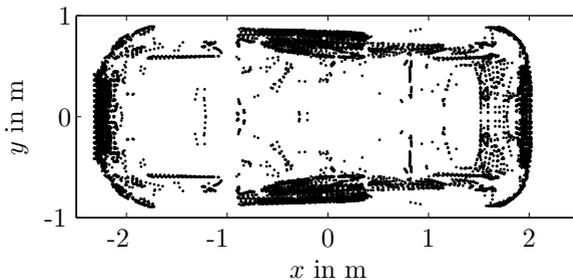


Abbildung 5.5: Streuzentren \vec{x}_S am Fahrzeug bei monostatischer Simulation.

Bedingt durch den strahlenoptischen Ansatz im Ray-Tracer werden die selben Streuzentren \vec{x}_S für beide Polarisationen gefunden, wobei sich die Amplituden unterscheiden können. Aus diesem Grund ist Bild 5.5 für beide Polarisationen gültig. Jedes dieser Streuzentren ist für eine bestimmte Richtung aktiv und mit einer Amplitude und Phase abhängig von der Polarisation belegt. Die Streuung an diesen Zentren bildet die monostatische Streucharakteristik und wird als Referenz für das Cluster-Modell verwendet.

5.2.2 Bildung der Cluster

Zur Bildung eines vereinfachten Streumodells werden die Streuzentren in Cluster zusammengefasst. Hierzu wurde ein Greedy-Algorithmus [97] implementiert, der

die einzelnen Zentren entsprechend ihrer geometrischen Lage in der xy -Ebene gruppiert. Dies geschieht zunächst für die vertikale Polarisation. In dem zweiten Schritt werden die Streu-Charakteristiken der einzelnen Cluster für beide Polarisationen berechnet.

Aus Symmetriegründen wird die Simulation nur zwischen $\psi = 0^\circ$ und $\psi = 180^\circ$ ausgeführt. Die Ergebnisse werden für die zweite Seite anschließend gespiegelt.

Im ersten Prozessierungsschritt wird die Position des stärksten Streuzentrums bestimmt. Dies ist der Startpunkt für die Cluster-Bildung. In seiner Umgebung wird nach weiteren Streuzentren gesucht. Adaptiv entscheidet der Algorithmus über die Form des Clusters. Es werden Kreise, breite und schmale Rechtecke untersucht. Dieser Schritt ist in Bild 5.6 verdeutlicht.

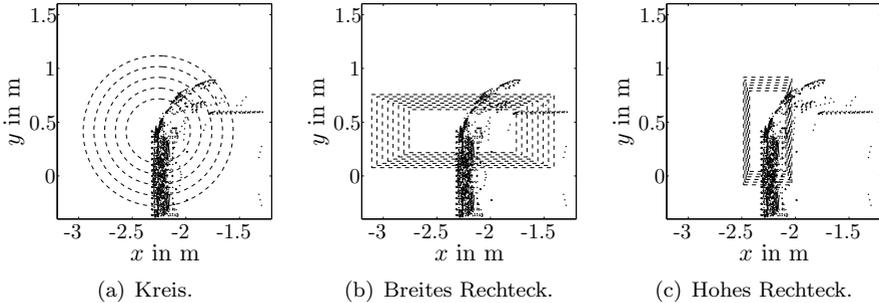


Abbildung 5.6: Cluster-Geometrien am Beispiel der vorderen rechten Fahrzeuggecke.

Die Größenverhältnisse der Testflächen orientieren sich an der Fahrzeuggeometrie: Für die Kreise wird der Radius r zwischen 0,5 m und 0,9 m mit einer Schrittweite von 0,1 m verändert um die Fahrzeugecken nachzubilden. Die breiten Rechtecke haben ein Seitenverhältnis von 0,4. Dies entspricht dem Seitenverhältnis des Fahrzeugs. Die Länge der längere Seite wird zwischen 1,0 m und 2,0 m mit einer Schrittweite von 0,1 m verändert. Diese Seitenlängen wird in Bezug auf die Fahrzeuglänge von 4,35 m gewählt, um drei Cluster pro Seite zuzulassen. Bei den hohen Rechtecken ist ein Seitenverhältnis von 0,5 vorgegeben, um die Stoßfänger abdecken zu können. Die Höhe der Rechtecke wird zwischen 1,0 m und 1,5 m in Schritten von 0,1 m verändert.

Der nächste Prozessierungsschritt ist exemplarisch in Bild 5.7 beispielhaft für ein hohes Rechteck verdeutlicht: Jede Cluster-Geometrie wird zusätzlich in der xy -Ebene verschoben, um die bestmögliche Übereinstimmung zwischen der Cluster-Geometrie und der Streuzentrenanordnung zu erhalten. Die Verschiebung erfolgt um $\Delta x = 0,3\text{ m}$ in x -Richtung und $\Delta y = 0,1\text{ m}$ in y -Richtung. Aus allen Cluster-Flächentypen und -größen wird die Cluster-Geometrie ausgewählt, die die höchste Flächendichte der Streuzentren im Cluster liefert. Nachdem ein Cluster gefunden wurde, werden alle zu diesem Cluster gehörenden Streuzentren zusammengefasst und bei der Suche nach dem nächststärksten Signal ausgenommen. Diese Schleife wird so lange ausgeführt, bis die noch verbleibenden Streuzentren nur noch vernachlässigbare Beiträge zur Streu-Charakteristik des Fahrzeugs haben.

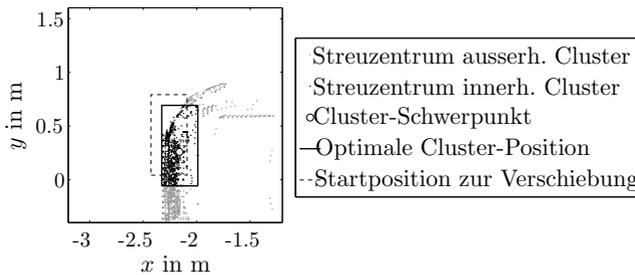


Abbildung 5.7: Verschiebung der Cluster-Geometrie.

Im zweiten Schritt der Cluster-Bildung werden die Streubeiträge aller Streuzentren innerhalb eines Clusters auf den Cluster-Schwerpunkt bezogen und Cluster-Charakteristik genannt. Hierzu werden die einzelnen Pfade analysiert. Jedem Pfad wird ein Streuzentrum \vec{x}_S zugewiesen. Das ist der Punkt, an dem der Pfad mit dem Objekt interagiert. Sollte ein Pfad mehrere Interaktionsstellen aufweisen, werden diese in ihrem geometrischen Mittelpunkt zusammengefasst und fortan als ein Streuzentrum behandelt. Die Streuzentren werden zu Clustern gruppiert. Der Cluster-Schwerpunkt $\vec{x}_{C,c}$ des Clusters c beschreibt nicht den Mittelpunkt der zugrunde liegenden Fläche, sondern ist der im logarithmischen Maß gewichtete Mittelpunkt aller N_S im Cluster befindlichen Streuzentren an den Orten \vec{x}_S :

$$\vec{x}_{C,c} = \sum_{s=1}^{N_S} \vec{x}_S(s) D(s) \quad (5.2)$$

Dabei ist $D(s)$ die Dämpfung des Pfades s , der bei $\vec{x}_S(s)$ auf die Struktur trifft.

Zur Berechnung der Cluster-Charakteristik $C_{C,c}(\psi)$ des Clusters c werden die komplexen Beiträge $A(s)$ aller $N_S(\psi)$ Streuzentren addiert, die im Cluster liegen und einen Beitrag für den Winkel ψ liefern.

$$C_{C,c}(\psi) = \sum_{s=1}^{N_S(\psi)} A(s) e^{j\varphi(s)} \quad (5.3)$$

Der Phasenterm $e^{j\varphi(s)}$ bewirkt einen Phasenbezug des jeweiligen Streuzentrums auf den Cluster-Schwerpunkt.

In Bild 5.8 sind die zehn stärksten Cluster dargestellt, die für vertikale und horizontale Polarisation ermittelt wurden. Die Zahl gibt die Reihenfolge an, mit der der Algorithmus die Cluster gefunden hat. Diese Reihenfolge entspricht auch der Reihenfolge der jeweils stärksten Streuzentren der Cluster. Die vier Ecken liefern die stärksten Beiträge, gefolgt von den Clustern an den Seiten.

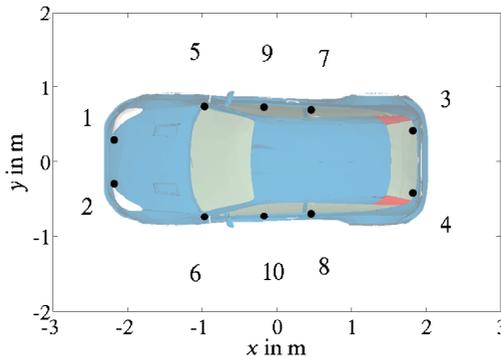
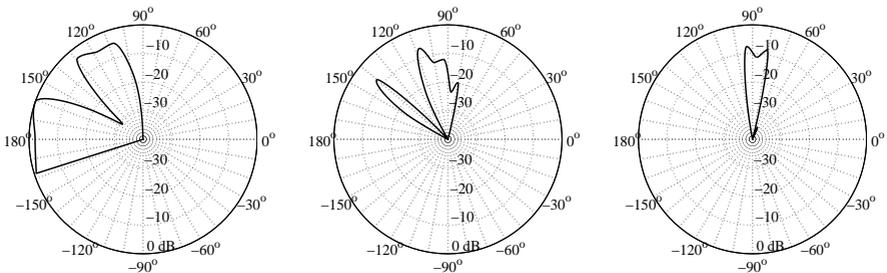


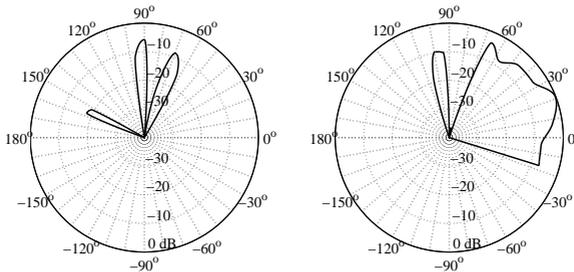
Abbildung 5.8: Cluster-Schwerpunkte \vec{x}_C .

In Bild 5.9 sind die fünf Cluster-Charakteristiken der rechten Fahrzeugseite der horizontalen Polarisation gezeigt. Der Einfallswinkel bezieht sich dabei auf den

jeweilige Cluster-Schwerpunkt. Das Cluster an der rechten vorderen Ecke in Bild 5.9(a) zeigt einen starken Beitrag zwischen 160° und 200° und einen zusätzlichen Beitrag bei 110° . Das Cluster an der Fahrzeugseite in Bild 5.9(c) liefert nur einen sehr gerichteten Beitrag um 120° bedingt durch die Streuzentren an der ebenen Fahrzeugseite. Die Cluster nahe den Radkästen zeigen in Bild 5.9(b) und 5.9(d) dagegen zusätzlich durch die unregelmäßige Geometrie auch Beträge in andere Richtungen. Einen sehr weiten Winkelbereich von etwa 90° hat das Cluster an der rechten hinteren Fahrzeugecke in Bild 5.9(e).



(a) Cluster Nr. 1: Ecke vorne. (b) Cluster Nr. 5: Seite vorne. (c) Cluster Nr. 9: Seite mitte.



(d) Cluster Nr. 7: Seite hinten. (e) Cluster Nr. 3: Ecke hinten.

Abbildung 5.9: Cluster-Charakteristiken C für horizontale Polarisation der Cluster an der rechten Fahrzeugseite (Linke Fahrzeugseite analog).

Alle Cluster haben nur eine Charakteristik für Einfallswinkel, unter denen die Cluster auch sichtbar sind. Dies bestätigt die sinnvolle Beschreibung der Cluster durch die jeweiligen Charakteristiken.

5.2.3 Validierung des Cluster-Modells

Zur Validierung des Cluster-Modells wird die Cluster-Beschreibung mit der originären Ray-Tracing-Simulation verglichen. Hierzu wird die monostatische Streucharakteristik $C_{\text{ges}}(\psi)$ des gesamten Cluster-Modells berechnet. Sie berechnet sich über die Summation aller einzelnen N_C Cluster-Streucharakteristiken C_c , die durch den Phasenterm $e^{j\varphi(c)}$ auf den Ursprung des Koordinatensystems bezogen werden.

$$C_{\text{ges}}(\psi) = \sum_{c=1}^{N_C(\psi)} C_c(\psi) e^{j\varphi(\psi, \vec{x}_{c,c})} \quad (5.4)$$

Bild 5.10 zeigt die monostatische Streucharakteristik des Streumodells. Das zugrunde liegende Modell beinhaltet die Cluster Nr. 1 bis Nr. 4 ($N_C = 4$), die der Algorithmus nach Abschnitt 5.2.2 bestimmt und den Fahrzeugecken zugeordnet hat.

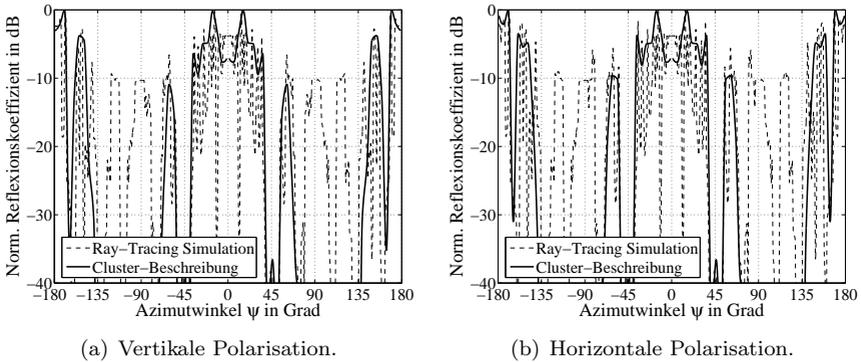


Abbildung 5.10: Vergleich der Gesamt-Cluster-Charakteristiken C_{ges} für Cluster Nr. 1 bis Nr. 4. ($N_C = 4$).

In Bild 5.10(a) ist die vertikale, in Bild 5.10(b) die horizontale Polarisation gezeigt. Für beide Polarisationen wird als Referenz die Ray-Tracing-Simulation nach Abschnitt 5.2.1 herangezogen. Das Cluster-Streumodell bestehend aus vier Clustern zeigt eine gute Übereinstimmung zur Referenz für Azimutwinkel ψ im Bereich von $+130^\circ$ bis -130° , also in dem Winkelbereich der Fahrzeugvorderseite. Ebenso im Bereich hinter dem Fahrzeug mit ψ zwischen -50° und 50° ist die Übereinstimmung sehr gut. Im Bereich der Fahrzeugseiten ist die Cluster-

Darstellung mit nur vier Clustern nicht ausreichend, da die Cluster dort nicht berücksichtigt wurden.

Eine ausreichend gute Darstellung kann mit zehn Clustern erreicht werden. Der Vergleich zwischen der Streu-Charakteristik des Modell mit zehn Clustern und der Referenz ist in Bild 5.11 zu sehen. Auch hier sind wieder die vertikale (Bild 5.11(a)) als auch die horizontale (Bild 5.11(b)) Polarisation dargestellt.

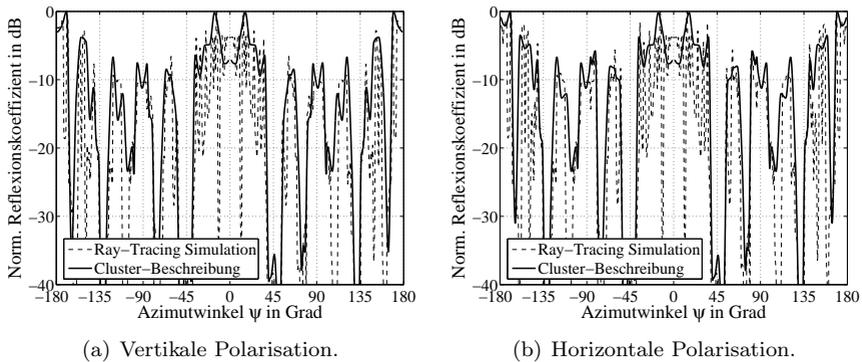


Abbildung 5.11: Vergleich der Gesamt-Cluster-Charakteristiken C_{ges} für Cluster Nr. 1 bis Nr. 10. ($N_C = 10$).

Werden zehn Cluster für das Streumodell berücksichtigt, erreicht man im gesamten Azimutbereich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen dem vereinfachten Streumodell und der Referenz. Dies bestätigt die Zuverlässigkeit des Streumodells und zeigt, dass ein Fahrzeug im Azimut sinnvoll mit zehn Clustern beschrieben werden kann.

5.3 Fazit

Ausgangspunkt zur Bestimmung eines Cluster-Modells ist eine durch Messungen verifizierte Ray-Tracing-Simulation. Aus den Betrachtungen in diesem Kapitel entsteht aus dem Ray-Tracing-Simulationsergebnis ein vereinfachtes Fahrzeugmodell mit zehn Clustern. Jedem Cluster ist eine polarisationsabhängige Cluster-Charakteristik zugeordnet. Dieses Fahrzeugmodell kann in den folgenden

Betrachtungen als realistisches Radar-Ziel herangezogen werden. Damit können die bisher verwendeten Punktziele ersetzt und schnell aussagekräftige Simulationen für ein reales Fahrzeug durchgeführt werden, ohne dass aufwändig immer wieder das gesamte Fahrzeug mit Ray-Tracing simuliert werden muss. Durch die Cluster-Beschreibung sind damit auch Simulationen möglich, wenn kein Ray-Tracing-Simulator verfügbar ist.

6 Digital Beamforming-Simulationen von Fahrzeugszenarien basierend auf Cluster-Modellen

Bisher wurden die Prozessierungsverfahren in den Kapiteln 3 und 4 mit idealen Punktzielen betrachtet. Damit ist eine umfassende analytische Betrachtung dieser idealen Szenarien möglich. Auch Radar-Bilder sind mit idealen Punktzielen relativ einfach zu simulieren. Um aber auch für reale Szenarien Simulationen durchführen zu können, wurde das in Kapitel 5 vorgestellte Cluster-Modell entwickelt. In diesem Kapitel werden nun die in der Simulation bisher verwendeten idealen Punktziele durch das Cluster-Modell eines Fahrzeugs ersetzt und Radar-Bilder mit verschiedenen Antennenkonfigurationen und Prozessierungsverfahren simuliert. Die auf diese Weise erhaltenen Radar-Bilder illustrieren so die Ergebnisse der Kapitel 3 bis 5 bei mehreren, auch unterschiedlich starken, Reflexionszentren in realistischen Szenarien.

6.1 Simulationsumgebung

Der Prozessierung und damit der Erzeugung der Radar-Bilder geht eine Simulation der Empfangssignale voraus. Diese Simulation beinhaltet die folgenden Schritte, bei denen das Cluster-Modell des Fahrzeugs berücksichtigt wird:

- *Positionierung des Fahrzeugs:*

Die Cluster eines Fahrzeugs werden an die gewünschte Position verschoben und gedreht. Es werden zwei Szenarien betrachtet. Dabei handelt es sich um die Fahrt von zwei Fahrzeugen um eine Kurve und entlang einer geraden Straße. Dies ist in Bild 6.1 zu sehen. Die DBF-Antennengruppe befindet sich immer im Ursprung der Radar-Bilder (Entfernung und Querentfernung $r = cr = 0$ m).

- *Ermittlung der relevanten Cluster:*

Mit einem Sichtbarkeitsalgorithmus werden alle Cluster ermittelt, die von

der Mitte der DBF-Antennengruppe aus sichtbar sind. Die Simulation beschränkt sich auf alle direkt sichtbaren Cluster, so dass Mehrwegereflexionen über die Straße oder andere Fahrzeuge vernachlässigt werden.

- *Bestimmung der Aspektwinkel:*
Für jedes Cluster wird der jeweilige Einfallswinkel des Radar-Signals bestimmt.
- *Bestimmung der aspektwinkelabhängigen Reflexionspegel:*
Für jedes Cluster wird der Pegel der Reflexion bestimmt. Dazu wird aus der Cluster-Datenbank für jedes sichtbare Cluster der Pegel für den jeweiligen Aspektwinkel ausgewählt. Aufgrund der Cluster-Charakteristik kann es vorkommen, dass ein Cluster zwar sichtbar ist, aber keinen merklichen Beitrag zur Reflexion liefert.
- *Bestimmung der Empfangssignale:*
Für jede Kombination aus Sender und Empfänger wird das durch die einzelnen Cluster reflektierte Signal aus der Laufzeit und dem cluster-abhängigen Pegel bestimmt. Das Empfangssignal berechnet sich aus der Summe aller reflektierten Signale.

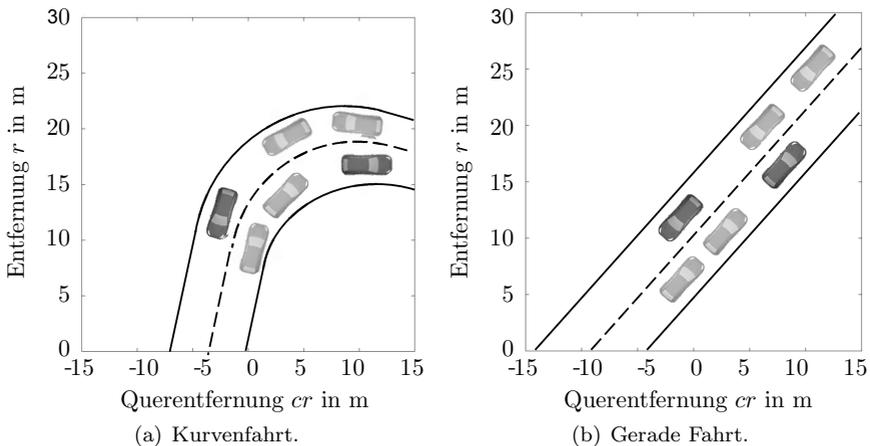


Abbildung 6.1: Straße mit Fahrzeugen als Simulationsbeispiele.

Bei den Simulation wird auf die Berücksichtigung der Phasendrehung durch die Cluster verzichtet. Ebenso wird eine Dopplerverschiebung nicht berücksichtigt,

da dies, bezogen auf ein Streuzentrum, konstante Phasenoffsets sind. Außerdem wird nur die Kopolarisation zur Simulation herangezogen. Im Allgemeinen bewegt sich das Fahrzeug während einer Simulation nicht. Falls sich das Fahrzeug dennoch bewegt, ist dies im Folgenden ausdrücklich erwähnt. An diese Simulation mit dem Fahrzeugmodell schließt sich die bekannte Prozessierung nach Abschnitt 2.3 an.

6.2 Simulationen basierend auf CW-DBF

Dieser Abschnitt zeigt verschiedene Szenarien im Kraftfahrzeug-Nahbereich und die entsprechenden simulierten Radar-Bilder. Dabei wird in diesem Abschnitt zunächst auf verschiedene Szenarien eingegangen. Für ein charakteristisches Szenario werden dann verschiedene Antennenanordnungen gegenübergestellt.

6.2.1 Vergleich verschiedener Radar-Szenarien

Den folgenden Vergleichen liegt eine DBF-Konfiguration mit $M = 3$ Sendern und $N = 3$ Empfängern zugrunde. Die Empfangsantennen sind linear äquidistant angeordnet und haben einen Abstand von $\Delta y_R = 0,6 \lambda$. Die Sendeantennen sind ebenfalls linear angeordnet und haben den Abstand $\Delta y_T = 3y_R = 1,8 \lambda$. Auf die Empfangssignale wird in Azimutrichtung eine Villeneuve-Belegung nach Abschnitt 3.2 gelegt.

Kurvenfahrt

Das erste Simulationsbeispiel in Bild 6.2 zeigt die Fahrt von zwei Fahrzeugen entlang einer scharfen Kurve wie es von einem DBF-Sensor vom Ursprung aus aufgenommen werden würde. Dabei fährt ein Fahrzeug in positiver Entfernungsrichtung auf einer Rechtskurve, während sich das andere Fahrzeug in einer Linkskurve auf den DBF-Sensor zu bewegt. In diesen Beispielen steht das Fahrzeug während einer Simulation, so dass Effekte durch ein dynamisches Szenario zunächst noch vernachlässigt werden.

In Bild 6.2(a) sind zwei deutliche Maxima zu sehen, die den beiden Fahrzeugen entsprechen. Das sich entfernende Fahrzeug erzeugt durch sein Heck ein scharfes Maximum in Entfernungs- und Azimutrichtung. Auch das entgegenkommende Fahrzeug erzeugt mit seiner vorderen rechten Ecke ein Maximum. Durch die kartesische Darstellung und die größere Entfernung erstreckt sich dies über eine größere Breite.

In Bild 6.2(b) befinden sich die beiden Fahrzeuge in etwa der gleichen Entfernung. Beide Fahrzeuge erzeugen durch verschiedenen Cluster mehrere, in Entfernung verschobene Maxima, die aber durch die Bandbreite von $B = 500$ MHz getrennt werden können. In Azimutrichtung können die Maxima gerade noch unterschieden und den beiden Fahrzeugen zugeordnet werden.

Bild 6.2(c) zeigt den Effekt der multiplen Reflexionszentren pro Fahrzeug sehr deutlich, der sowohl an der Fahrzeugfront am linken Auto als auch am Heck des rechten Fahrzeugs auftritt.

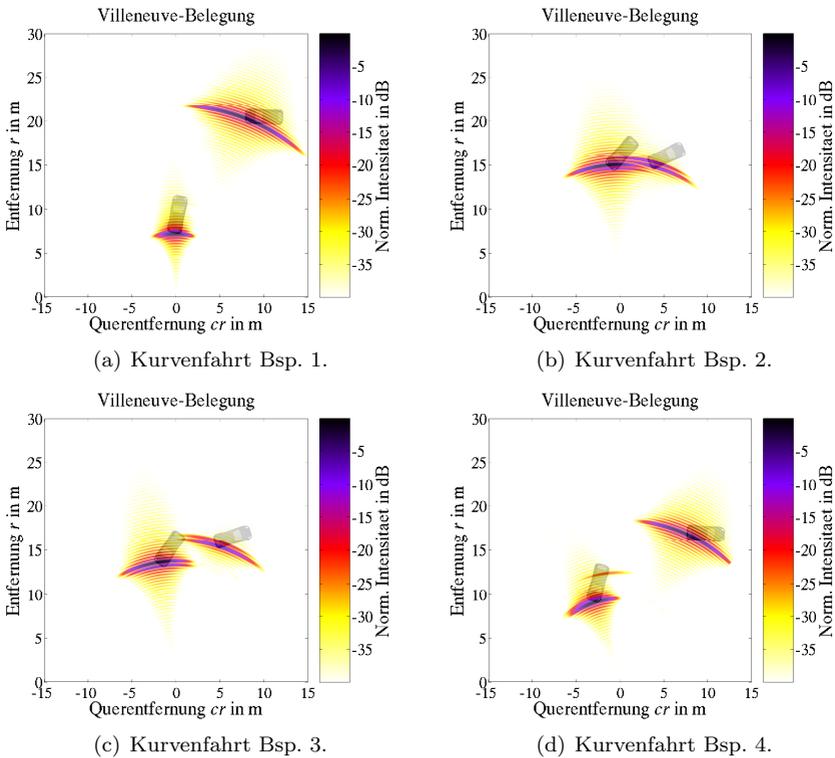


Abbildung 6.2: Kurvenfahrt, Villeneuve-Belegung nach Tab. 3.5.

$$(\Delta y_T = 1,8 \lambda, \Delta y_R = 0,6 \lambda, M = 3, N = 3, f_0 = 24 \text{ GHz}, B = 500 \text{ MHz}).$$

In Bild 6.2(d) können die multiplen Reflexionsstellen an der Fahrzeugfront des linken Fahrzeugs nicht mehr aufgelöst werden, so dass sie zu einem langen Maximum verschmelzen. In diesem Beispiel ist aber eine weitere Reflexion durch ein Streuzentrum am Radkasten zu sehen. Ähnlich wie in Bild 6.2(a) erzeugt auch hier die Ecke des rechten Fahrzeugs eine starke Reflexion, die sich wieder über einen der Entfernung proportionalen Bereich erstreckt.

Gerade Fahrt

In Bild 6.3 ist in gleicher Weise die Fahrt von zwei Fahrzeugen entlang einer geraden Straße zu sehen. Hierdurch ergeben sich andere Fahrzeugorientierungen als bei der Kurvenfahrt, so dass noch weitere Effekte zu beobachten sind.

In Bild 6.3(a) fährt das untere Fahrzeug auf der rechten Fahrspur nach rechts oben im Bild, während das entgegenkommende Fahrzeug auf der linken Spur fährt. Beide Fahrzeuge erzeugen zwei Maxima: Das untere Fahrzeug am Heck in unterschiedlichen Entfernungen und Winkeln. Das obere Fahrzeug an der Front und durch ein Cluster am Radkasten.

Dieses Phänomen, das sowohl an der Fahrzeugfront bzw. am Heck und an einem Cluster in Höhe der Radkästen eine Reflexion stattfindet, ist auch deutlich in Bild 6.3(b) zu sehen. Die beiden Reflexionen am Heck des unteren Fahrzeugs führen auch hier wieder zu einem breiten Maximum. Während die Sichtbarkeit der Streuzentren eines Fahrzeugs mit einem Sichtbarkeitsalgorithmus ermittelt wurde, wurden Abschattungseffekte eines Fahrzeugs durch ein anderes Fahrzeug vernachlässigt. Dadurch lassen sich in diesem Bild mehrere Effekte durch die spezifische Ausleuchtung der Fahrzeuge zeigen.

In Bild 6.3(c) befinden sich die Fahrzeuge auf etwa der gleichen Höhe. Beim rechten Fahrzeug spielt das Streuzentrum an vorderen rechten Radkasten eine sichtbare Rolle. Dieses Simulationsszenario wird im Folgenden für Vergleiche mit anderen Konfigurationen verwendet.

Auch in Bild 6.3(d) ist der Radkasten des rechten Fahrzeugs markant. Hier treten auch wieder zwei Reflexionen an der Fahrzeugfront des linken Fahrzeugs auf.

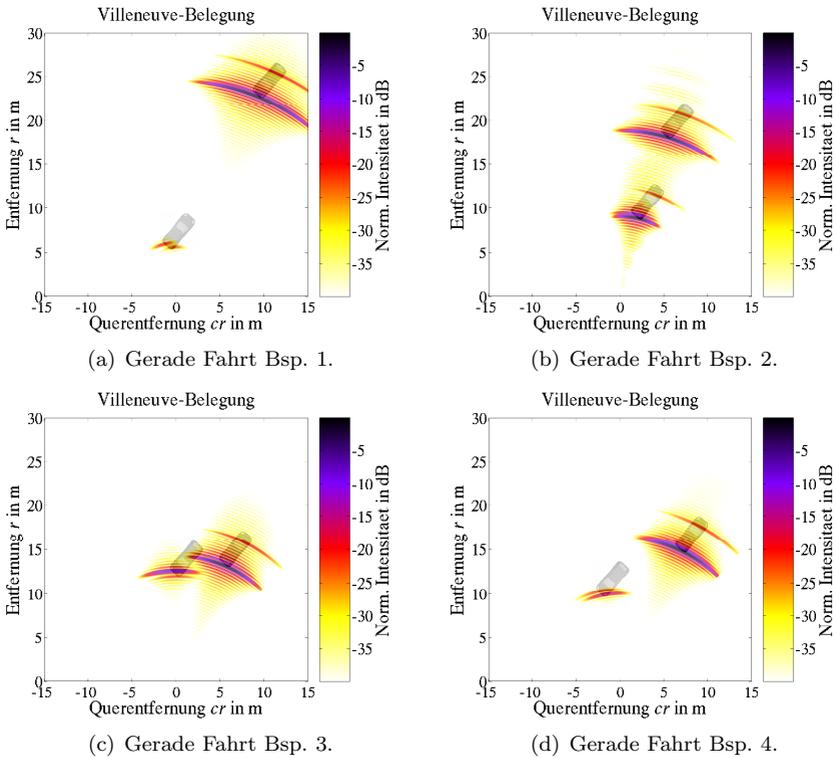


Abbildung 6.3: Gerade Fahrt, Villeneuve-Belegung nach Tab. 3.5.

($\Delta y_T = 1,8 \lambda$, $\Delta y_R = 0,6 \lambda$, $M = 3$, $N = 3$, $f_0 = 24 \text{ GHz}$,
 $B = 500 \text{ MHz}$).

6.2.2 Einfluss der Antennenanordnung und -belegung

In Bild 6.4 ist der Vergleich gezeigt, wie sich das Radar-Bild verändert, wenn die Antennenkonfiguration oder ihre Belegung verändert wird. Als Beispiel dient hierzu das Szenario nach Bild 6.3(c), das zum besseren Vergleich nochmals in Bild 6.4(b) zu sehen ist. Dem Bild zu Grunde liegt eine Anordnung mit $M = 3$ Sendern und $N = 3$ Empfängern mit den Abständen $\Delta y_R = 0,6 \lambda$ und $\Delta y_T = 1,8 \lambda$. Auf die Signale wird in Azimutrichtung eine Villeneuve-Belegung angewendet, die die Nebenmaxima auf weniger als -40 dB minimiert.

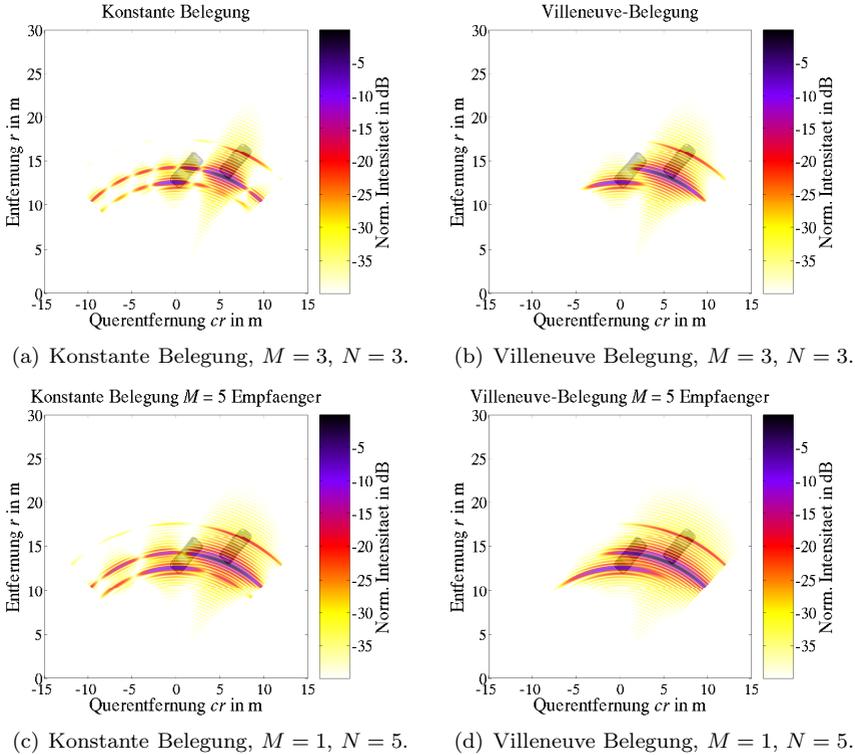


Abbildung 6.4: Vergleich der Antennenkonfiguration und -belegung.
 ($\Delta y_T = 1,8 \lambda$, $\Delta y_R = 0,6 \lambda$, $f_0 = 24 \text{ GHz}$, $B = 500 \text{ MHz}$).

Der Vorteil dieser Belegung ist im Vergleich mit Bild 6.4(a) zu sehen. Hier liegt das Niveau der Nebenmaxima 13 dB unter dem jeweiligen Maximum. Da die einzelnen Cluster unterschiedlich starke Beiträge liefern, sind die Nebenmaxima im relativen Vergleich zueinander auch unterschiedlich stark. Im Gegenzug wird durch die konstante Belegung aber auch Breite des Hauptmaximums nicht vergrößert.

Für die Simulation in Bild 6.4(c) wurden statt jeweils 3 Sendern und Empfängern $M = 1$ Sender und $N = 5$ Empfänger verwendet. Damit ist die Gesamtanzahl der Antennen die selbe. Um den gleichen eindeutigen Winkelbereich

zu garantieren, sind die Empfänger im selben Abstand $\Delta y_R = 0,6 \lambda$ platziert worden. Im Vergleich mit 6.4(a) zeigt sich der Vorteil mehrerer Sendeantennen durch die schlechtere Winkelauflösung in Bild 6.4(c). Beide Bilder zeigen aber auch im Vergleich mit Bild 6.4(b), dass eine adäquate Belegung unerlässlich ist, um multiple Reflexionen nicht durch Nebenmaxima zu überdecken.

In Bild 6.4(d) ist auf die $N = 5$ Empfänger zusätzlich eine Villeneuve-Belegung gegeben worden. Dies führt wieder zu einem niedrigeren Niveau der Nebenmaxima. Im Vergleich zu Bild 6.4(b) ist jedoch die Auflösung wesentlich schlechter, obwohl die Gesamtanzahl an Antennen ebenfalls $N_{\text{tot}} = 6$ beträgt. Dies zeigt wiederum, welch enorme Verbesserung der Auflösung sich durch die Verwendung mehrerer Antennen ergibt.

6.2.3 Einfluss der Fahrzeugbewegung

Im Zusammenhang mit Mehr-Sender-DBF wird oftmals vermutet, dass sich dies in dynamischen Szenarien nicht sinnvoll anwenden lässt, da sich zwischen dem Senden mit den verschiedenen Sendern das Szenario maßgeblich verändern würde. Ein ähnliche Befürchtung wird gelegentlich beim sequentiellen Abtasten der Empfangssignale geäußert. In Abschnitt 3.3.1 wurde der Effekt eines sich veränderlichen Szenarios mit mehreren Sendern bereits theoretisch betrachtet und eine Verschiebung des Hauptmaximums beschrieben. Im Folgenden werden exemplarisch dynamische Szenarien gezeigt. Dabei wird wieder die zuvor beschriebene Antennenkonfiguration ($\Delta y_T = 1,8 \lambda$, $\Delta y_R = 0,6 \lambda$, $M = 3$, $N = 3$, $f_0 = 24 \text{ GHz}$, $B = 500 \text{ MHz}$) mit einer Villeneuve-Belegung verwendet. Während angenommen wird, dass die Empfänger gleichzeitig die Signale digitalisieren, werden die Sender mit der Pulswiederholrate PRF geschaltet.

Zielgeschwindigkeit $v_{\text{Ziel}} = 100 \text{ km/h}$

Die DBF-Antennengruppe bewegt sich nicht, aber die beiden Ziele bewegen sich mit $v_{\text{Ziel}} = 100 \text{ km/h}$ entlang ihrer jeweiligen Fahrtrichtung. Es tritt somit eine radiale und tangentielle Bewegungskomponente auf. Um den Vergleich in Bild 6.5 zu vereinfachen, wurde für die Simulationsbeispiele die Zielgeschwindigkeit v_{Ziel} konstant gelassen und nur die Pulswiederholrate PRF variiert. Von Bild 6.5(a) bis 6.5(d) ist eine deutliche Verbesserung der Radar-Bilder zu sehen. Dabei ist in Bild 6.5(d) bei einer Pulswiederholrate von $\text{PRF} = 400 \text{ kHz}$ kein markanter Unterschied zum Referenzbild mit den statischen Fahrzeugen nach Bild 6.3(c) mehr zu sehen. Besonders deutlich ist der Einfluss des dynamischen Szenarios noch in Bild 6.5(a) mit der $\text{PRF} = 20 \text{ kHz}$ zu sehen. Zusammen mit der ho-

hen Geschwindigkeit der beiden Ziele von $v_{\text{Ziel}} = 100$ km/h verschieben sich die Hauptmaxima. Dies ist besonders für die hinterste Reflexionsstelle deutlich zu sehen. Während sie durch das Streuzentrum auf Höhe des rechten Radkastens erzeugt wird, erscheint dies nun durch die Gewichtung mit dem relativ hohen Abstand in der kartesischen Darstellung nahezu auf der anderen Fahrzeugseite. Zusätzlich gewinnen auch die Nebenmaxima an Pegel.

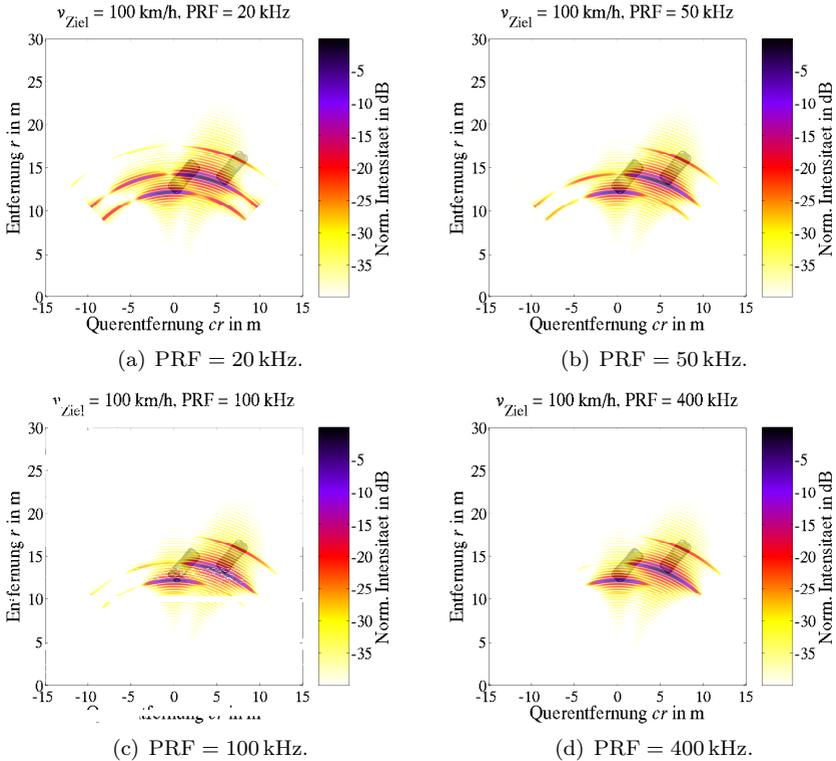


Abbildung 6.5: Einfluss der Pulswiederholrate PRF in einem dynamischen Szenario mit $v_{\text{Ziel}} = 100$ km/h.

($\Delta y_{\text{T}} = 1,8 \lambda$, $\Delta y_{\text{R}} = 0,6 \lambda$, $M = 3$, $N = 3$, $f_0 = 24$ GHz, $B = 500$ MHz).

Zielgeschwindigkeit $v_{\text{Ziel}} = 50 \text{ km/h}$

Zur Verdeutlichung des Einfluss der Zielgeschwindigkeit sind in Bild 6.6 die gleichen Simulationen wie in Bild 6.5 gezeigt, allerdings beträgt hier die Zielgeschwindigkeit nur $v_{\text{Ziel}} = 50 \text{ km/h}$.

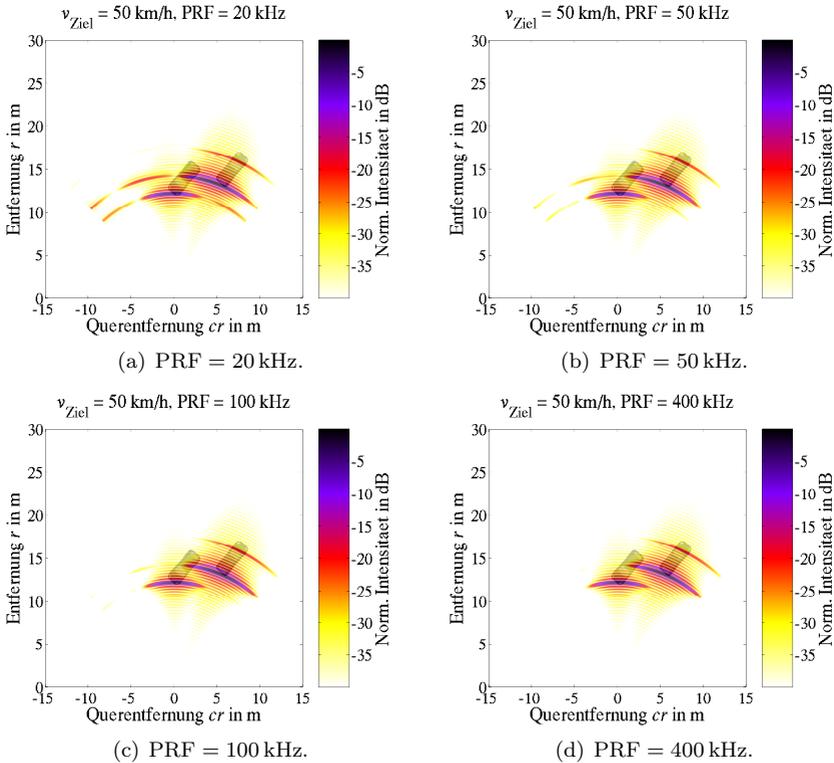


Abbildung 6.6: Einfluss der Pulswiederholrate PRF in einem dynamischen Szenario mit $v_{\text{Ziel}} = 50 \text{ km/h}$.

($\Delta y_{\text{T}} = 1,8 \lambda$, $\Delta y_{\text{R}} = 0,6 \lambda$, $M = 3$, $N = 3$, $f_0 = 24 \text{ GHz}$, $B = 500 \text{ MHz}$).

Sie zeigen prinzipiell das gleiche Verhalten: Mit steigender Pulswiederholrate PRF wird die Winkelverschiebung kleiner. Dies ist deutlich an der Reflexion am rechten Fahrzeug zu sehen. Zudem nehmen die Nebenmaxima ab. Einen Unter-

schied sieht man auch im Vergleich der Bilder 6.5(a) und 6.6(a). In beiden Fällen beträgt die Pulswiederholrate $PRF = 20 \text{ kHz}$, aber die Zielgeschwindigkeit v_{Ziel} beträgt 100 km/h bzw. 50 km/h . Besonders deutlich zu sehen ist die Verkleinerung des Nebenmaximaniveaus der mittleren Reflexion.

Diese Beispiele bestätigen, dass mit geschalteten Sendern auch in dynamischen Szenarien gearbeitet werden kann. Allerdings muss die Schaltfrequenz der maximalen Zielgeschwindigkeit angepasst sein. Um einen möglichst hohen Integrationsgewinn zu erreichen, sollte die Pulswiederholrate ohnehin möglichst hoch sein. So wird in [98] eine Pulswiederholrate $PRF = 71 \text{ kHz}$ vorgeschlagen und in [99] sogar von $PRF = 400 \text{ kHz}$ ausgegangen. Mit diesem Wert lässt sich in diesem Beispiel ein gutes Ergebnis erzielen.

6.2.4 Schlussfolgerung

Die vorangegangenen Simulationen geben einen anschaulichen Eindruck davon, wie ein DBF-Radar-System in der Realität Fahrzeuge abbilden wird. Abhängig von der Orientierung der Fahrzeuge erzeugen sie ein oder mehrere Intensitätsmaxima im Radar-Bild. Besonders deutlich ist zu sehen, welchen günstigen Einfluss auf die Dynamik eine Belegung der Antennen in einer Mehr-Sender-Konfiguration hat. Das in solchen Konfigurationen notwendige zeitliche Schalten der Sender wird ebenfalls untersucht. Die Ergebnisse zeigen, dass der Einfluss der Geschwindigkeit durch die Wahl der Pulswiederholrate kompensiert werden kann.

6.3 Simulationen basierend auf der Kombination von CW-DBF und FM-DBF

In diesem Abschnitt wird die Prozessierungstechnik nach Kapitel 4 zur Ausnutzung der Frequenzmodulation mit dem Simulationsmodell für Fahrzeuge nach Kapitel 5 kombiniert.

Dazu wird ein Sender und empfangsseitig zwei Antennengruppen verwendet: Eine Antennengruppe mit $N_{\text{CW}} = 3$ Empfängern im Abstand $\Delta y_{\text{R,CW}} = 1,5 \lambda_{\text{CW}}$ für das herkömmliche CW-DBF und eine weitere Antennengruppe mit $N_{\text{FM}} = 3$ Empfängern und einem Abstand von $\Delta y_{\text{R,FM}} = 0,5 \lambda_{\text{FM}}$ für das neuartige FM-DBF. Diese Antennenanordnung wurde bereits in Abschnitt 4.4 verwendet, als die Kombinationsmöglichkeiten der beiden Verfahren CW-DBF und FM-DBF vorgestellt wurden. Zur Auswertung mit der CW-Antennengruppe wird

ein Chirp mit der Bandbreite $B = 500$ MHz verwendet. Bei der Auswertung der FM-Antennengruppe werden zwei sequentiell gesendete Pulse mit einem Up- und einem Down-Chirp ausgewertet. Damit die insgesamt belegte Bandbreite gleich bleibt, hat jeder Puls eine Bandbreite von $B = 250$ MHz. Mit diesen beiden Chirps wird wie in Abschnitt 4.2.3 beschrieben die Trägerphase eliminiert, um die Frequenzmodulation für das Digital Beamforming auszunutzen.

Mit dieser Anordnung wird ein statisches und ein dynamisches Szenario betrachtet. Das statische Szenario zeigt damit das ideale Verhalten, während das dynamische Szenario die Umsetzbarkeit von FM-DBF aufzeigt.

6.3.1 Statisches Szenario

In Bild 6.7 sind die Simulationsergebnisse des statischen Szenarios gezeigt. Es handelt sich hierbei wieder um das gleiche Referenzszenario wie in den vorigen Simulationen. In Bild 6.7(a) ist das Ergebnis der CW-Antennengruppe gezeigt. Bedingt durch die geringe Anzahl an Antennen beträgt der dargestellte Dynamikbereich hier 20 dB. Durch den Antennenabstand von $\Delta y_{R,CW} = 1,5 \lambda_{CW}$ ergeben sich Mehrdeutigkeiten im Winkel. In Bild 6.7(b) ist das Ergebnis der FM-Antennengruppe gezeigt. Durch den kleineren Antennenabstand $\Delta y_{R,FM} = 0,5 \lambda_{FM}$ ist hier die Auflösung schlechter, dafür ist die Eindeutigkeit gegeben. Außerdem ist die Entfernungsauflösung durch die kleinere Bandbreite halb so groß wie im Fall des CW-DBF. In Bild 6.7(c) ist die Kombination der beiden einzelnen Antennengruppen gezeigt¹. Damit wird die Mehrdeutigkeit im Winkel des rechten Fahrzeugs aufgehoben, ohne dass sich die Auflösung merklich verschlechtert.

¹Zur Kombination werden die beiden Radar-Bilder multipliziert. Das Produkt muss dennoch einer Spannungsgröße entsprechen und dementsprechend berücksichtigt werden.

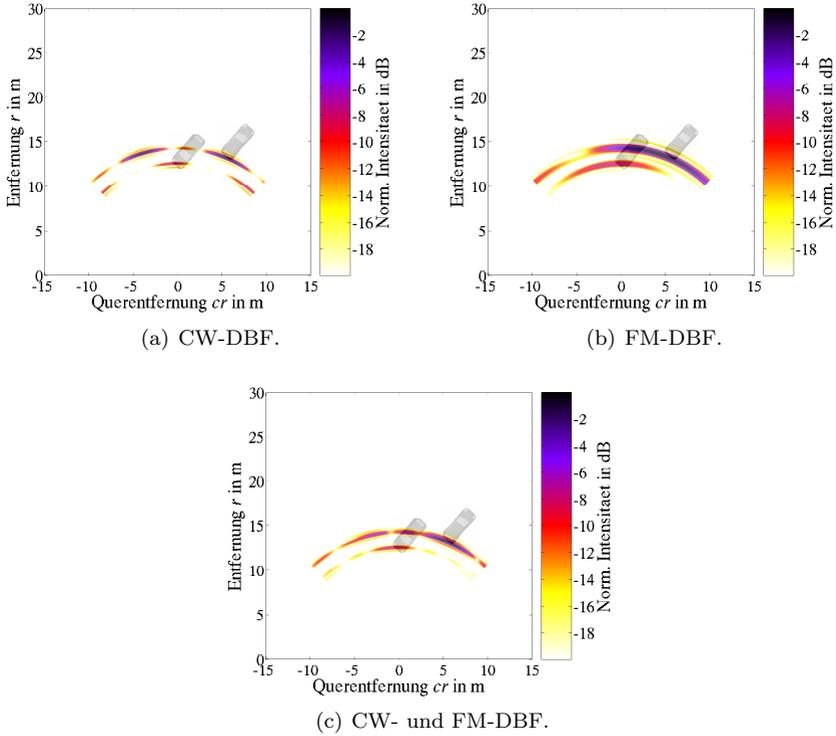


Abbildung 6.7: Kombination von FM-DBF und CW-DBF in einem statischen Szenario.

$$(\Delta y_{R,CW} = 1,5 \lambda_{CW}, \Delta y_{R,FM} = 0,5 \lambda_{FM}, N_{CW} = N_{FM} = 3, f_0 = 24 \text{ GHz}, B = 500 \text{ MHz}).$$

6.3.2 Dynamisches Szenario

In realen Szenarien werden sich die Ziele zwischen zwei Messungen bewegen. Damit ist auch die Eliminierung der Trägerphase für das FM-DBF systematischen Fehlern unterworfen. In der folgenden Betrachtung bewegen sich beide Fahrzeuge mit der Geschwindigkeit $v_{Ziel} = 100 \text{ km/h}$. Zwischen der Messung mit dem Up- und dem Down-Chirp vergeht die Zeit, die durch die Pulswiederholrate gegeben

ist. Für das Beispiel in Bild 6.8 wurde die Pulswiederholrate $\text{PRF} = 0,5 \text{ kHz}$ gewählt.

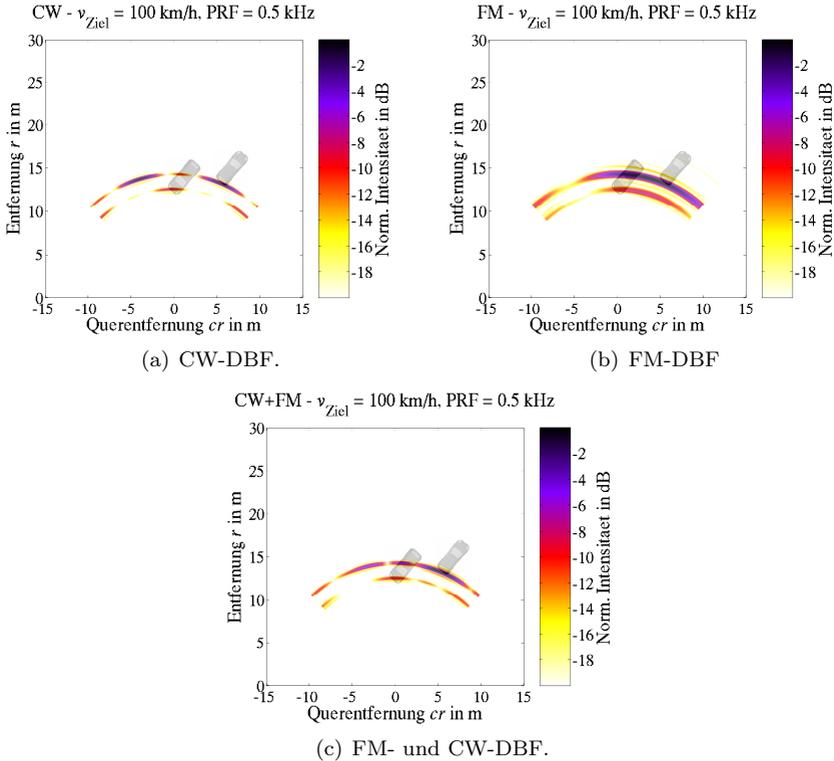


Abbildung 6.8: Kombination von CW-DBF und FM-DBF in einem dynamischen Szenario.

$$(\Delta y_{R,CW} = 1,5 \lambda_{CW}, \Delta y_{R,FM} = 0,5 \lambda_{FM}, N_{CW} = N_{FM} = 3, f_0 = 24 \text{ GHz}, B = 500 \text{ MHz}).$$

Im Fall des CW-DBF (Bild 6.8(a)) ergibt sich keine Änderung, da hier die Signale parallel aufgenommen werden. Im Radar-Bild des FM-DBF (Bild 6.8(b)) zeigen sich weiterhin zwei Intensitätsmaxima. Allerdings zeigt sich, dass im Vergleich mit dem statischen Szenario nach Bild 6.7(b) besonders das vordere Maximum im Winkel deutlich verschiebt. Dies führt zunächst zu einem Winkel-

fehler, der sich aber durch die mäßige Auflösung relativiert. In Kombination in Bild 6.8(c) von dem FM-Radar-Bild und dem CW-Radar-Bild, für das die Bewegung keine Rolle spielt, wird die Winkelverschiebung noch kleiner. Allgemein ist die Winkelverschiebung durch die Wahl der PRF zu beeinflussen.

6.3.3 Schlussfolgerung

In diesem Abschnitt wird mit realistischen Simulationen gezeigt, dass Digital Beamforming unter Berücksichtigung der Modulationsphase realisierbar ist. Dies gilt sowohl in statischen Szenarien mit realistischen Zielen, die aus mehreren Clustern bestehen, als auch in dynamischen Szenarien.

6.4 Fazit

Die DBF-Simulationen mit Cluster-Modellen bestätigen die Betrachtungen aus den Kapiteln 3 und 4. Durch Einführung des Fahrzeug-Cluster-Modells nach Kapitel 5 sind diese Simulationsergebnisse wesentlich realistischer als Simulationen mit idealen Punktzielen.

In Abschnitt 6.2 wurde für das CW-DBF die besten Ergebnisse mit $M = 3$ Sendern und $N = 3$ Empfängern erreicht. Für die Kombination aus CW-DBF und FM-DBF in Abschnitt 6.3 wurden insgesamt $M = 1$ Sender und in der CW- und FM-Gruppen jeweils $N = 3$ Empfänger verwendet. Insgesamt wurden im Fall des Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-CW-DBF $N_{\text{tot}} = 6$ Antennen und in der Kombination von empfangsseitigem CW-DBF und FM-DBF $N_{\text{tot}} = 7$ Antennen verwendet, so dass ein Vergleich der beiden Verfahren möglich ist:

- Bei Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF werden alle Kombinationen von Sendern und Empfängern ausgenutzt. Damit erhält man im Fall des CW-DBF MN Signale, während bei der hier vorgestellten Kombination aus FM- und CW-DBF tatsächlich jeweils nur N_{CW} bzw. N_{FM} Signale ausgewertet werden.
- Auf eine Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Antennengruppe kann eine Belegungsfunktion mit MN Koeffizienten angewendet werden. Damit kann das Nebenmaximanniveau in einer Art und Weise beeinflusst werden, die mit einer Ein-Sender-Mehr-Empfänger-Antennengruppe mit N_{CW} bzw. N_{FM} Empfangsantennen nicht möglich ist.

- Zusammengefasst bedeutet dies: Ein reines CW-DBF mit mehreren Sendern und mehreren Empfängern ist der Kombination von CW-DBF und FM-DBF in der hier vorgestellten Form vorzuziehen.

7 Verifikationsmessungen

Zur Verifikation der in dieser Arbeit vorgestellten Zusammenhänge wurden Messungen durchgeführt, deren Ergebnisse in diesem Kapitel gezeigt werden.

Im Folgenden wird zunächst in Abschnitt 7.1 das Messprinzip und der Messaufbau dargestellt, bevor in Abschnitt 7.2 die Auswertung und die Diskussion der Messergebnisse hinsichtlich verschiedener Parameter erfolgt. Eine Zusammenfassung der Verifikationsmessungen erfolgt in Abschnitt 7.3.

7.1 Messprinzip und Messaufbau

Der zur Messung verwendete Messaufbau ist in Bild 7.1 gezeigt. Er besteht im Wesentlichen aus einer mechanischen Positioniereinheit der Firma Phytron, mit der die Antennen verschoben werden, und einem Netzwerkanalysator (VNA). Messungen werden über einen Computer gesteuert und laufen automatisiert ab.

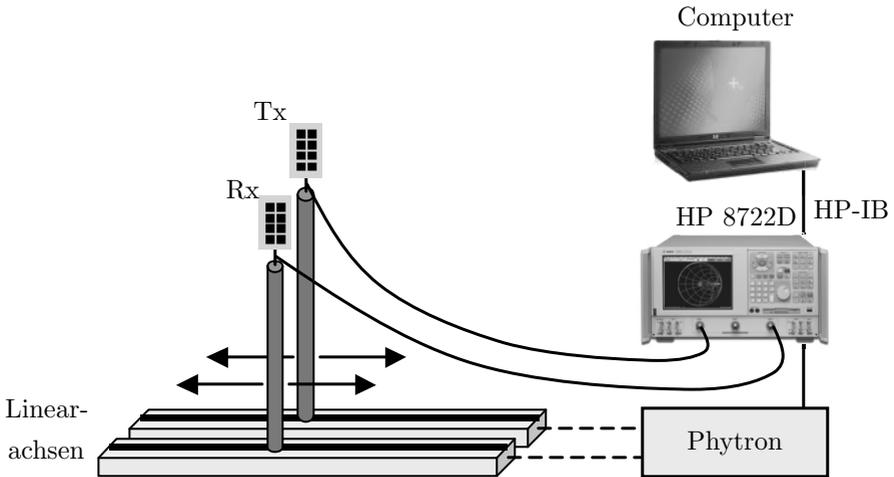


Abbildung 7.1: Messaufbau.

Der Computer steuert den vektoriellen Netzwerkanalysator HP 8722D und die Phyttron-Ansteuerung über den HP-IB-Bus. Zur Messung positioniert die Phyttron-Ansteuerung die Antennen entlang der beiden Linearachsen bevor der Netzwerkanalysator eine Messung durchführt. Das Messergebnis wird aus dem VNWA ausgelesen und im Computer gespeichert.

Das in diesem Abschnitt beschriebene Messprinzip dient lediglich zur Verifikation von DBF und stellt kein reales DBF-System dar. Durch die Verschiebung der Antennen ist dieses Verfahren nur für stationäre Szenarien gültig.

Nachbildung der Sende- und Empfangsantennengruppe

Das zentrale Prinzip aller Messungen ist das sequentielle Abtasten der Signale entlang einer linearen Achse durch das mechanische Verschieben der Antennen. Hiermit werden die Sende- und die Empfangsantennengruppen für den Fall eines stationären Szenarios nachgebildet. Auf diese Weise können kleine Antennenabstände realisiert werden, ohne dass Kopplungseffekte die Messung überlagern. Somit ist die Uniformität der Kanäle für beliebige Messkonfigurationen gewährleistet, für die sonst jeweils die Entwicklung einer speziellen Antennengruppe nötig wäre.

Zur Positionierung der Antennen werden zwei parallele Linearachsen verwendet. In Bild 7.2 sind die beiden Achsen und die darauf montierten Antennen zu sehen. Durch die Montage der Antennen sind die beiden Antennen nahezu

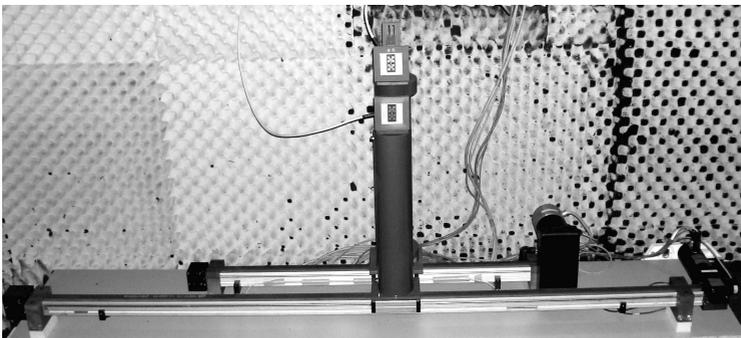


Abbildung 7.2: Linearachsen zur Positionierung der darauf montierten Antennen.

übereinander angeordnet, so dass sich beide unabhängig voneinander entlang der y -Achse verschieben lassen. Die genaue Position der Antennen relativ zum Mittelpunkt der Achsen geht später in die Prozessierung mit ein.

Um eine Messung mit M Sende- und N Empfangsantennen nachzubilden, wird zunächst die Sendeantenne an ihre erste Position gefahren. Dann fährt die Empfangsantenne nacheinander die N Positionen der Empfangsantenne ab, wobei an jeder Position angehalten wird und eine Messung durchgeführt wird. Im nächsten Zyklus wird die Sendeantenne an die nächste Position verfahren und empfangsseitig werden wieder alle N Positionen angesteuert. Auf diese Weise werden insgesamt MN Messungen durchgeführt.

Sende- und Empfangsantenne

Auf den beiden Schienen befindet sich jeweils eine Patch-Antenne aus 2x8 Einzel-Patches. Diese Antenne entstammt einem anderen Projekt und ist in Bild 7.3 zu sehen. Sie hat eine Größe von 20 mm x 43 mm. Das Speisetzwerk kommt ohne Veränderung der Leitungsbreite aus. Die gemessenen Richtdiagramme in Elevation und Azimut sind in den Bildern 7.3(b) und 7.3(c) zu sehen.

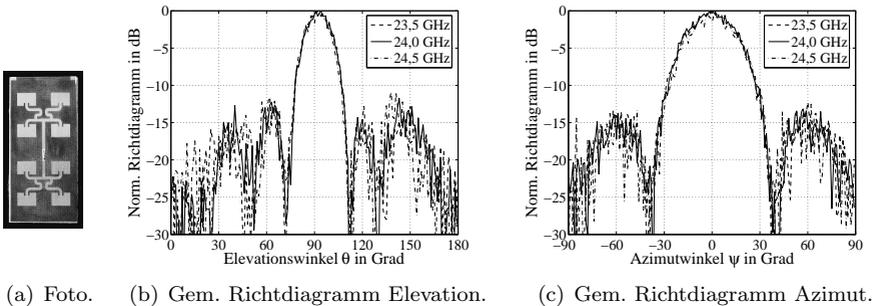


Abbildung 7.3: Verwendete Patch-Antenne.

Die Antenne hat eine Halbwertsbreite von $\theta_{3\text{dB}} = 17^\circ$ in der Elevation und $\psi_{3\text{dB}} = 33^\circ$ im Azimut. Sie bietet damit in der Elevation ein relativ schmales Maximum, während im Azimut ein weiter Bereich abgedeckt wird. Aus diesem Grund ist diese Antenne für DBF-Messungen im Azimut sehr gut geeignet.

Konfiguration des Netzwerkanalysators

Die Messung erfolgt im Step Frequency Mode. Damit kann für bis zu $N_f = 1601$ Frequenzpunkte die Transmission S_{21} von einer Antenne zur anderen bestimmt werden. Da die Messung im Frequenzbereich erfolgt und auch im Frequenzbereich digitalisiert wird, ist eine nachträgliche Reduktion der Messbandbreite in der Prozessierung einfach möglich. Die Messung mit dem Netzwerkanalysator hat zudem den Vorteil, dass sie frei von jeglichen Mischprodukten oder Nichtlinearitäten ist, wie sie bei einer Messung im Zeitbereich vorkommen könnten. Zur Prozessierung dieser Messdaten wird das in Abschnitt 2.3.1 dargestellte Verfahren verwendet.

7.2 Auswertung der Messergebnisse

Um verschiedene Konfigurationen des Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF basierend auf einer Messreihe erzeugen zu können, wurden verschiedene Szenarien mit den Parametern nach Tab. 7.1 im Frequenzbereich abgebildet. Aus diesen Messdaten lassen sich Datensätze entnehmen, um gezielt den Einfluss einzelner Parameter aufzuzeigen.

Parameter	Δy_T	Δy_R	M	N	f_0	B	N_f
Wert	$1,8 \lambda$ (2,4 λ)	$0,6 \lambda$	3 (4)	9	24 GHz	1 GHz	201

Tabelle 7.1: Parameter der Messung im Frequenzbereich.

Zur Verdeutlichung des Einflusses verschiedener Parameter auf die Entfernung- und Winkelkompression wird zunächst ein Ein-Ziel-Szenario betrachtet. Ein Reflektor befindet sich hierzu in der Entfernung $r = 1,85$ m und der Querentfernung $cr = -0,42$ m auf einem von Absorbieren verdeckten Styroporturm. Dieser Aufbau ist in Bild 7.4 zu sehen.

In Bild 7.5 ist ein Radar-Bild dieser Anordnung zu sehen. Deutlich sichtbar ist ein Maximum an der Stelle des Ziels. Entlang den polaren Koordinaten Entfernung r und Azimutwinkel ψ erscheinen die Nebenmaxima. Durch die Umrechnung der Polarkoordinaten auf die hier dargestellten kartesischen Koordinaten verlaufen die Nebenmaxima radial bzw. kreisförmig.

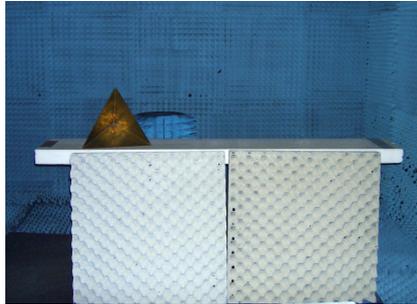


Abbildung 7.4: Messaufbau mit einem Reflektor.

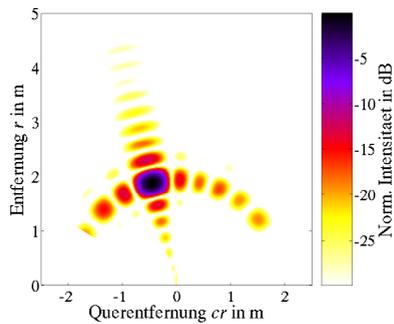


Abbildung 7.5: Radar-Bild Ein-Ziel-Szenario.

($\Delta y_T = 1,8 \lambda$, $\Delta y_R = 0,6 \lambda$, $M = 3$, $N = 3$, $f_0 = 24 \text{ GHz}$,
 $B = 500 \text{ MHz}$).

Zur genaueren Betrachtung werden im Folgenden Schnitte entlang der polaren Koordinaten Entfernung r und Azimutwinkel ψ betrachtet.

Einfluss der Bandbreite

In Bild 7.6 ist der Einfluss der Bandbreite B auf die Entfernungskompression gezeigt. Hierzu wird das entfernungskomprimierte Signal f_{RC} über der Entfernung r betrachtet. Mit steigender Bandbreite B wird die Entfernungsauflösung erwartungsgemäß besser.

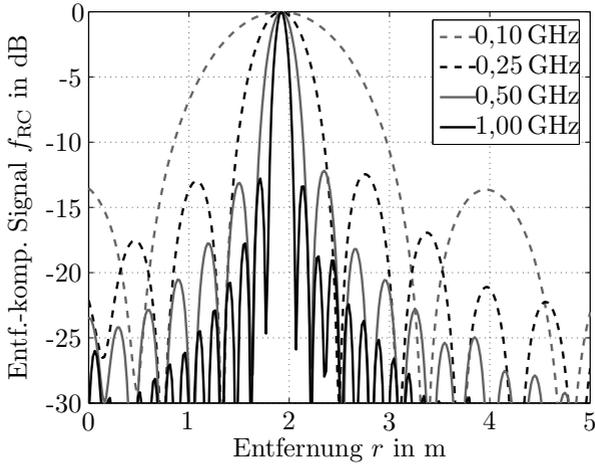


Abbildung 7.6: Entfernungskomprimiertes Signal f_{RC} bei Variation der Bandbreite B .

Verifikation der Winkelkompression

Zur Betrachtung der Winkelkompression wird zunächst exemplarisch ein Vergleich zwischen der Messung und dem theoretischen Gruppenfaktor gezeigt. In Bild 7.7 ist die Messung mit $M = 1$ Sender und $N = 5$ Empfänger in einem Abstand von $\Delta y_R = 0,6 \lambda$ gezeigt.

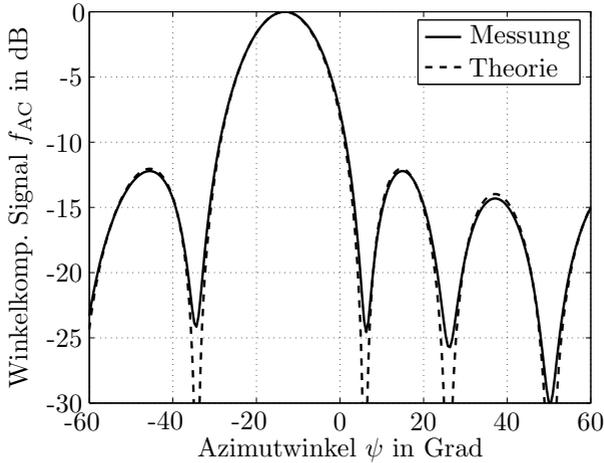


Abbildung 7.7: Vergleich des winkelkomprimiertes Signal f_{AC} zwischen Messung und Theorie. ($\Delta y_R = 0,6 \lambda$, $M = 1$, $N = 5$).

Messung und Theorie stimmen sehr gut überein, so dass im Folgenden nur noch die Halbwertsbreite ψ_{3dB} der Messungen in verschiedenen Konfigurationen mit der Theorie verglichen wird. Der deutlichste Unterschied ist in der unterschiedlichen Ausprägung der Minima zu sehen. Bei der Messung sind diese durch nicht ideal parallele Empfangspfade weniger tief als in der Theorie. Dies ist ein Nahfeldeffekt.

Einfluss der Empfängeranzahl N

In Bild 7.8 ist ein Schnitt entlang des Azimutwinkels ψ aufgetragen. Zur Generierung dieses Diagramms wurde nur $M = 1$ Sender verwendet. Die Anzahl der Empfänger wurde zwischen $N = 2$ und $N = 5$ variiert. Da die Empfänger immer den gleichen Abstand $\Delta y_R = 0,6 \lambda$ haben, verändert sich die Apertur zwischen $A = 0,6 \lambda$ und $A = 2,4 \lambda$. Die Auflösung steigt mit der Apertur.

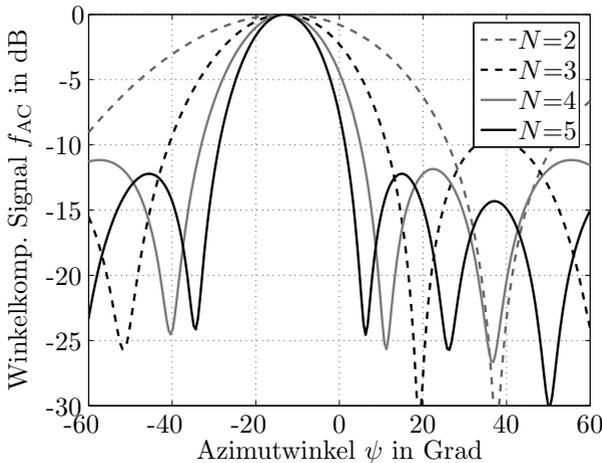


Abbildung 7.8: Winkelkomprimiertes Signal f_{AC} bei Variation der Empfängeranzahl N . ($\Delta y_R = 0,6 \lambda$, $M = 1$).

Interessant zu sehen ist auch, dass die Höhe der Nebenmaxima erst ab $N = 4$ den typischen Wert von -13 dB erreicht. Dies liegt daran, dass mit einer kleinen Anzahl an Antennen die zur Bestimmung des Niveau der Nebenmaxima übliche Näherung nicht gültig ist.

In Tab. 7.2 wird die gemessene Halbwertsbreite $\psi_{3dB,R}$ mit dem theoretischen Wert des Gruppenfaktors verglichen. Die Messung und die Theorie stimmen sehr gut überein. Dies bestätigt die Veranschaulichung der empfangsseitigen Winkelkompression mit DBF durch den Gruppenfaktor der Antennengruppe.

N	2	3	4	5
$\psi_{3\text{dB,R}}$	51 (51)	31(31)	22 (22)	18 (18)

Tabelle 7.2: Halbwertsbreite $\psi_{3\text{dB,R}}$ in der Messung (und in der Theorie) bei Variation der Empfängeranzahl N .

Einfluss der Senderanzahl M

In Bild 7.9 wird erstmals die gegensätzliche Betrachtung gemacht. Hier werden mehrere Sender mit nur einem Empfänger kombiniert. Dabei wird die Anzahl der Sender zwischen $M = 2$ und $M = 4$ variiert. Der Abstand benachbarter Sender beträgt dabei immer $\Delta y_{\text{T}} = 2,4\lambda$. Auch hier bewirkt die größere Apertur eine bessere Auflösung. Durch den großen Antennenabstand entstehen nun bei der Fokussierung auf $\psi_0 = -14^\circ$ auch Mehrdeutigkeiten bei $\psi_{\text{amb,T}} = -41^\circ$ und $\psi_{\text{amb,T}} = 10^\circ$. Diese Werte stimmen exakt mit den Werten überein, die mit Gl. 3.5 berechnet werden können.

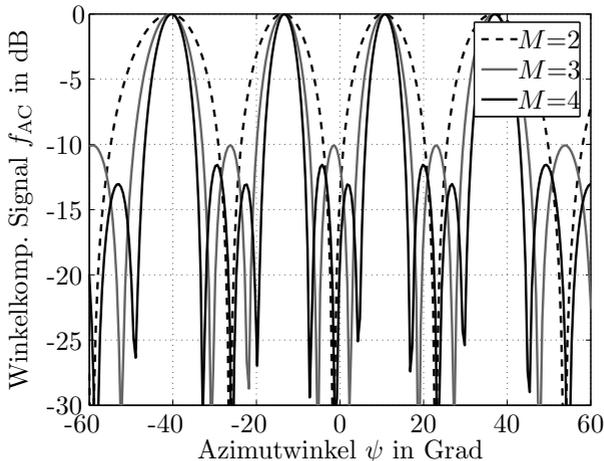


Abbildung 7.9: Winkelkomprimiertes Signal f_{AC} bei Variation der Senderanzahl M . ($\Delta y_{\text{T}} = 2,4\lambda$, $N = 1$).

Zum Vergleich sind in Tab. 7.3 für dieses reine sendeseitige DBF die gemessenen Halbwertsbreiten $\psi_{3\text{dB},\text{T}}$ und die theoretischen Werte nach dem Gruppenfaktor gegenübergestellt.

M	2	3	4
$\psi_{3\text{dB},\text{T}}$	12 (12)	8 (8)	6 (6)

Tabelle 7.3: Halbwertsbreite $\psi_{3\text{dB},\text{T}}$ in der Messung (und in der Theorie) bei Variation der Senderanzahl M .

Es zeigt sich, dass die Messung exakt mit den theoretischen Werten übereinstimmt. Diese Messungen bestätigen die Realisierbarkeit von reinem sendeseitigen DBF.

Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF

Die in dieser Arbeit diskutierte Kombination von Mehr-Sender- und Mehr-Empfänger-DBF wird in Bild 7.10 gezeigt. Dazu werden zunächst jeweils $M = 3$ Sende- und $N = 3$ Empfangsantennen betrachtet. $F_{\text{Gr,R}}$ bezeichnet den Gruppenfaktor der Empfangsgruppe. In der Messung bedeutet dies, dass mit $M = 1$ Sender und $N = 3$ Empfängern gemessen wird. Analog dazu bezeichnet $F_{\text{Gr,T}}$ die Messung mit nur $N = 1$ Empfänger und $M = 3$ Sendern. Die Messung mit $M = 3$ Sendern und $N = 3$ Empfängern ist durch $F_{\text{Gr,TR}}$ gekennzeichnet. Im Bereich des Hauptmaximums entspricht sie dem Sendegruppenfaktor $F_{\text{Gr,T}}$. Erst im Bereich der Nebenmaxima kommt die zusätzliche Dämpfung durch den Empfangsgruppenfaktor $F_{\text{Gr,R}}$ zum Tragen.

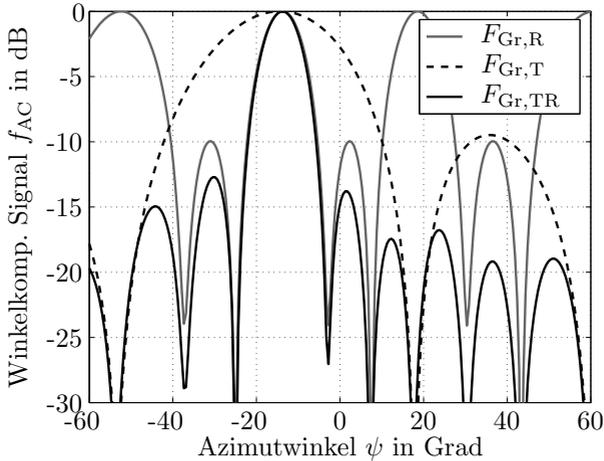


Abbildung 7.10: Winkelkomprimiertes Signal f_{AC} einzeln für Sende- und Empfangsgruppe und für Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF. ($\Delta y_{\text{T}} = 1,8 \lambda$, $\Delta y_{\text{R}} = 0,6 \lambda$, $M = 3$, $N = 3$).

Diese Konfiguration wurde auch für die Prozessierung des Bildes 7.5 verwendet, so dass die Kurve $F_{\text{Gr,TR}}$ ein Schnitt dieses dreidimensionalen Radar-Bildes ist. Die Antennenkonfiguration dieses Radar-Bildes ist die Anordnung (E) der optimalen Antennenanordnung nach Tab. 3.1, die hiermit verifiziert wurde.

Im Weiteren wird die Winkeltrennfähigkeit zweier Ziele wie in Bild 7.11 untersucht. Die beiden Reflektoren befinden sich in der selben Entfernung $r = 1,85$ m aber bei unterschiedlichen Querentfernungen.

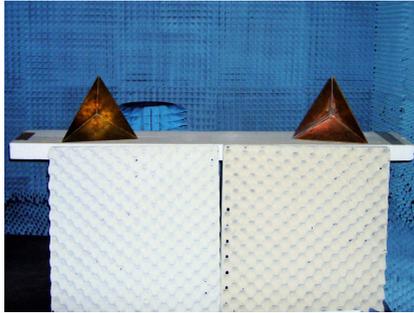


Abbildung 7.11: Messaufbau mit zwei Reflektoren.

Das Radar-Bild ist in Bild 7.12 zu sehen. Die Antennenkonfiguration bei dieser Messung ist die selbe, die auch für die Generierung der Bilder 7.5 und 7.10 verwendet wurde. Entsprechend der zwei Ziele ergeben sich nun zwei Intensitätsmaxima. Eine genaue Betrachtung des Azimutschnitts erfolgt im Folgenden.

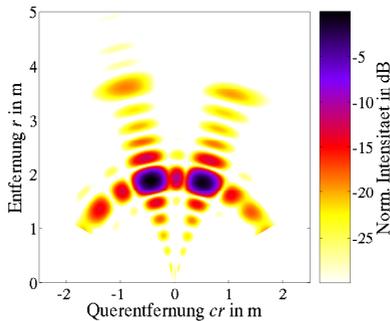


Abbildung 7.12: Radar-Bild Zwei-Ziel-Szenario.

$$(\Delta y_T = 1,8 \lambda, \Delta y_R = 0,6 \lambda, M = 3, N = 3, f_0 = 24 \text{ GHz}, B = 500 \text{ MHz}).$$

Einfluss der Antennenkonfiguration

Zum Vergleich wurde des Szenario nach Bild 7.11 mit unterschiedlichen Antennenkonfigurationen mehrfach vermessen. Zum Einsatz kamen dabei $M = 1$ Sender und $N = 5$ Empfänger, $M = 2$ Sender und $N = 4$ Empfänger und $M = 3$ Sender und $N = 3$ Empfänger. Die unterschiedlichen winkelkomprimierten Signale sind in Bild 7.13 zu sehen.

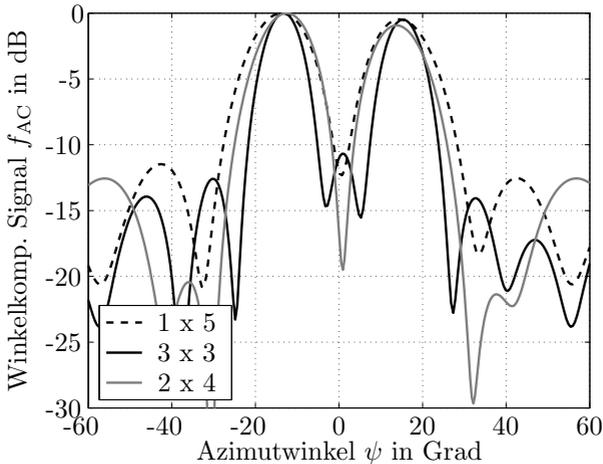


Abbildung 7.13: Winkelkomprimiertes Signal f_{AC} für verschiedene Konfigurationen $M \times N$ von Sendern und Empfängern. (3×3 : $\Delta y_T = 1,8 \lambda$, 2×4 : $\Delta y_T = 2,4 \lambda$, $\Delta y_R = 0,6 \lambda$).

Diese drei Konfigurationen wurden in Tab. 3.1 mit den Bezeichnungen (C), (D) und (E) vorgestellt. Sie zeichnen sich dadurch aus, dass sie bei gleicher Gesamtanzahl an Antennen unterschiedliche Winkelauflösungen haben. Der Abstand der Empfänger ist dabei immer gleich $\Delta y_R = 0,6 \lambda$. Der Abstand der Sender variiert je nach Konfiguration. Er beträgt bei $\Delta y_T = 2,4 \lambda$ bei der 2×4 -Konfiguration (D) und $\Delta y_T = 1,8 \lambda$ bei der 3×3 -Konfiguration (E). Tab. 7.4 vergleicht die Halbwertsbreite der Messung mit den theoretischen Werten nach Tab. 3.1. Die Antennenkonfiguration mit $M = N = 3$ Antennen liefert die beste Auflösung, während die Konfiguration mit $M = 1$ Sender und $N = 5$ Empfänger hier schlechter abschneidet. Beim Vergleich zwischen Messung und Theorie ist

zu beachten, dass hier die Halbwertsbreiten wie in Tab. 3.1 mittels Näherungen bestimmt wurde. Hierdurch sind die kleinen Unterschiede zwischen Messung und Theorie zu erklären.

$M \times N$	1 x 5	2 x 4	3 x 3
ψ_{3dB}	16 (17)	13 (11)	10 (9)

Tabelle 7.4: Halbwertsbreite ψ_{3dB} in der Messung (und in der Theorie) bei Variation der Antennenkonfiguration.

Die 3 x 3 - Konfiguration liefert auch in der Messung die beste Auflösung und bestätigt damit die in Abschnitt 3.1.2 gegebene Empfehlung, die gleiche Anzahl von Sendern und Empfängern zu verwenden.

Bestimmung einer äquivalenten Empfangsgruppe

In Abschnitt 3.2 wurde erstmalig eine Vorgehensweise vorgestellt, mit der auf Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF Amplitudenbelegungen angewendet werden können. Dazu wurde eine Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Konfiguration auf eine virtuelle äquivalente Empfangsgruppe abgebildet.

Zur messtechnischen Verifikation der Beschreibung durch eine äquivalente Empfangsgruppe wurde das selbe Szenario mit einer Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Konfiguration und mit der äquivalenten Empfangsgruppe durchgeführt. Die Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Konfiguration ist die in Abschnitt 3.2 vorgestellte Anordnung mit $M = 3$ Sendern im Abstand $\Delta y_T = 1,8 \lambda$ und $N = 3$ Empfängern im Abstand $\Delta y_R = 0,6 \lambda$. Die dazu äquivalente Empfangsgruppe wurde ebenfalls in Abschnitt 3.2 bestimmt. Sie besteht bei $M = 1$ Sender aus $N_{\text{equiv}} = 9$ Empfängern im Abstand $\Delta y_{R,\text{equiv}} = 0,6 \lambda$. In Bild 7.14 sind die winkelkomprimierten Signale der beiden Messungen dargestellt. Es zeigt sich, dass beide Konfigurationen das gleiche winkelprozessierte Signal ergeben und damit zueinander äquivalent sind.

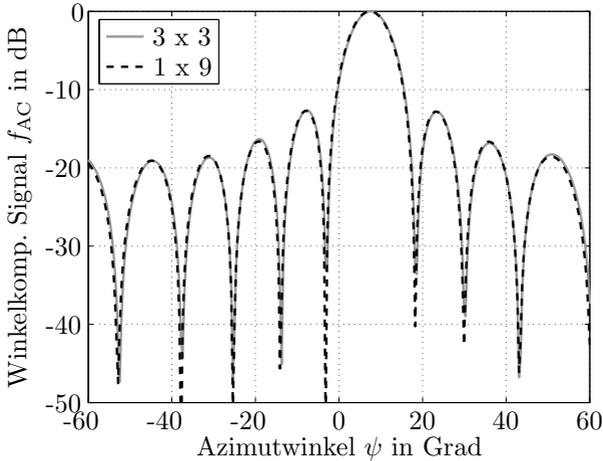


Abbildung 7.14: Vergleich zwischen einer Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Anordnung und der äquivalenten Empfangsgruppe.

Amplitudenbelegung für Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF

Die für eine reine Empfangsgruppe gewählten Belegungskoeffizienten können als Belegungsmatrix auf das Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF angewendet werden. Dies wurde ebenfalls in Abschnitt 3.2 ausgeführt.

Für die in Bild 7.15 dargestellte Winkelkompression wurde die in Tab. 3.4 bzw. Tab. 3.5 vorgestellte Villeneuve-Belegung verwendet. Damit wird sowohl die Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Gruppe als auch ihre äquivalente Empfangsgruppe mit den gleichen Belegungskoeffizienten gewichtet. Zum Vergleich ist zusätzlich noch der über den Gruppenfaktor bestimmte Verlauf des winkelkomprimierten Signals für die äquivalente Empfangsgruppe gezeigt.

Alle drei Kurven stimmen sehr gut überein. Lediglich die für die Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Konfiguration erhaltenen Nebenmaxima sind betragen statt -40 dB nur -35 dB. Obwohl in Bild 7.14 die Übereinstimmung zwischen der 3×3 -Konfiguration und der dazu äquivalenten 1×9 -Konfiguration bei konstanter Belegung noch sehr gut war, entstehen mit Belegung diese Unterschiede. Dies lässt sich damit erklären, dass sich bei diesem sehr niedrigen Nebenmaximanniveau Nahfeldeeffekte wesentlich stärker auswirken.

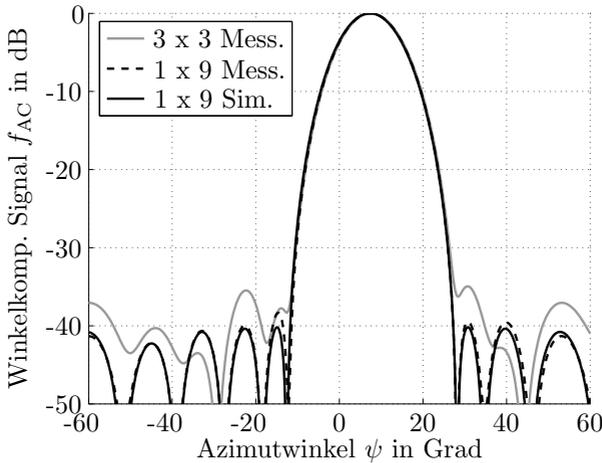


Abbildung 7.15: Anwendung einer Belegungsfunktion auf eine Antennengruppe und äquivalente Antennengruppe.

7.3 Fazit

Bei den hier gezeigten Messungen wurde durch die variable Anzahl der Sende- und Empfangsantennen der Einfluss unterschiedlicher Antennenkonfigurationen auf die Auflösung gezeigt. Die Konfigurationen orientieren sich an denen, die in Abschnitt 3.1.3 als optimale Anordnungen vorgestellt wurden. Insbesondere wurde neben reinem empfangsseitigem DBF auch die Umsetzung von reinem, sendeseitigem DBF gezeigt. In der Messung bestätigt sich, dass durch eine geeignete Kombination von Sende- und Empfangsgruppen Mehrdeutigkeiten der Sendegruppe gezielt unterdrückt werden können und dabei eine gute Auflösung erreicht werden kann. Darüberhinaus konnte die in dieser Arbeit vorgestellte Beschreibung einer Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF-Konfiguration durch eine reine Empfangsgruppe erstmalig messtechnisch nachgewiesen werden. Die für Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF speziell entwickelte Belegungsmatrix konnte in der Messung erfolgreich angewendet werden.

Mit den Verifikationsmessungen konnten die in dieser Arbeit gemachten Untersuchungen zur Auslegung von Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF-Konfigurationen bestätigt werden.

8 Zusammenfassung

Als im Herbst 2004 auf europäischer Ebene die Zulassung von breitbandigen Nahbereichs-Radar-Sensoren bei 24 GHz zeitlich beschränkt wurde, führte dies zu heftigen Diskussionen auf internationalen Konferenzen und in zahlreichen Gremien. Insbesondere die Strategic Automotive Radar Frequency Allocation (SARA)-Gruppe, ein Zusammenschluss von Automobilherstellern und -zulieferern, machte sich für eine längerfristige Nutzung der UWB-SRR-Sensoren stark. Die SARA-Gruppe sah sich vordergründig in einer widersprüchlichen Situation: Einerseits sollte die Automobilindustrie zu der von der EU im Rahmen von eSafety geforderten Halbierung der Verkehrstoten bis 2010 beitragen, aber andererseits wurde die Zulassung eines der Mittel dazu, nämlich die der aktuell verfügbaren UWB-SRR-Sensoren, zeitlich begrenzt. Darüber hinaus haben sicherlich auch wirtschaftliche Gründe dazu motiviert, die Zulassung für den weiteren Einbau der bereits entwickelten Technik zu fordern. Durch diese neue Frequenzzuteilung fanden sich auf der anderen Seite die Befürworter schmalbandiger SRR-Techniken bestätigt, die schon längere Zeit das in den UWB-SRR-Sensoren zum Einsatz kommende Winkelmessverfahren kritisierten und auf innovativere Radar-Konzepte verwiesen.

Aus diesem Kontext entstand diese Arbeit. Sie betrachtet erstmals umfassend Mehr-Antennensysteme für Nahbereichs-Radar-Sensorik und greift damit die Forderung nach einer geeigneten schmalbandigen Entfernung- und Winkelmessmethode für die Fahrzeugumgebung auf. Herkömmliche Verfahren zur Entfernungsbestimmung können auch in Mehr-Antennensystemen angewendet werden. Zusätzlich lassen sich auf Mehr-Antennensysteme Digital Beamforming (DBF)-Algorithmen anwenden. Sie ermöglichen die simultane digitale Fokussierung auf verschiedene Winkel im Raum und liefern eine zwei- oder dreidimensionale Abbildung der Umgebung. Dabei erfolgt die Bestimmung der Winkelablage bei DBF durch die Auswertung der komplexen Empfangssignale. Hierdurch grenzt sich DBF deutlich gegenüber den bisher zur Winkelmessung verwendeten Verfahren ab: DBF kombiniert die Vorteile einer von der zu Verfügung stehenden Bandbreite nahezu unabhängigen Winkelmessung mit der Fähigkeit, mehrere Ziele innerhalb einer Entfernungszelle auflösen zu können. Aus diesem

Grund ist DBF ein adäquates Verfahren zur Realisierung der Rundumsicht in der Kraftfahrzeug-Nahbereichssensorik.

Diese Arbeit macht deutlich, dass Mehr-Antennensysteme auf die jeweiligen Erfordernisse der Winkelmessung angepasst werden müssen. Es wurde gezeigt, dass sich insbesondere Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Anordnungen durch ihre im Verhältnis zum Schaltungsaufwand hohe Leistungsfähigkeit auszeichnen. Hierzu werden erstmals die Zusammenhänge der Parameter der Antennenanordnung ausführlich betrachtet. Basierend auf der Bestimmung optimaler Antennenanordnungen werden Richtlinien zur Auslegung von Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Anordnungen gegeben. Sie beschreiben, wie bei möglichst kleinem Schaltungsaufwand für einen definierten Winkelbereich die maximale Auflösung erreicht wird.

Neben der Winkelauflösung ist auch die Dynamik der Winkelmessung entscheidend für den Einsatz in sicherheitsrelevanten Sensoren. Während für reine Mehr-Empfänger-Konfigurationen bereits zahlreiche Belegungsfunktionen zur Minimierung der Nebenmaxima bekannt sind, wurde in dieser Arbeit erstmals eine entsprechende Funktion auch auf Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-Anordnungen angewendet. Bei Nahbereichs-Radar-Sensoren verlangt die relativ geringe Antennenanzahl eine spezielle Berücksichtigung der DBF-Prozessierung. Erst hierdurch ist es möglich, die Dynamik entscheidend zu erhöhen. Dieses Verfahren, was zur Bestimmung der Belegungsmatrix eine virtuelle Antennenanordnung benutzt, wurde zum Patent angemeldet.

Darüber hinaus wurde in dieser Arbeit erstmals die gezielte Auswertung von frequenzmodulierten Signalen mittels DBF untersucht. Es konnte gezeigt werden, dass dieses neuartige Verfahren in Kombination mit dem bekannten DBF eine gezielte Unterdrückung von Mehrdeutigkeiten ermöglicht. Durch die spezifischen Eigenschaften der hier erarbeiteten Prozessierungstechnik hat dieses Verfahren in anderen Frequenzbereichen, wie z. B. in der UWB-Sensorik, ein besonderes Potenzial.

Zur simulativen Verifikation der in dieser Arbeit entwickelten Verfahren wurde ein geeignetes Fahrzeugmodell entwickelt. Hierzu wurde im Rahmen dieser Arbeit erstmals die am IHE entwickelte Ray-Tracing-Software messtechnisch auch für Radar-Simulationen mit detaillierten, dreidimensionalen Fahrzeugmodellen bei 24 GHz verifiziert. Basierend darauf können die Ergebnisse der Ray-Tracing-Simulationen direkt zur Bestimmung des Fahrzeugmodells benutzt werden. Bei dem entwickelten Algorithmus werden die Streuzentren der Ray-Tracing-Simulation zu zehn Cluster gruppiert. Die daraus abgeleitete Datenbank liefert mehrere Reflexionen, die in ihrer Stärke und Anzahl je nach Aspektwinkel variieren. Damit steht ein messtechnisch verifiziertes Modell zu Verfügung,

das ohne aufwändige Ray-Tracing-Simulation in DBF-Simulationen die für den Nahbereich typischen multiplen Intensitätsmaxima liefert.

Erst mit Hilfe dieses Fahrzeugmodells konnten die in dieser Arbeit vorgestellten DBF-Konfigurationen realitätsnah durch Simulationen illustriert werden.

Die in dieser Arbeit optimierte Antennenanordnung konnte durch Messungen verifiziert werden. Dabei wurde auch die anschauliche Betrachtung einer virtuellen äquivalenten Antennenanordnung bestätigt. Darüber hinaus wurde die neuartige Belegungsmatrix für Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF in Messungen erfolgreich angewendet.

Mit der umfassenden Bestimmung der optimalen Antennenanordnung, der Bestimmung geeigneter Belegungsmatrizen und der simulativen und messtechnischen Verifikation konnte das Potenzial von Mehr-Sender-Mehr-Empfänger-DBF für Nahbereichs-Radar-Sensorik bestätigt und vergrößert werden. Diese Arbeit liefert daher einen grundlegenden Beitrag für die Entwicklung einer neuen Generation von Nahbereichs-Radar-Sensoren, die durch die Bestrebungen der Europäischen Union und der veränderten Marktsituation in den nächsten Jahren umgesetzt werden muss.

Literaturverzeichnis

- [1] Europäische Kommission. *eSafety*. http://ec.europa.eu/information_society/activities/esafety/index_en.htm, July 2006.
- [2] V. Winkler, J. Detlefsen, U. Siart, J. Büchler, and M. Wagner. Automotive Radar Sensor with Communication Capability. In *Proceedings of European Conference on Wireless Technology*, pages 305–308, 2004.
- [3] Bundesministerium für Verkehr, Bau und Stadtentwicklung. *Möglichkeiten der Nutzung elektronischer Systeme zur Verbesserung der Verkehrssicherheit auf der Straße*. <http://www.bmvbs.de/-,2623.997814/Moeglichkeiten-der-Nutzung-ele.htm>, July 2006.
- [4] W. Jones. Keeping Cars from crashing. *IEEE Spectrum*, 38(9):40–45, Sept. 2001.
- [5] ADAC. *Technik sorgt für mehr Sicherheit: Fahrerassistenzsysteme*. http://www.adac.de/Auto_Motorrad/Technik_Zubehoer/fahrerassistenzzsysteme/, 2007.
- [6] M. Schneider. Automotive Radar - Status and Trends. In *Proceedings of German Microwave Conference GeMiC*, pages 144–147, 2005.
- [7] H.P. Groll and J. Detlefsen. History of automotive anticollision Radars and final experimental results of a mm-wave car Radar developed by the Technical University of Munich . *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 12(8):15–19, Aug. 1997.
- [8] H. Meinel. Commercial Applications of Millimeter Waves: History, present Status, and future Trends. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(7):1639–1653, July 1995.
- [9] R. Mendel, M. Behrens, and S. Milch. A 24 GHz ACC Radar Sensor. In *Proceedings of International Radar Symposium IRS 2005*, 2005.
- [10] P. Knoll. Prädiktive Fahrerassistenz: Vom Komfortsystem zur aktiven Unfallvermeidung. *ATZ Automobiltechnische Zeitschrift*, 3, 2005.

- [11] J. Wenger. Automotive Radar - Status and Perspectives. In *Proceedings of IEEE Compound Semiconductors Integrated Circuits Symposium CSIC*, pages 21–24, Nov. 2005.
- [12] R. Möbus and U. Kolbe. Multi-Target Multi-Object Tracking, Sensor Fusion of Radar and Infrared. In *Proceedings of IEEE Intelligent Vehicles Symposium*, pages 732–737, June 2004.
- [13] H. Blöcher, G. Rollmann, and S. Gärtner. Trends in automotive RF Wireless Applications and their electromagnetic Spectrum Requirements. In *Proceedings of German Microwave Conference GeMiC*, pages 148–151, 2005.
- [14] G. Rollmann, H. Meinel, and D. Schoch. Active Safety: The Impact of SARA for future Advances in the Field. In *Proceedings of European Radar Conference EuRAD*, pages 169–172, Oct. 2005.
- [15] Bundesnetzagentur. Allgemeinzuteilung von Frequenzen für die Benutzung durch die Allgemeinheit für Kraftfahrzeug-Kurzstreckenradare im Frequenzbereich von 21,65 GHz bis 26,65 GHz. *Verfügung 40/2005*, 2005.
- [16] G. Rollmann, V. Schmid, and H. Dominik. 24 GHz Short Range Radar - Potential Benefits and Regulatory Issues. In *Proceedings of Workshop on Intelligent Transportations WIT 2004*, March 2004.
- [17] H. Henftling, D. Klotzbücher, and C. Frank. Ultra Wide Band 24 GHz Sequential Lobing Radar for automotive Applications. In *Proceedings of International Radar Symposium IRS 2005*, pages 79–82, 2005.
- [18] R. Richter. Radar - Mehr Sicherheit im Lkw. *Automobiltechnische Zeitschrift*, 09:686–689, 2006.
- [19] W. Kederer and J. Detlefsen. Direction of Arrival (DOA) Determination based on Monopulse Concepts. In *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 120–123, Dec. 2000.
- [20] M. Klotz and H. Rohling. A 24 GHz Short Range Radar Network for automotive Applications. In *Proceedings of CIE International Conference on Radar*, pages 115–119, Oct. 2001.
- [21] X. Li, S. Davis, S. Hagness, D. van der Weide, and B. van Veen. Microwave Imaging via Space-Time Beamforming: Experimental Investigation of Tumor Detection in Multilayer Breast Phantoms. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(8):1856–1865, Aug. 2004.

-
- [22] B. Rickett. A Vision of future Applications for an automotive Radar Network. In *Proceedings of Workshop on Intelligent Transportations WIT 2004*, March 2004.
- [23] M. Skuttek, M. Mekhail, and G. Wanielik. A PreCrash System based on Radar for automotive Applications. In *Proceedings of IEEE Intelligent Vehicles Symposium*, pages 37–41, June 2003.
- [24] U. Haberland. Multi Beam automotive Radar. In *Proceedings of International Radar Symposium IRS 2005*, pages 619–621, 2005.
- [25] U. Meis and R. Schneider. Information Retrieval Capabilities of High-Resolution Mobile Radar. In *Proceedings of Workshop on Intelligent Transportations WIT 2005*, pages 101–105, March 2005.
- [26] S. Görner. Parking Lot Detection with 24 GHz Radar Sensor. In *Proceedings of Workshop on Intelligent Transportations WIT 2006*, pages 183–188, March 2006.
- [27] M. Schneider, V. Groß, O. Brüggermann, T. Focke, T. Hanse, J. Schöbel, and T. Schöberl. Automotive 24 GHz Short Range Radar (SRR) Sensors with Smart Antennas. In *Proceedings of German Radar Symposium GRS*, 2002.
- [28] S. Hoppe. *Untersuchung von Systemkonzepten zum Einsatz von Digital Beamforming für ACC-Sensoren*. Diplomarbeit, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), 2001.
- [29] W. Wiesbeck. SDRS: Software-Defined Radar Sensors. In *Proceedings of IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS 2001*, pages 3259–3261, July 2001.
- [30] U. Stein. *Untersuchung von Verfahren zum Einsatz von Digital Beamforming in der Fernerkundung*. Diplomarbeit, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), 2002.
- [31] M. Younis, C. Fischer, and W. Wiesbeck. Digital Beamforming in SAR Systems. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 41(7):1735–1739, July 2003.
- [32] M. Younis. *Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar*, volume 42. Dissertation, Forschungsberichte

- aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), 2004.
- [33] M. Ogawa, K. Kidono, and Y. Asano. Electrically Scanned Millimeter Wave automotive Radar with wide Detection Region. *SAE Technical Paper Series*, 2003-01-0015, 2003.
- [34] W. Mayer, S. Buntz, H. Leier, and W. Menzel. Imaging Radar Sensor Front-End with a large Transmit Array. In *Proceedings of European Radar Conference EuRad 2004*, pages 153–156, Sept. 2004.
- [35] K. Schuler, C. Sturm, and W. Wiesbeck. Digital 2D Imaging Techniques for SRR. In *Proceedings of 6th International Conference on ITS Telecommunications*, pages 1212–1215, 2006.
- [36] P. Grahn and S. Björklund. Short Range Radar Measurements with an experimental Digital Array Antenna. In *Proceedings of IEEE International Radar Conference*, pages 178–182, May 2000.
- [37] Bundesnetzagentur. Allgemeinzuteilung von Frequenzen für die Benutzung durch die Allgemeinheit für Kraftfahrzeug-Kurzstreckenradar im Frequenzbereich von 77 - 81 GHz. *Verfügung 59/2004*, 2004.
- [38] A. Hoess. *Multifunctional automotive Radar Network (RadarNet)*. www.radarnet.org, 2004.
- [39] R. Schneider and J. Wenger. *Prototypic Realisation of Millimetre Wave Radar Imaging; Advanced Microsystems for automotive Applications*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2003.
- [40] K. Strohm, R. Schneider, and J. Wenger. KOKON: A joint Project for the Development of 79 GHz automotive Radar Sensors. In *Proceedings of International Radar Symposium IRS 2005*, pages 97–101, 2005.
- [41] K. Schuler, R. Lenz, and W. Wiesbeck. Digital Beamforming for Automotive SRR. In *Proceedings of International Radar Symposium IRS 2005*, pages 613–617, 2005.
- [42] H. Blessing. PVDE-Ultrasound Transducer Arrays with a reduced Number of Elements using matched Receiver Arrays. In *Proceedings 9 th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC*, pages 59–64, May 1992.

- [43] B. Donnet and I. Longstaff. MIMO Radar, Techniques and Opportunities. In *Proceedings of European Radar Conference EuRad 2003*, pages 112–115, Sept. 2003.
- [44] I. Bronstein, K. Semendjajew, G. Musiol, and H. Mühlig. *Taschenbuch der Mathematik*. Harri Deutsch, 1997.
- [45] R. Bamler. A Comparison of Range-Doppler and Wavenumber Domain SAR Focusing Algorithms. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 30(4):706–713, July 1992.
- [46] K.-D. Kammeyer and K. Kroschel. *Digitale Signalverarbeitung*. Teubner Studienbücher, 4 edition, 1998.
- [47] D. Oshinubi. *Software zur Steuerung und Analyse von automotive Digital Beamforming Radarmessungen*. Studienarbeit, Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), 2005.
- [48] W. Wiesbeck. *Radar Systems Engineering*. Skriptum zur Vorlesung, Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), WS 06/07.
- [49] B. Steinberg and H. Subbaram. *Microwave Imaging Techniques*. John Wiley and Sons, Inc., 1991.
- [50] C. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*, volume 43. John Wiley and Sons, Inc., 1982.
- [51] Bundesnetzagentur. Allgemeinzuteilung von Frequenzen in den Frequenzteilbereichen gemäß Frequenzbereichszuweisungsplanverordnung (FreqBZ-PV), Teil B: Nutzungsbestimmung (NB) D138 und D150 für die Nutzung durch die Allgemeinheit für ISM-Anwendungen. *Verfügung 76/2003*, 2003.
- [52] F. Harris. On the Use of Windows for harmonic Analysis with the discrete Fourier Transform. In *Proceedings of the IEEE*, volume 66, pages 51–83, Jan. 1978.
- [53] I. Cumming and F. Wong. *Digital Processing of Synthetic Aperture Radar*. Artech House, 2005.
- [54] M. Skolnik. *Introduction to Radar Systems*. McGraw-Hill International Editions, 10 edition, 1998.

- [55] J. Curlander and R. McDonough. *Synthetic Aperture Radar Systems and Signal Processing*. John Wiley and Sons, Inc., 1991.
- [56] K. Schuler, M. Younis, R. Lenz, and W. Wiesbeck. Array Design for automotive Digital Beamforming Radar System. In *Proceedings of IEEE International Radar Conference*, pages 435–440, May 2005.
- [57] S. Smith, H. Pavy, and O. von Ramm. High-Speed Ultrasound volumetric Imaging System. I. Transducer Design and Beam Steering. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 38(2):100–108, March 1991.
- [58] J. Detlefsen. Extending the classical aperture determined angular Resolution Limits of Array Antennas for Radar Applications. In *Proceedings of CIE International Conference on Radar*, pages 548–551, 2001.
- [59] S. Norton. Acoustical Holography with an annular Aperture. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 71(5):1169–1178, May 1982.
- [60] Albert H. Nuttall. Some Windows with very good Sidelobe Behavior. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 29(1):84–91, Feb. 1981.
- [61] U. Nickel. Subarray Configurations for Digital Beamforming with low Sidelobes and adaptive Interference Suppression. In *Proceedings of IEEE International Radar Conference*, pages 714–719, 1995.
- [62] B. Steinberg. *Principles of Aperture and Array System Design*. John Wiley and Sons, Inc., 1976.
- [63] R. Mailloux. *Phased Array Antenna Handbook*. Artech House, Inc., 1994.
- [64] K. Schuler and W. Wiesbeck. Verfahren zum Betrieb einer Antennengruppe mit mehreren Sendern und mehreren Empfängern sowie zugehörige Vorrichtung, 2007. Deutsches Patent- und Markenamt (DPMA), angemeldet unter dem Aktenzeichen: 10 2007 039 897.4.
- [65] K. Schuler and W. Wiesbeck. Tapering of Multi-Transmit Digital Beamforming Arrays. *submitted to IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Aug. 2007.

- [66] F. Rivas and M. Catedra. A Technique to obtain equivalent uniform Arrays from non-uniform Arrays of Antennas. In *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, volume 1, pages 110–113, June 2002.
- [67] A. Villeneuve. Taylor Patterns for Discrete Arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32(10):1089–1093, Oct. 1984.
- [68] R. C. Hansen. *Phased Array Antennas*. John Wiley and Sons, Inc., 1997.
- [69] D. A. McNamara. Generalised Villeneuve \bar{n} Distribution. In *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, volume 136, pages 245–249, June 1989.
- [70] W. Yao and Y. E. Wang. Beamforming for Phased Arrays on vibrating Apertures. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(10):2820–2826, Oct. 2006.
- [71] M. Eineder. Problems and Solutions for InSAR Digital Elevation Model Generation of mountainous Terrain. In *Proceedings of Fringe Workshop 2003*, volume 1, Dec. 2003.
- [72] S. N. Madsen, H. A. Zebker, and J. Martin. Topographic Mapping using Radar Interferometry: Processing Technique. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 31(1):246–256, Jan. 1993.
- [73] R. Scheiber and A. Moreira. Coregistration of Interferometric SAR Images using Spectral Diversity. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 38(5):2179–2191, Sept. 2000.
- [74] D. Becker. *Prozessierung modulierter DBF-Radar-Signale*. Diplomarbeit, Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), 2006.
- [75] F. Fölster and H. Rohling. Data Association and Tracking for automotive Radar Networks. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 6(4):370–377, Dec. 2005.
- [76] R. Möbus, A. Joos, and U. Kolbe. Multi-Target Multi-Object Radar-tracking. In *Proceedings of IEEE Intelligent Vehicles Symposium*, pages 489–494, June 2003.
- [77] G. Biernson. *Optimal Radar Tracking Systems*. John Wiley and Sons, Inc, 1990.

- [78] M. Kolawole. *Radar Systems, Peak Detection and Tracking*. Oxford: Newnes, 2002.
- [79] M. Schiementz. *Postprocessing Architecture for an automotive Radar Network*. Dissertation, Universität Hamburg-Harburg TUHH, 2005.
- [80] N. Yamada. *Three-Dimensional High Resolution Measurement of Radar Cross Section for Car in 76 GHz Band*, volume 36. www.tytlabs.co.jp/english/review/rev362epdf/e362_064yamada.pdf, 2001.
- [81] U. Lübbert and H. Rohling. RASI, a flexible Tool for Simulating and Developing Radar Systems. In *Proceedings of International Radar Symposium IRS 2003*, pages 753–758, 2003.
- [82] R. Wahl and G. Wöfle. Using a 3D Ray Tracing Model with Radar Cross Sections for the Prediction of Spatial Channel Impulse Response in time variant Scenarios. In *Proceedings of Workshop on Intelligent Transportations WIT 2007*, March 2007.
- [83] M. Bühren and B. Yang. Simulation of automotive Radar Target Lists using a novel Approach of Object Representation. In *Proceedings of IEEE Intelligent Vehicles Symposium*, pages 314–319, June 2006.
- [84] M. Bühren and B. Yang. Automotive Radar Target List Simulation based on Reflection Center Representation of Objects. In *Proceedings of Workshop on Intelligent Transportations WIT 2006*, March 2006.
- [85] D. Becker. *Simulation realer Objekte in Digital-Beamforming Nahbereichsradarszenarien*. Studienarbeit, Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), 2005.
- [86] M. Younis and J. Maurer and J. Fortuny-Guasch and R. Schneider and W. Wiesbeck. Interference from 24 GHz automotive Radars to passive microwave Remote Sensing Satellites. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 42(7):1387–1398, July 2004.
- [87] K. Schuler and W. Wiesbeck. Extraction of virtual Scattering Centers of Vehicles by Ray-Tracing Simulations. *submitted to IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jan. 2007.
- [88] J. Maurer, O. Drumm, D. Didascalou, and W. Wiesbeck. A novel Approach in the Determination of visible Surfaces in 3D Vector Geometries for

- Ray-Optical Wave Propagation Modelling. *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference VTC-Spring*, 3:1651–1655, May 2000.
- [89] R. Wahl, M. Layh, and T. Eibert. Wave Propagation inside and around Vehicles in dynamic time variant scenarios. In *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference VTC-Spring*, volume 6, pages 2883–2886, 2006.
- [90] F. Weinmann. Ray-Tracing with PO/PTD for RCS Modeling of large complex Objects. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(6):1797–1806, June 2006.
- [91] R. Bhalla and H. Ling. Three-Dimensional Scattering Center Extraction using the Shooting and Bouncing Ray Technique. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(11):1445–1453, Nov. 1996.
- [92] J. Tsao and B. Steinberg. Reduction of Sidelobe and Speckle Artifacts in microwave Imaging: The CLEAN Technique. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36(4):543–556, Apr. 1988.
- [93] T. Fügen, J. Maurer, T. Kayser, and W. Wiesbeck. Verification of 3D Ray-Tracing with non-directional and directional Measurements in Urban Macrocellular Environments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(11):3125–3137, Nov. 2006.
- [94] T. Fügen, J. Maurer, T. Kayser, and W. Wiesbeck. Capability of 3D Ray Tracing for defining Parameter Sets for the Specification of future mobile Communications Systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(11):3125–3137, Nov. 2006.
- [95] J. Maurer. *Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation*, volume 43. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH), 2005.
- [96] J. Maurer, T. Fügen, T. Schäfer, and W. Wiesbeck. A new Inter-Vehicle Communications (IVC) Channel Model. In *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference VTC-Fall*, volume 1, pages 9–13, Sept. 2004.
- [97] T. Cormen. *Introduction to Algorithms*. Cambridge, Mass.: MIT Press, 1 edition, 2001.
- [98] R. Schneider. *Modellierung der Wellenausbreitung für ein bildgebendes Kfz-Radar*. Dissertation, Universität Karlsruhe (TH), 1998.

- [99] R. Mende. *Radarsysteme zur automatischen Abstandsregelung in Automobilen*. Dissertation, Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1999.

A Koeffizienten der Villeneuve-Belegung

Im Folgenden ist die Berechnungsvorschrift für die Koeffizienten k_v der Villeneuve-Belegung nach [67] gegeben.

Für die Berechnung ist die Anzahl der Nebenmaxima mit etwa dem gleichen Nebenmaximaniveau \tilde{n} von Bedeutung. Die Höhe aller weiteren Nebenmaxima folgen dem typischen $\sin(x)/x$ -Verlauf. Dieser Parameter \tilde{n} wird in Abschnitt 3.2 Parameter der Villeneuve-Belegung genannt. Die Höhe der Nebenmaxima im Design wird mit SLL bezeichnet.

$$\eta = 10^{\text{SLL}/20} \quad \text{mit} \quad \text{SLL} > 0 \quad \text{in dB} \quad (\text{A.1})$$

A.1 Ungerade Antennenanzahl

Die Antennenanordnung ist linear, äquidistant und hat eine ungerade Anzahl an Elementen N :

$$N = 2N' + 1 \quad (\text{A.2})$$

Folgende Gleichungen werden benutzt:

$$u_0 = \cosh \left[\frac{1}{2N'} \ln \left(\eta + \sqrt{\eta^2 - 1} \right) \right] \quad (\text{A.3})$$

$$\psi_p = 2 \arccos \left[\frac{1}{u_0} \cos \left(\frac{(2p-1)\pi}{4N'} \right) \right] \quad \text{mit} \quad p = 1, \dots, 2N' \quad 1 \quad (\text{A.4})$$

$$\sigma = \frac{\tilde{n}\pi}{(2N' + 1) \arccos \left[\frac{1}{u_0} \cos \left(\frac{(2\tilde{n}-1)\pi}{4N'} \right) \right]} \quad (\text{A.5})$$

$$\psi' = \sigma\psi \quad (\text{A.6})$$

$$E(0) = \frac{(2N' + 1) \prod_{q=1}^{\tilde{n}-1} \sin^2 \left(\frac{\psi'_q}{2} \right)}{\prod_{q=1}^{\tilde{n}-1} \sin^2 \left(\frac{q\pi}{2N'+1} \right)} \quad (\text{A.7})$$

¹In [67] muss es heißen: $\psi_p = 2 \arccos \left[\frac{1}{u_0} \cos \left(\frac{(2p-1)\pi}{4N} \right) \right]$, $p = 1, \dots, 2N$

$$E\left(\frac{m2\pi}{2N'+1}\right) = \frac{(2N'+1)(-1)^m \prod_{q=1}^{\tilde{n}-1} \sin\left(\frac{m\pi}{2N'+1} - \frac{\psi'_q}{2}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{2N'+1} + \frac{\psi'_q}{2}\right)}{\sin\left(\frac{m\pi}{2N'+1}\right) \sin\left(\frac{2m\pi}{2N'+1}\right) \prod_{\substack{q=1; \\ q \neq m}}^{\tilde{n}-1} \sin\left(\frac{(m-q)\pi}{2N'+1}\right) \sin\left(\frac{(m+q)\pi}{2N'+1}\right)} \quad (\text{A.8})$$

Für die Belegungskoeffizienten k_v gilt bei ungerader Antennenanzahl:

$$k_v = \frac{1}{2N'+1} \left[E(0) + 2 \sum_{m=1}^{\tilde{n}-1} \left[E\left(\frac{m2\pi}{2N'+1}\right) \cdot \cos\left(\frac{vm2\pi}{2N'+1}\right) \right] \right] \quad (\text{A.9})$$

mit $-N' \leq v \leq N'$

A.2 Gerade Antennenanzahl

Die Antennenanordnung ist linear, äquidistant und hat eine gerade Anzahl an Elementen N :

$$N = 2N' \quad (\text{A.10})$$

Folgende Gleichungen werden benutzt:

$$u_0 = \cosh \left[\frac{1}{2N'-1} \ln \left(\eta + \sqrt{\eta^2 - 1} \right) \right] \quad (\text{A.11})$$

$$\psi_p = 2 \arccos \left[\frac{1}{u_0} \cos \left(\frac{(2p-1)\pi}{2(2N'-1)} \right) \right] \quad \text{mit } p = 1, \dots, 2N' \quad 2 \quad (\text{A.12})$$

$$\sigma = \frac{\tilde{n}\pi}{2N' \arccos \left[\frac{1}{u_0} \cos \left(\frac{(2\tilde{n}-1)\pi}{2(2N'-1)} \right) \right]} \quad (\text{A.13})$$

$$\psi' = \sigma \psi \quad (\text{A.14})$$

$$E(0) = \frac{2N' \prod_{q=1}^{\tilde{n}-1} \sin^2 \left(\frac{\psi'_q}{2} \right)}{\prod_{q=1}^{\tilde{n}-1} \sin^2 \left(\frac{q\pi}{2N'} \right)} \quad (\text{A.15})$$

²In [67] muss es heißen: $\psi_p = 2 \arccos \left[\frac{1}{u_0} \cos \left(\frac{(2p-1)\pi}{2(2N'-1)} \right) \right]$, $p = 1, \dots, 2N - 1$

$$E\left(\frac{m2\pi}{2N'+1}\right) = \frac{2N'(-1)^m \prod_{q=1}^{\tilde{n}-1} \sin\left(\frac{m\pi}{2N'} - \frac{\psi'_q}{2}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{2N'} + \frac{\psi'_q}{2}\right)}{\sin\left(\frac{m\pi}{2N'}\right) \sin\left(\frac{2m\pi}{2N'}\right) \prod_{\substack{q=1; \\ q \neq m}}^{\tilde{n}-1} \sin\left(\frac{(m-q)\pi}{2N'}\right) \sin\left(\frac{(m+q)\pi}{2N'}\right)} \quad (\text{A.16})$$

Für die Belegungskoeffizienten k_v gilt bei gerader Antennenanzahl:

$$k_v = \frac{1}{2N'+1} \left[E(0) + 2 \sum_{m=1}^{\tilde{n}-1} \left[E\left(\frac{m2\pi}{2N'+1}\right) \cdot \cos\left(\frac{vm2\pi}{2N'+1}\right) \right] \right] \quad (\text{A.17})$$

mit $-N' \leq v \leq N'$

B Analytische Beschreibung der Umsetzung von FM-DBF

An dieser Stelle erfolgt die analytische Berechnung der Eliminierung des CW-Terms nach Abschnitt 4.2.3 zur Umsetzung von FM-DBF in realen Szenarien.

B.1 Zwei-Ziel-Szenario

Zur Vereinfachung werden für alle Ziele die gleichen Amplituden angenommen. Bei zwei Zielen $n = 1$ und $n = 2$ ergibt sich für die zur Eliminierung des CW-Terms durchzuführende Multiplikation nach Gl. 4.15:

$$\begin{aligned}
 f_{\text{RC,FM}}(\tau) &= \sqrt{f_{\text{RC,up}}(\tau) \cdot f_{\text{RC,down}}^*(\tau)} \\
 &= \left[\underbrace{\left[A_{\text{T}} A_{\text{R}} \frac{\sin\left(2\pi k_{\text{e,up}}(T_{\text{P}}|\tau - \tau_{1uv}| - (\tau - \tau_{1uv})^2)\right)}{2\pi k_{\text{e,up}}(\tau - \tau_{1uv})} \text{rect}\left[\frac{|\tau - \tau_{1uv}|}{T_{\text{P}}}\right]}_{\text{Ziel 1, Up-Chirp}} \right. \\
 &\quad \left. \underbrace{\left[A_{\text{T}} A_{\text{R}} \frac{\sin\left(2\pi k_{\text{e,up}}(T_{\text{P}}|\tau - \tau_{2uv}| - (\tau - \tau_{2uv})^2)\right)}{2\pi k_{\text{e,up}}(\tau - \tau_{2uv})} \text{rect}\left[\frac{|\tau - \tau_{2uv}|}{T_{\text{P}}}\right]}_{\text{Ziel 2, Up-Chirp}} \right] \cdot e^{j2\pi k_{\text{e,up}} T_{\text{P}}(\tau - \tau_{1uv})} e^{-j2\pi f_0 \tau_{1uv}} \right. \\
 &\quad \left. \underbrace{\left[A_{\text{T}} A_{\text{R}} \frac{\sin\left(2\pi k_{\text{e,down}}(T_{\text{P}}|\tau - \Delta t - \tau_{1uv}| - (\tau - \Delta t - \tau_{1uv})^2)\right)}{2\pi k_{\text{e,down}}(\tau - \Delta t - \tau_{1uv})} \text{rect}\left[\frac{|\tau - \Delta t - \tau_{1uv}|}{T_{\text{P}}}\right]}_{\text{Ziel 1, Down-Chirp}} \right.} \\
 &\quad \left. \underbrace{\left[A_{\text{T}} A_{\text{R}} \frac{\sin\left(2\pi k_{\text{e,down}}(T_{\text{P}}|\tau - \Delta t - \tau_{2uv}| - (\tau - \Delta t - \tau_{2uv})^2)\right)}{2\pi k_{\text{e,down}}(\tau - \Delta t - \tau_{2uv})} \text{rect}\left[\frac{|\tau - \Delta t - \tau_{2uv}|}{T_{\text{P}}}\right]}_{\text{Ziel 2, Down-Chirp}} \right] \cdot e^{j2\pi k_{\text{e,down}} T_{\text{P}}(\tau - \Delta t - \tau_{1uv})} e^{-j2\pi f_0(\Delta t + \tau_{1uv})} \right]^{\frac{1}{2}}.
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

Daraus folgt:

$$\begin{aligned}
 f_{\text{RC,FM}}(\tau) = & \underbrace{\left[A_{\text{T}} A_{\text{R}} \frac{\sin\left(2\pi \frac{k_{\text{e}}}{2} (T_{\text{P}} |\tau - \tau_{1uv}| - (\tau - \tau_{1uv})^2)\right)}{2\pi \frac{k_{\text{e}}}{2} (\tau - \tau_{1uv})} \text{rect}\left[\frac{|\tau - \tau_{1uv}|}{T_{\text{P}}}\right] \right]^2}_{\text{Ziel 1}} \\
 & + \underbrace{\left[A_{\text{T}} A_{\text{R}} \frac{\sin\left(2\pi \frac{k_{\text{e}}}{2} (T_{\text{P}} |\tau - \tau_{2uv}| - (\tau - \tau_{2uv})^2)\right)}{2\pi \frac{k_{\text{e}}}{2} (\tau - \tau_{2uv})} \text{rect}\left[\frac{|\tau - \tau_{2uv}|}{T_{\text{P}}}\right] \right]^2}_{\text{Ziel 2}} \\
 & + \left[\underbrace{A_{\text{T}}^2 A_{\text{R}}^2 \frac{\sin\left(2\pi k_{\text{e,up}} (T_{\text{P}} |\tau - \tau_{1uv}| - (\tau - \tau_{1uv})^2)\right)}{2\pi k_{\text{e,up}} (\tau - \tau_{1uv})}}_{\text{1. Mischterm}} \cdot \frac{\sin\left(2\pi k_{\text{e,down}} (T_{\text{P}} |\tau - \Delta t - \tau_{2uv}| - (\tau - \Delta t - \tau_{2uv})^2)\right)}{2\pi k_{\text{e,down}} (\tau - \Delta t - \tau_{2uv})} \cdot \text{rect}\left[\frac{|\tau - \tau_{1uv}|}{T_{\text{P}}}\right] \text{rect}\left[\frac{|\tau - \Delta t - \tau_{2uv}|}{T_{\text{P}}}\right] \cdot e^{j\pi k_{\text{e}} T_{\text{P}} (2\tau - \tau_{1uv} - \tau_{2uv} - \Delta t)} e^{j2\pi f_0 (\Delta t + \tau_{2uv} - \tau_{1uv})} \right] \\
 & + \left[\underbrace{A_{\text{T}}^2 A_{\text{R}}^2 \frac{\sin\left(2\pi k_{\text{e,up}} (T_{\text{P}} |\tau - \tau_{2uv}| - (\tau - \tau_{2uv})^2)\right)}{2\pi k_{\text{e,up}} (\tau - \tau_{2uv})}}_{\text{2. Mischterm}} \cdot \frac{\sin\left(2\pi k_{\text{e,down}} (T_{\text{P}} |\tau - \Delta t - \tau_{1uv}| - (\tau - \Delta t - \tau_{1uv})^2)\right)}{2\pi k_{\text{e,down}} (\tau - \Delta t - \tau_{1uv})} \cdot \text{rect}\left[\frac{|\tau - \tau_{2uv}|}{T_{\text{P}}}\right] \text{rect}\left[\frac{|\tau - \Delta t - \tau_{1uv}|}{T_{\text{P}}}\right] \cdot e^{j\pi k_{\text{e}} T_{\text{P}} (2\tau - \tau_{1uv} - \tau_{2uv} - \Delta t)} e^{j2\pi f_0 (\Delta t + \tau_{1uv} - \tau_{2uv})} \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.2})
 \end{aligned}$$

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Karin Schuler
Geburtsdatum	17. November 1976
Geburtsort	St. Georgen im Schwarzwald
Nationalität	deutsch
Familienstand	ledig

Schulausbildung

1988-1996	Thomas-Strittmatter-Gymnasium St. Georgen, Allgemeine Hochschulreife
-----------	---

Studium und Berufsweg

1996-2002	Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der Universität Karlsruhe (TH) Schwerpunkt: Hochfrequenztechnik
2000	Praktikum bei National Oceanic and Atmospheric Administration (NOAA), Boulder, Colorado, USA
2001	Auslandsstudium an der Ecole Nationale Supérieure d'Electronique et de Radioélectricité de Grenoble (ENSERG), Grenoble, Frankreich Schwerpunkt: Optik, Opto-Elektronik, Mikrowellen
2002	Diplôme des Etudes Approfondies (DEA) / Master an der ENSERG, Frankreich
2002	Diplom in Elektrotechnik und Informationstechnik an der Universität Karlsruhe (TH), Thema: Entwicklung einer LTCC-Keramik integrierter Millimeterwellenantenne unter Verwendung von Materialmodulation und PBG-Strukturen

2003-2007

Wissenschaftliche Angestellte am Institut für
Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der
Universität Karlsruhe (TH)

Mitarbeit in Forschung und Lehre, Arbeitsge-
biete: Radar-Technik, Hochfrequenzmesstechnik,
Antennentechnik

www.druckerei-duennbier.com

ISSN 0942-2935