

DIN ISO 23032

Diese Norm ist Bestandteil des VDI/DIN-Handbuches Reinhaltung der Luft, Band 1b.

ICS 07.060

Einsprüche bis 2020-10-28

Entwurf

**Meteorologie –
Bodengebundene Fernmessung von Wind –
Windprofilmessradar (ISO/DIS 23032:2020);
Text Deutsch und Englisch**

Meteorology –
Ground-based remote sensing of wind –
Radar wind profiler (ISO/DIS 23032:2020);
Text in German and English

Anwendungswarnvermerk

Dieser Norm-Entwurf mit Erscheinungsdatum 2020-08-28 wird der Öffentlichkeit zur Prüfung und Stellungnahme vorgelegt.

Weil die beabsichtigte Norm von der vorliegenden Fassung abweichen kann, ist die Anwendung dieses Entwurfs besonders zu vereinbaren.

Stellungnahmen werden erbeten

- vorzugsweise online im Norm-Entwurfs-Portal von DIN unter www.din.de/go/entwuerfe bzw. für Norm-Entwürfe der DKE auch im Norm-Entwurfs-Portal der DKE unter www.entwuerfe.normenbibliothek.de, sofern dort wiedergegeben;
- oder als Datei per E-Mail an krdl@din.de möglichst in Form einer Tabelle. Die Vorlage dieser Tabelle kann im Internet unter www.din.de/go/stellungnahmen-norm-entwuerfe oder für Stellungnahmen zu Norm-Entwürfen der DKE unter www.dke.de/stellungnahme abgerufen werden;
- oder in Papierform an die VDI/DIN-Kommission Reinhaltung der Luft (KRdL) - Normenausschuss, 40002 Düsseldorf, Postfach 10 11 39 oder VDI-Platz 1, 40468 Düsseldorf.

Die Empfänger dieses Norm-Entwurfs werden gebeten, mit ihren Kommentaren jegliche relevanten Patentrechte, die sie kennen, mitzuteilen und unterstützende Dokumentationen zur Verfügung zu stellen.

Gesamtumfang 215 Seiten

VDI/DIN-Kommission Reinhaltung der Luft (KRdL) - Normenausschuss

Inhalt

	Seite
Nationales Vorwort.....	4
Vorwort	5
Einleitung	6
1 Anwendungsbereich.....	7
2 Normative Verweisungen	7
3 Begriffe	7
4 Abkürzungen	7
4.1 Definition der Abkürzungen.....	7
4.2 Definition der Symbole.....	9
5 Messprinzip	10
5.1 Spektrale Parameter des Echos.....	10
5.2 Quellen der empfangenen Signale.....	14
5.2.1 Turbulente Streuung und partielle Reflexion.....	14
5.2.2 Echo in Niederschlag	15
5.2.3 Clutter	15
5.2.4 Störeinflüsse von Funkquellen.....	17
5.3 Verfahren zur Messung der Windgeschwindigkeit.....	17
5.3.1 Allgemeine Aspekte	17
5.3.2 Doppler Beam Swinging.....	17
5.3.3 Spaced Antenna	24
6 WPR-System.....	27
6.1 Häufigkeit.....	27
6.2 Hardware und Software	28
6.2.1 Hauptkomponenten.....	28
6.2.2 Signalverarbeitung.....	29
6.2.3 Antenne	31
6.2.4 Sender	38
6.2.5 Empfänger	43
6.2.6 Signalverarbeitungseinheit	52
6.2.7 Beobachtungssteuereinheit.....	55
6.2.8 Berücksichtigung von Umweltbedingungen.....	56
6.3 Auflösungsverbesserung und Verminderung von Clutter durch adaptive Signalverarbeitung.....	57
6.3.1 Range Imaging (Frequenzbereich-Interferometrie)	57
6.3.2 Coherent Radar Imaging (Interferometrie im räumlichen Bereich).....	63
6.3.3 Adaptive Clutter-Unterdrückung.....	66
7 Systemleistung.....	70
7.1 Auflösung.....	70
7.1.1 Entfernungsauflösung.....	70
7.1.2 Volumenauflösung	70
7.1.3 Zeitauflösung.....	71
7.1.4 Nyquist-Frequenz und Frequenzauflösung des Doppler-Spektrums.....	71
7.2 Entfernungsabtastung	72
7.3 Radar-Empfindlichkeit und Messbereich	73

7.4	Messgenauigkeit	76
7.4.1	Anforderungen	76
7.4.2	Validierung mit anderen Mitteln	77
8	Qualitätskontrolle	78
9	Produkte und Datenformat	79
9.1	Produkte und Datenverarbeitungsebenen	79
9.2	Datenformat	80
9.2.1	Operationelles Datenformat (WMO BUFR)	80
9.2.2	Wissenschaftliches Datenformat (NetCDF)	81
9.2.3	Datenformat definiert durch Anwender und/oder Lieferant	81
9.2.4	Sonstige Empfehlungen	82
10	Installation	82
10.1	Allgemeine Aspekte	82
10.2	Boden	83
10.3	Lizenzierung der Funkwellenübertragung	83
10.4	Infrastruktur	83
10.5	Clutter	84
10.6	Störeinflüsse von Funkquellen	85
11	Systemüberwachung und -wartung	85
11.1	Allgemeine Aspekte	85
11.2	Überwachung des Betriebsstatus	86
11.3	Vorbeugende Wartung	87
11.4	Korrektive Wartung	89
11.5	Messgeräte	89
11.6	Richtlinie für Ersatzteile	90
11.7	Software	90
Anhang A (informativ)	Beispiel für Parameter, die von einem Bediener konfiguriert werden können	91
Anhang B (informativ)	Allgemeine Darstellung der Radargleichung für ein monostatisches Radar	94
Anhang C (informativ)	Reflexionsvermögen des Niederschlagsechos	96
Anhang D (informativ)	Auswirkungen der Aufnahme von Windprodukten, die durch WPR in atmosphärischen Modellen ermittelt wurden	97
Anhang E (informativ)	Qualitätsmanagement des WINDAS (Wind profiler Network and Data Acquisition System) der Japanischen Meteorologischen Agentur	98
Anhang F (informativ)	Beispiel für Datenverarbeitungsebenen von Daten, die sich von den üblicherweise von den Endanwendern verwendeten unterscheiden	99
Anhang G (informativ)	Datenformat für den Windprofiler der Japanischen Meteorologischen Agentur (JMA) unter Verwendung von BUFR4	100
Anhang H (informativ)	Datenformat für den Windprofiler des Deutschen Wetterdienstes (DWD) unter Verwendung von netCDF4	104
Literaturhinweise		109

Nationales Vorwort

ISO 23032 wurde vom Technischen Komitee ISO/TC 146 „Luftbeschaffenheit“, Unterkomitee SC 5 „Meteorologie“, in der Arbeitsgruppe WG 8 „Radar Wind-Profiler“ erarbeitet. Die Obmannschaft und das Sekretariat liegen bei Deutschland. An der Erstellung dieser Norm waren die deutschen Experten des Unterausschusses NA 134-02-01-22 UA „Bodengebundene Fernmessung meteorologischer Parameter“ des Fachbereiches II „Umweltmeteorologie“ der VDI/DIN-Kommission Reinhaltung der Luft (KRdL) – Normenausschuss maßgeblich beteiligt.

Um Zweifelsfälle in der Übersetzung auszuschließen, ist die englische Originalfassung des Norm-Entwurfes beigelegt. Die Nutzungsbedingungen für den deutschen Text des Norm-Entwurfes gelten gleichermaßen auch für den englischen Text.

Aktuelle Informationen zu diesem Dokument können über die Internetseiten von DIN (www.din.de) durch eine Suche nach der Dokumentennummer aufgerufen werden.

Vorwort

ISO (die Internationale Organisation für Normung) ist eine weltweite Vereinigung nationaler Normungsinstitute (ISO-Mitgliedsorganisationen). Die Erstellung von Internationalen Normen wird üblicherweise von Technischen Komitees von ISO durchgeführt. Jede Mitgliedsorganisation, die Interesse an einem Thema hat, für welches ein Technisches Komitee gegründet wurde, hat das Recht, in diesem Komitee vertreten zu sein. Internationale staatliche und nichtstaatliche Organisationen, die in engem Kontakt mit ISO stehen, nehmen ebenfalls an der Arbeit teil. ISO arbeitet bei allen elektrotechnischen Normungsthemen eng mit der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC) zusammen.

Die Verfahren, die bei der Entwicklung dieses Dokuments angewendet wurden und die für die weitere Pflege vorgesehen sind, werden in den ISO/IEC-Direktiven, Teil 1 beschrieben. Es sollten insbesondere die unterschiedlichen Annahmekriterien für die verschiedenen ISO-Dokumentenarten beachtet werden. Dieses Dokument wurde in Übereinstimmung mit den Gestaltungsregeln der ISO/IEC-Direktiven, Teil 2 erarbeitet (siehe www.iso.org/directives).

Es wird auf die Möglichkeit hingewiesen, dass einige Elemente dieses Dokuments Patentrechte berühren können. ISO ist nicht dafür verantwortlich, einige oder alle diesbezüglichen Patentrechte zu identifizieren. Details zu allen während der Entwicklung des Dokuments identifizierten Patentrechten finden sich in der Einleitung und/oder in der ISO-Liste der erhaltenen Patenterklärungen (siehe www.iso.org/patents).

Jeder in diesem Dokument verwendete Handelsname dient nur zur Unterrichtung der Anwender und bedeutet keine Anerkennung.

Für eine Erläuterung des freiwilligen Charakters von Normen, der Bedeutung ISO-spezifischer Begriffe und Ausdrücke in Bezug auf Konformitätsbewertungen sowie Informationen darüber, wie ISO die Grundsätze der Welthandelsorganisation (WTO, en: World Trade Organization) hinsichtlich technischer Handelshemmnisse (TBT, en: Technical Barriers to Trade) berücksichtigt, siehe www.iso.org/iso/foreword.html.

Dieses Dokument wurde vom Technischen Komitee ISO/TC 146, *Air quality*, Unterkomitee SC 5, *Meteorology*, erarbeitet.

Rückmeldungen oder Fragen zu diesem Dokument sollten an das jeweilige nationale Normungsinstitut des Anwenders gerichtet werden. Eine vollständige Auflistung dieser Institute ist unter www.iso.org/members.html zu finden.

Einleitung

Ein Radar-Windprofiler, auch Windprofilradar, Wind Profiler, Atmosphärenradar oder Clear-Air-Doppler-Radar (im Folgenden mit WPR abgekürzt) genannt, ist ein Instrument, das Höhenprofile der Windgeschwindigkeit in klarer Luft misst. Das WPR erfasst die Echos, die durch Störungen des Radiobrechungsindex erzeugt werden, mit einer Skala, die der Hälfte der Radarwellenlänge entspricht (d. h. der Bragg-Skala). Der Mechanismus der Streuung von Radiowellen in klarer Luft wurde in den 1960er Jahren theoretisch und experimentell analysiert. Seit den 1970er Jahren wurden großformatige Doppler-Radare zur Beobachtung von Wind und Turbulenzen in der Mesosphäre, Stratosphäre und der Troposphäre (MST-Radare) entwickelt. Dank ihrer Fähigkeit, Wind und Turbulenzen mit ausgezeichneter Zeit- und Höhenauflösung zu messen, haben sie einen großen Beitrag zur Beschreibung und Klärung der dynamischen Prozesse in der Atmosphäre geleistet.

Auf Grundlage der MST-Radare wurden WPR überwiegend seit den 1980er Jahren entwickelt. WPR sind zur Messung der Windgeschwindigkeit vorwiegend in der Troposphäre, einschließlich der atmosphärischen Grenzschicht, vorgesehen. Das Messprinzip von WPR ist das gleiche wie bei MST-Radars, jedoch hat ein WPR häufig kleinere Abmessungen als ein typisches MST-Radar. Mit dem WPR können Windprofile sowohl in einer klaren als auch in einer bewölkten Atmosphäre gemessen werden.

Um meteorologische Phänomene zu überwachen und vorherzusagen, wurden von meteorologischen Einrichtungen landesweite operationelle WPR-Netzwerke aufgebaut. Operationelle WPR tragen zur Verbesserung der Genauigkeit von Wettervorhersagen bei, indem sie ihre Windprodukte in numerische Wettervorhersagemodelle einbinden, die von meteorologischen Behörden verwendet werden. Die durch operationelle WPR gewonnenen Windprodukte werden weltweit vertrieben. Weitere Anwendungen von WPR sind die Messung von Windprofilen in der Nähe von Flughäfen, um Warnungen vor Windscherungen zu ermöglichen oder zu verbessern. Der Einsatz von WPR kann die Fähigkeit eines Flughafens verbessern, Flugzeuge sicher starten und landen zu lassen. WPR werden zudem zur Analyse oder Vorhersage der Ausbreitung von Schadstoffen verwendet. Darüber hinaus werden WPR von Regierungsbehörden und verschiedenen Industriezweigen, darunter Chemiewerke, Bergwerke und Kraftwerke, häufig zur Kontrolle der Emissionswerte oder zur Berechnung von Nowcast-Kurven in Notfallsituationen eingesetzt. Die hochwertigen Windprodukte der WPR finden auch in der Atmosphärenforschung breite Anwendung. Daher sind WPR ein unverzichtbares Mittel zur kontinuierlichen Beobachtung von Windprofilen über kontinuierliche Messungen von vertikalen Windprofilen in hoher zeitlicher Auflösung. Durch die zusätzliche Verwendung eines radioakustischen Sondierungssystems können WPR Höhenprofile der virtuellen Temperatur messen.

Um eine hohe Qualität der Windprodukte zu erreichen und aufrechtzuerhalten, müssen WPR nach dem neuesten Stand der Technik und mit gesicherten Messfähigkeiten konstruiert, hergestellt und gewartet werden. Mit dem Ziel, die Messfähigkeit von WPR zu sicherzustellen, liefert diese internationale Norm Richtlinien für die Konstruktion, Herstellung, Installation und Wartung von WPR.

1 Anwendungsbereich

Diese internationale Norm enthält Richtlinien für die Konstruktion, Herstellung, Installation und Wartung eines WPR. Sie beschreibt Folgendes:

- Messprinzip (Abschnitt 5). Es werden Streuer, die Echos erzeugen, und Verfahren zur Messung der Windgeschwindigkeit beschrieben. Die Beschreibung des Messprinzips dient in erster Linie dazu, die für die Beschreibung der Richtlinien in den Abschnitten 6 bis 11 erforderlichen Informationen bereitzustellen
- Richtlinien für das WPR-System (Abschnitt 6). Es werden die Frequenzsteuerung und -stabilität, Hardware, Software und Signalverarbeitung beschrieben. Sie werden hauptsächlich bei der Gestaltung und Herstellung der Hardware und Software des WPR eingesetzt.
- Richtlinien für die Systemleistung (Abschnitt 7). Es werden die Messauflösung, die räumliche Abtastung, die Bewertung der Radarempfindlichkeit und die Messgenauigkeit beschrieben. Sie können zur Schätzung der Messleistung des Systemdesigns und -betriebs eines WPR verwendet werden.
- Richtlinien für die Qualitätskontrolle (QK; Abschnitt 8).
- Richtlinien für Messprodukte und Datenformat (Abschnitt 9). Es werden die durch ein WPR erhaltenen Messprodukte und ihre Datenebenen definiert. Darüber hinaus werden Richtlinien für Datendateiformate beschrieben.
- Richtlinien für Installation (Abschnitt 10) und Wartung (Abschnitt 11).

Diese internationale Norm beabsichtigt nicht, eine ausführliche Beschreibung des Messprinzips, der WPR-Systeme und der WPR-Anwendungen zu liefern. Für weitere Einzelheiten zu diesen Punkten sollten die Leser in Fachbüchern nachschlagen (z. B. [Fukao & Hamazu, 2014] [Doviak Zrnić, 2006] [Hocking, Röttger, Palmer, Sato, Chilson, 2016]).

WPR werden mit verschiedenen Namen bezeichnet (z. B. Radar-Windprofiler, Windprofilradar, Wind Profiler, Atmosphärenradar oder Clear-Air-Doppler-Radar). Herkömmliche Benennungen für WPR sollten zulässig sein.

2 Normative Verweisungen

Es gibt keine normativen Verweisungen in diesem Dokument.

3 Begriffe

In diesem Dokument werden keine Begriffe aufgeführt.

4 Abkürzungen

4.1 Definition der Abkürzungen

ACS	Adaptive Clutter-Unterdrückung (en: adaptive clutter suppression)
A/D	Analog zu digital
ADC	A/D-Umwandler (en: A/D converter)
BUFR	Binary Universal Form for the Representation of meteorological data
COHO	Kohärenzoszillator (en: coherent oscillator)

CRI	Coherent Radar Imaging
D/A	Digital zu analog
DBS	Doppler Beam Swinging
DCMP	Directionally Constrained Minimization of Power
DSP	Digitaler Signalprozessor (en: digital signal processor)
FCA	Vollkorrelationsanalyse (en: full correlation analysis)
FDI	Frequenzbereich-Interferometrie (en: frequency domain interferometry)
FMCW	Frequenzmoduliertes Dauerstrichradar (en: frequency modulated continuous wave)
I/O	Eingang/Ausgang (en: input/output)
ZF	Zwischenfrequenz
FPGA	Feldprogrammierbares Gatterfeld (en: field programmable gate array)
IPP	Pulswiederholintervall (en: inter pulse period)
ITU	International Telecommunication Union
JMA	Japanische Meteorologische Agentur
LNA	Rauscharmer Verstärker (en: low noise amplifier)
NC-DCMP	normbeschränkte DCMP (en: norm-constrained DCMP)
NF	Rauschzahl (en: noise figure)
QK	Qualitätskontrolle
HF	Hochfrequenz
RIM	Range Imaging
RL	Rückflusdämpfung der Antenne (en: antenna return loss)
SA	Spaced Antenna
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis (en: signal to noise ratio)
STALO	Stabiler (stabilisierter) lokaler Oszillator (en: stable (stabilized) local oscillator)
UHF	Ultrahochfrequenz (en: ultra high frequency)
USV	unterbrechungsfreie Stromversorgung
VHF	sehr hohe Frequenz (en: very high frequency)
VAD	Velocity Azimuth Display
VSWR	Stehwellenverhältnis (en: voltage standing wave ratio)
WMO	World Meteorological Organization
WPR	Radar-Windprofiler, Windprofilradar, Wind Profiler, Atmosphärenradar oder Clear-Air-Doppler-Radar

4.2 Definition der Symbole

c	Lichtgeschwindigkeit ($\approx 3.0 \times 10^8 \text{ m s}^{-1}$)
C_n^2	Brechungsindex-Strukturkonstante
f_{Nyq}	Nyquist-Frequenz
f_r	mittlere Doppler-Frequenzverschiebung des Echos
G_{ant}	Antennengewinn in Dezibel
L_p	durch die Impulsformung verursachter Verlustfaktor
n	Radiobrechungsindex
N_{beam}	Anzahl der Antennenstrahlrichtungen
N_{coh}	Anzahl der kohärenten Integrationen. In diesem Dokument ist N_{coh} definiert als die Anzahl, die N_{pseq} ausschließt
N_{data}	Anzahl der Elemente in I/Q-Zeitreihen
N_{freq}	Anzahl der übertragenen Frequenzen
N_{incoh}	Anzahl der inkohärenten Integrationen
N_{pseq}	Anzahl der Impulsfolgen
N_{subp}	Anzahl der bei der phasenmodulierten Impulskompression verwendeten Unterimpulse
T_{IPP}	Pulswiederholintervall
P_{echo}	Echoleistung
P_N	Rauschleistung des Empfängers
P_n	Rauschleistung des Doppler-Spektrums
p_n	Rauschleistung des Doppler-Spektrums pro Doppler-Geschwindigkeits-Bin
P_p	Spitzenausgangsleistung des Senders
P_t	Spitzenausgangsleistung an der Antenne
u	zonale Windgeschwindigkeit
v	meridionale Windgeschwindigkeit
V_{pp}	Spitze-Spitze-Spannung
V_r	radiale Doppler-Geschwindigkeit
V_s	Probenvolumen
$\mathbf{V}_{\text{wind}}$	Windvektor
w	vertikale Windgeschwindigkeit
Δr	Entfernungsauflösung
η	Volumenreflektivität
λ	Radar-Wellenlänge
$\tau_{3\text{dB}}$	Zeitbreite zwischen den beiden 3-dB-Abfallpunkten vom Spitzenpunkt
τ_d	Dauer, während der das Übertragungssignal erzeugt wird

τ_p	übertragene Pulsbreite
H	Hermitischer Operator (komplexe Umsetzung)
T	hochgestellt, was auf eine Matrixumsetzung hinweist.
$*$	komplexe Konjugation

5 Messprinzip

5.1 Spektrale Parameter des Echos

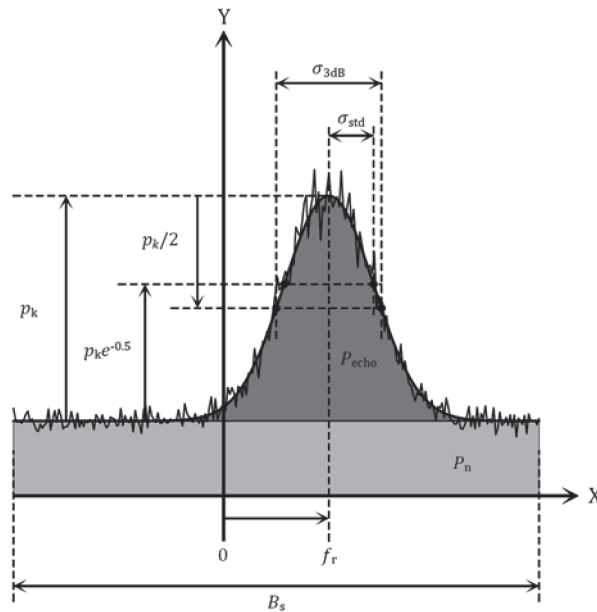
Die Eigenschaften aller WPR-Echos werden im Allgemeinen aus den Eigenschaften des Dopplerspektrums geschätzt.¹ Die Spektralanalyse wird üblicherweise zur Schätzung einer endlichen Menge von Parametern wie Signal-Rausch-Verhältnis (SNR), Dopplerverschiebung und spektrale (Spektral-)Breite angewendet.² Von besonderer Bedeutung für ein WPR ist das durch Klarluft-Streuung erzeugte Echo (Klarluft-Echo). Für Einzelheiten zum Klarluft-Echo siehe 5.2.1.

Die Frequenzverteilung des Echos enthält Informationen über die radiale Doppler-Geschwindigkeit (V_r) und über die durch Turbulenzen verursachte Windvarianz. Bild 1 enthält ein Beispiel für das Dopplerspektrum. Im Allgemeinen wird angenommen, dass das Dopplerspektrum des Echos (S_{echo}) einer Gaußschen Verteilung entspricht³. Diese Annahme gilt grundsätzlich für das Klarluft-Echo. Bei dieser Annahme werden bei der Bestimmung der spektralen Parameter nur die Momente nullter, erster und zweiter Ordnung des Echos berücksichtigt. Im Falle von Abweichungen von dieser Annahme können Momente höherer Ordnung in Betracht gezogen werden. Das im Empfänger erzeugte Rauschen (Empfängerrauschen) kann im Allgemeinen als weißes Rauschen betrachtet werden. Für Einzelheiten über das Empfängerrauschen siehe 6.2.5.4.

1 Zur Echtzeit-Signalverarbeitung zur Ermittlung des Dopplerspektrums siehe 6.2.2 und 6.2.6.

2 Der Begriff Spektralbreite ist gleichbedeutend mit spektraler Breite und wird ebenfalls häufig verwendet. Die beiden Begriffe haben die gleiche Bedeutung.

3 Diese Annahme muss sorgfältig von der Annahme unterschieden werden, dass das empfangene Signal die Umsetzung eines oder mehrerer Gaußscher stochastischer Prozesse ist, zu denen sowohl diejenigen der Funkwellenstreuung als auch natürlich das unkorrelierte (weiße) Rauschen gehören.



Legende

X Doppler-Geschwindigkeit
Y Intensität

ANMERKUNG

- Für die Definition der Symbole, die nicht in den Legenden aufgeführt sind, siehe Text.
- Die dünne durchgezogene Kurve ist ein Beispiel für ein Dopplerspektrum, das das Dopplerspektrum des Echos (S_{echo}) und des weißen Rauschens enthält. Die dicke durchgezogene Kurve ist die Summe aus der Rauschleistung des Dopplerspektrums (P_n) und dem idealen Wert S_{echo} , die einer Gaußschen Verteilung entspricht und keine Störungen aufweist. Die idealen Werte S_{echo} und P_n sind dunkel bzw. hell schattiert. Die Leistung des idealisierten Werts S_{echo} wird angegeben durch P_{echo} . B_s ist die Frequenzbandbreite des Dopplerspektrums. Die mittlere Dopplerfrequenzverschiebung (f_r), die spektrale Breite definiert als die Standardabweichung (σ_{std}), die spektrale Breite definiert als die HPFW (Half-Power Full Width) ($\sigma_{3\text{dB}}$) und die Spitzenintensität des idealisierten Werts S_{echo} (p_k) werden durch Pfeile angezeigt.
- Das empfangene Wert S_{echo} und das in diesem Bild dargestellte Rauschen wurden durch eine numerische Simulation erzeugt. In der numerischen Simulation wurden Dopplerspektren, bestehend aus S_{echo} und weißem Rauschen, erzeugt. Es wird angenommen, dass jeder Spektralpunkt von S_{echo} der Verteilung χ^2 mit 2 Freiheitsgraden entspricht. Erzeugte Dopplerspektren wurden integriert, und das Dopplerspektrum nach der Integration (d. h. inkohärente Integration) wird geplottet. Daher ist die Rauschvarianz über B_s kleiner als der quadratische Wert der Rauschleistung pro Doppler-Geschwindigkeits-Bin (p_n^2).
- Die Rauschvarianz ist einer der Hauptfaktoren, die die Empfindlichkeit eines WPR-Empfängers bestimmen. Siehe 6.2.2 und 7.3 für Einzelheiten zur inkohärenten Integration bzw. Radarempfindlichkeit.

Bild 1 — Beispiel für Dopplerspektrum und spektrale Parameter.

Echoleistung (P_{echo}), f_r und die spektrale Breite sind die Hauptparameter, die das Echo kennzeichnen. Sie werden als spektrale Parameter bezeichnet. f_r wird aus der mittleren Dopplerfrequenzverschiebung des Echos berechnet (f_r). P_{echo} und f_r sind auch das Moment nullter bzw. erster Ordnung von S_{echo} . Die als Standardabweichung (σ_{std}) definierte spektrale Breite ist die Quadratwurzel des Moments zweiter Ordnung von S_{echo} (siehe Bild 1). P_{echo} , f_r und σ_{std} werden angegeben durch

$$P_{\text{echo}} = \int S_{\text{echo}}(f) df, \quad (1)$$

$$f_r = \frac{\int f S_{\text{echo}}(f) df}{\int S_{\text{echo}}(f) df} \text{ und} \quad (2)$$

$$\sigma_{\text{std}} = \sqrt{\frac{\int (f - f_r)^2 S_{\text{echo}}(f) df}{\int S_{\text{echo}}(f) df}}, \quad (3)$$

Dabei ist f die Doppler-Frequenz.

Der Zusammenhang zwischen f_r und V_r ist angegeben durch

$$V_r \approx -\frac{\lambda}{2} f_r. \quad (4)$$

In Gleichung (4) wird V_r als positiv definiert, wenn seine Richtung von der Antenne abgewandt ist. Wenn allerdings die Vorzeichendefinition von V_r der von f_r vorgezogen wird, kann V_r als positiv definiert werden, wenn die Richtung zur Antenne hin orientiert ist. In jedem Fall muss die Richtung von V_r bei der Konstruktion und Herstellung des WPR klar definiert werden, um mögliche Fehler bei der Konstruktion, Herstellung, dem Betrieb und der Wartung des WPR zu verhindern. In diesem Dokument wird V_r als positiv definiert, wenn seine Richtung von der Antenne abgewandt ist.

Die spektrale Breite kann auch als HPFW (Half-Power Full Width) ($\sigma_{3\text{dB}}$) oder HPHW (Half-Power Half Width) des Echos (d. h. $\frac{\sigma_{3\text{dB}}}{2}$) definiert werden. Wenn angenommen wird, dass S_{echo} einer Gaußschen Verteilung folgt, können $\sigma_{3\text{dB}}$ durch die Beziehung berechnet werden.

$$\sigma_{3\text{dB}} = 2\sqrt{2\ln 2} \sigma_{\text{std}}. \quad (5)$$

Da die spektrale Breite unter den oben genannten Definitionen ausgedrückt werden kann, muss die Definition der spektralen Breite eindeutig angegeben werden. Es ist zu beachten, dass die spektrale Breite nicht nur durch die durch Turbulenzen verursachten Windstörungen bestimmt wird, sondern auch Verbreiterungseffekte aufgrund der rechtwinkligen und vertikalen Ausdehnung des Probenvolumens enthält [4]. Einzelheiten zum Probenvolumen sind in 7.1.2 beschrieben.

Bei der Schätzung der spektralen Parameter wird auch die Rauschleistung des Dopplerspektrums (P_n) geschätzt. SNR wird angegeben durch

$$SNR = \frac{P_{\text{echo}}}{P_n}. \quad (6)$$

In der digitalen Signalverarbeitung zur Schätzung der spektralen Parameter und P_n wird im Allgemeinen die Rauschleistung je Doppler-Geschwindigkeits-Bin (p_n) verwendet. p_n wird angegeben durch

$$p_n = P_n \frac{\Delta f}{B_s}, \quad (7)$$

Dabei ist

B_s die Frequenzbandbreite des Dopplerspektrums,;

Δf die Frequenzauflösung des Doppler-Spektrums (d. h. das Intervall der Doppler-Frequenz-Bins).

Es wird darauf hingewiesen, dass Interferenzen von anderen Funkquellen, die das empfangene Signal kontaminieren, im Allgemeinen frequenzabhängig sind. Daher kann die Kontamination durch die Funkstörung eine Frequenzabhängigkeit des Rauschens erzeugen. Einzelheiten zu den Störungen durch Funkquellen werden in 5.2.4 und 10.6 beschrieben.

Wenn angenommen wird, dass S_{echo} einer Gaußschen Verteilung folgt und das SNR unendlich ist, kann der Fehler bei der Schätzung der Dopplergeschwindigkeit oder der spektralen Breite, ε_v , geschätzt werden anhand von

$$\varepsilon_v = K_v \left(\frac{\sigma_v}{T_c} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (8)$$

Dabei ist

K_v der Koeffizient;

σ_v die spektrale Breite, definiert als die Standardabweichung in m s^{-1} ;

T_c der Messzeitraum in s.

Wenn die Antennenstrahlrichtung nach dem Aufnehmen eines Dopplerspektrums (d. h. nach $N_{\text{pseq}} N_{\text{coh}} N_{\text{data}}$ -maligem Senden und Empfangen) oder nach dem Aufnehmen aller bei der inkohärenten Integration verwendeten Dopplerspektren (d. h. nach $N_{\text{pseq}} N_{\text{coh}} N_{\text{data}} N_{\text{incoh}}$ -maligem Senden und Empfangen) geändert wird, ist $T_c = T_{\text{IPP}} N_{\text{pseq}} N_{\text{coh}} N_{\text{data}} N_{\text{incoh}}$. Wenn die Antennenstrahlrichtung auf Puls-zu-Puls-Basis geändert wird, ist $T_c = T_{\text{IPP}} N_{\text{beam}} N_{\text{pseq}} N_{\text{coh}} N_{\text{data}} N_{\text{incoh}}$. Siehe 6.2.3.2.5 für Einzelheiten über die zeitliche Änderung der Antennenstrahlrichtung.

K_v ist definiert durch

$$K_v = k_{\text{err}} \left(\frac{\lambda}{2} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (9)$$

Dabei ist

k_{err} der Koeffizient;

λ die Radarwellenlänge;

Die Gleichungen (8) und (9) werden aus den Gleichungen (13) bzw. (14) von [5] übernommen. Der Wert von k_{err} aus Tabelle 1 in [5] ist in Tabelle 1 aufgeführt.

Tabelle 1 — Wert von k_{err}

Parameter	Verfahren der kleinsten Quadrate	Momentverfahren
Doppler-Geschwindigkeit	0,63	0,38
Spektrale Breite	0,60	0,24

Fehlerschätzungen der spektralen Parameter bei der Berücksichtigung von SNR werden in 6.3, 6.4 und 6.5 von [2] beschrieben.

5.2 Quellen der empfangenen Signale

5.2.1 Turbulente Streuung und partielle Reflexion

Die Fähigkeit, das Klarluft-Echo⁴ zu erkennen, ist das wichtigste Merkmal eines WPR. Damit ist ein WPR in der Lage, aus der gemessenen Dopplerverschiebung des Klarluft-Echos vertikal aufgelöste Profile des Windvektors zu bestimmen. Es gibt zwei Hauptmechanismen, die Klarluft-Echos erzeugen: turbulente Streuung durch atmosphärische Turbulenzen und partielle Reflexion durch die horizontal geschichtete Atmosphäre. Die partielle Reflexion wird auch als Fresnel-Streuung bezeichnet. Atmosphärische Turbulenzen erzeugen Störungen von n , und Störungen von n mit dem Ausmaß der Hälfte von λ (d. h. der Bragg-Skala) sind eine Quelle für Radiowellenstreuung in Klarluft.

n in der neutralen (d. h. nicht ionisierten) Atmosphäre wird angegeben durch

$$n = 1 + 7.76 \times 10^{-5} \frac{p}{T} + 3.73 \times 10^{-1} \frac{e}{T^2}, \quad (10)$$

Dabei ist

- p der atmosphärische Druck in kPa;
- T die atmosphärische Temperatur in K;
- e ist der Partialdruck von Wasserdampf.

Wenn die Störungen von n isotrop sind, ist auch die turbulente Streuung isotrop.

Die Brechungsindex-Strukturkonstante C_n^2 ist definiert als

$$\overline{[n(r + \delta r) - n(r)]^2} = C_n^2 |\delta r|^2/3, \quad (11)$$

Dabei ist r eine beliebige Position und δr ein geringer Abstand zwischen jeweils zwei voneinander entfernten Orten. Da T und e durch Turbulenzen gestört werden und n von ihnen abhängt, variiert C_n^2 signifikant aufgrund der atmosphärischen Bedingungen, die T und e bestimmen (siehe Gleichung (10)).

Die Frequenz eines WPR wird üblicherweise so gewählt, dass im trägheitsbeherrschten Bereich der Turbulenz turbulente Streuung auftritt. Im Allgemeinen wurden Frequenzen zwischen 50 MHz und 3 GHz für WPR verwendet.

Im Trägheitsbereich kaskadiert die Energie durch einen (nicht zähigkeitsbeherrschten) Trägheits-Mechanismus von den größten zu den kleinsten Wirbeln. Der Trägheitsbereich besteht zwischen der Microscala der Turbulenz (l_0) und der Auftriebslängenskala (L_B). l_0 ist die Skala zur Bestimmung der Übergangsregion zwischen dem zähigkeitsbeherrschten und des Trägheitsbereichs, und L_B ist die Skala zur Bestimmung der Übergangsregion zwischen den trägheitsbeherrschten und den auftriebsbeherrschten Bereichen. Im auftriebsbeherrschten Bereich werden die turbulenten Wirbel abgeflacht und anisotrop. Im zähigkeitsbeherrschten Bereich wird der kleinste Wirbel stark von der Viskosität beeinflusst, und kinetische Energie wird in Wärme umgewandelt. Der Übergang vom Trägheitsbereich zum zähigkeitsbeherrschten Bereich erklärt den Grund, warum die maximal erreichbare Höhenabdeckung für WPR zu kleineren Wellenlängen hin abnimmt. Der zähigkeitsbeherrschte Bereich wird auch als dissipativer Bereich bezeichnet. Niedrige Frequenzen (d. h. lange Frequenzen), deren Bragg-Skala im auftriebsbeherrschten

4 Das Klarluft-Echo ist die Rückkehr einer Radiowellen-Streuung, die durch Variationen des Radiobrechungsindex n verursacht wird, und beinhaltet nicht die Streuung von harten Zielen in der Luft (z. B. Hydrometeore, Insekten, Vögel und Flugzeuge).

Bereich liegen, und hohe Frequenzen (d. h. kleine Wellenlängen), deren Bragg-Skala im zähigkeitsbeherrschten Bereich liegen, sind aus Sicht der Radarempfindlichkeit nicht zu bevorzugen. Siehe 3.4.2 und 7.3.3 in [1] für weitere Einzelheiten zum trägheitsbeherrschten Bereich.

Es ist bekannt, dass horizontal geschichtete Schichten mit scharfen vertikalen Gradienten von n eine partielle Reflexion erzeugen. Die Echointensität der partiellen Reflexion zeigt eine starke Abhängigkeit vom Zenitwinkel. Nahe dem Zenit erreicht sie ein Maximum und nimmt mit zunehmendem Zenitwinkel rapide ab.

Der Koeffizient der partiellen Reflexion ρ wird angegeben durch

$$|\rho|^2 = \frac{1}{4} \left| \int_{-l/2}^{+l/2} \frac{1}{n} \frac{dn}{dz} e^{-j\kappa z} dz \right|^2, \quad (12)$$

Dabei ist

- l die Dicke der geschichteten Schicht;
- z die Höhe;
- κ die Wellenzahl, die als $\kappa = 4\pi/\lambda$ ausgedrückt wird.

Siehe 3.4.3 von [1] für weitere Einzelheiten zur partiellen Reflexion. Partielle Reflexion wird in den UHF- und Mikrowellenbändern nicht beobachtet [1].

Die Intensität des Klarluft-Echos wird durch die Stärke der durch Turbulenzen verursachten n -Störungen oder durch die Stärke des vertikalen Gradienten von n oder durch horizontal geschichtete Schichten bestimmt.

5.2.2 Echo in Niederschlag

Regentropfen, Hagel, Schneekristalle, Eiskristalle und Mischphasenpartikel im Niederschlag (Niederschlagsecho) stellen ebenfalls Quellen von Echos dar. Die Intensität des Niederschlagsechos ist häufig vergleichbar mit der des Klarluft-Echos des VHF-Bands und ist im Allgemeinen größer als die des Klarluft-Echos des UHF-Bands.

Wenn sowohl das Niederschlagsecho als auch das Klarluft-Echo im Doppler-Spektrum vorhanden sind, kann die gemessene Doppler-Geschwindigkeit eine Kombination aus Wind (Geschwindigkeit der Klarluft) und Endgeschwindigkeit der Hydrometeore relativ zum Boden sein. In diesem Fall kann der Vertikalwind nicht richtig bewertet werden, wenn die beiden streuenden Beiträge nicht getrennt werden können. Dennoch kann der horizontale Wind üblicherweise genau abgeleitet werden, da die horizontale Verschiebungsgeschwindigkeit der relativ kleinen Hydrometeore ein guter Näherungswert für den horizontalen Wind ist. WPR, die das UHF-Band verwenden, messen im Allgemeinen die horizontale Windgeschwindigkeit bei Niederschlägen in größerer Höhe als in Klarluft.

5.2.3 Clutter

Unerwünschte Echos werden als Clutter bezeichnet. Da Clutter das Dopplerspektrum kontaminiert, kann es die Qualität der durch den WPR erhaltenen Messprodukte erheblich beeinträchtigen.

Clutter haben folgende Quellen:

- Clutter von Quellen, die am Boden befestigt sind, so genannte Bodenclutter. Bodenflächen, Gras, Bäume auf Hügeln und Bergen sowie hohe metallische Strukturen (z. B. Türme, Gebäude und Stromleitungen) sind die Hauptquellen für Bodenclutter. Bodenclutter kann über eine große Fläche verteilt sein. Obwohl die mittlere Dopplerfrequenz von Bodenclutter gleich Null ist, kann die Schwingung der Clutterquelle

das Dopplerspektrum des Bodenclutters verbreitern. Besonders wenn die Quelle des Bodenclutters oszillierend ist (z. B. Gras, Bäume oder Hochspannungsleitungen), kann die Spitze des Bodenclutters im Dopplerspektrum durch einen starken Oberflächenwind deutlich verbreitert werden.

- Clutter durch sich drehende Objekte. Windturbinen und rotierende Antennen sind hierfür die Hauptquellen. Von ihnen stammende Clutter breiten sich signifikant über einen weiten Frequenzbereich des empfangenen Dopplerspektrums aus.
- Clutter, die von den Wellen auf See stammen, werden als Sea-Clutter bezeichnet. Da Sea-Clutter über ein weites Gebiet verteilt sind, breiten sie sich im Allgemeinen über das empfangene Doppler-Spektrum sowohl in der Reichweite als auch in der Frequenz aus. Die Intensität und Doppler-Ausbreitung von Sea-Clutter ist eine Funktion des Oberflächenwindes.
- Clutter durch sich bewegende Quellen am Boden oder auf dem Meer. Fahrzeuge, Züge und Schiffe sind hierfür die Hauptquellen. Clutter von Fahrzeugen breiten sich häufig über einen weiten Frequenzbereich des Dopplerspektrums aus, weil der Straßenverkehr in zwei gegenläufige Richtungen fließt. Der Ort und die Dopplergeschwindigkeit von Clutter aus Zügen können sich im Laufe der Zeit schnell ändern. Clutter von Schiffen überschneiden sich mit Sea-Clutter.
- Fliegende Objekte. Luftfahrzeuge (z. B. Flugzeuge und Hubschrauber), Vögel, Fledermäuse und Insekten sind hierfür die Hauptquellen, und ihre Fluggeschwindigkeit variiert mit der Zeit. Clutter von einem Flugzeug können sich aufgrund ihrer großen Doppler-Geschwindigkeit und -Intensität signifikant über das empfangene Doppler-Spektrum ausbreiten. Clutter von Hubschraubern können sich aufgrund der hohen Geschwindigkeit der rotierenden Rotorblätter ebenfalls über eine breite Frequenz des empfangenen Dopplerspektrums ausbreiten. Auch Vögel sind eine beträchtliche Quelle für Clutter. Zugvögel können in Höhen von bis zu mehreren tausend Metern fliegen und fliegen üblicherweise nachts. Intensive Phasen von Vogelzug können ein erhebliches Problem für WPR-Messungen darstellen, wenn diese Art von Clutter bei der Signalverarbeitung nicht ausreichend berücksichtigt wird. Und selbst dann kann es zu Lücken in den Winddaten kommen. Auch Insekten in der Luft können eine Quelle für Clutter sein.

Bei der Konstruktion, Installation und digitalen Signalverarbeitung sollten Clutter zwingend berücksichtigt werden. Die Clutter-Umgebung sollte bei der Besichtigung des Aufstellungsortes untersucht werden (siehe 10.5). Ein Zaun zur Dämpfung von Funkwellen innerhalb des Frequenzbandes des WPR (im Folgenden als „Clutter-Zaun“ bezeichnet) ist ein Mittel zur Minderung von Störungen und Interferenzen. Einzelheiten über den Clutter-Zaun sind in 6.2.3.4 und 10.5 enthalten.

Die Qualitätskontrolle durch digitale Signalverarbeitung ist auch ein Mittel zur Verringerung von Clutter (siehe 8). Die adaptive Clutter-Unterdrückung (ACS), bei der Subarray-Antennen verwendet werden, ist eine Technik zur adaptiven Störungsunterdrückung durch Steuerung der Seitenkeule der Empfängerantenne. ACS ist in 6.3.3 beschrieben.

Im VHF-Band können auch Meteore in der oberen Mesosphäre und elektromagnetische Unregelmäßigkeiten in der sporadischen E-Schicht eine Quelle von Clutter sein, wenn Entfernungsmehrdeutigkeit auftritt. Entfernungs-Aliasing kann verhindert werden, indem das Pulswiederholintervall (IPP) so groß gewählt wird, dass die maximal messbare Reichweite größer ist als die Höhen, in denen Meteore und elektromagnetische Unregelmäßigkeiten auftreten können. Es wird jedoch darauf hingewiesen, dass die Verhinderung von Entfernungs-Aliasing den Verlust der Radarempfindlichkeit verursachen kann, indem das Tastverhältnis der Übertragung verringert wird. Auch Blitze können eine Quelle für Clutter sein.

5.2.4 Störeinflüsse von Funkquellen

Wenn eine Funkwelle einer künstlichen Funkquelle die empfangenen Signale des WPR kontaminiert, beeinträchtigt dies oft die Qualität der durch das WPR erhaltenen Messprodukte. Sowohl Funkstationen als auch Maschinen, die elektromagnetische Wellen aussenden, können eine störende Funkquelle sein. Störeinflüsse, die von anderen Funkquellen ausgehen und das empfangene Signal kontaminieren, haben im Allgemeinen eine Frequenzabhängigkeit. Selbst wenn sich die Frequenz des Störeinflusses von der des WPR unterscheidet, können Kreuzmodulation im Empfänger und Frequenz-Aliasing bei der Datenerfassung eine Störkontamination im Basisband verursachen. Die Minderung von Störeinflüssen sollte bei der Planung und Installation berücksichtigt werden. Die Funkwellenumgebung sollte bei der Besichtigung des Aufstellungsortes untersucht werden (siehe 10.6). Maßnahmen zur Eindämmung von Störeinflüssen sind ebenfalls in 10.6 beschrieben.

Auch die Aussendung von Funkwellen durch Blitze kann eine Quelle von Störeinflüssen sein [6].

5.3 Verfahren zur Messung der Windgeschwindigkeit

5.3.1 Allgemeine Aspekte

Der Windvektor $\mathbf{V}_{\text{wind}}$, der die vertikale und horizontale Strömung des Windfeldes angibt, wird angegeben durch

$$\mathbf{V}_{\text{wind}} = (u \quad v \quad w)^T, \quad (13)$$

Dabei ist

- u die zonale Windgeschwindigkeit;
- v die meridionale Windgeschwindigkeit;
- w die vertikale Windgeschwindigkeit.

^{T} ist hochgestellt, was auf eine Matrixumsetzung hinweist. Es gibt zwei Verfahren, mit denen man $\mathbf{V}_{\text{wind}}$ erhält: das DBS-Verfahren (Doppler Beam Swinging) und das SA-Verfahren (Spaced Antenna). Das DBS-Verfahren verwendet eine Reihe von radialen Doppler-Geschwindigkeiten (V_r), die von den mehreren Antennenstrahlen gemessen werden. Die SA-Technik nutzt die Autokorrelation und Kreuzkorrelation der von mehreren Empfängerantennen erfassten Signale.

5.3.2 Doppler Beam Swinging

5.3.2.1 Windvektorermittlung mit mehreren Antennenstrahlen

Beim DBS-Verfahren wird $\mathbf{V}_{\text{wind}}$ durch die Methode der kleinsten Quadrate oder durch direkte Berechnung ermittelt. Dabei wird angenommen, dass das Windfeld über die von den Antennenstrahlen abgedeckte Fläche horizontal homogen ist. Daher sind die Zenitwinkel von schrägen Strahlen im Allgemeinen kleiner als mehrere zehn Grad. Windhomogenität wird auch über eine vertikale Skala angenommen, die der Auflösung entspricht (siehe 7.1.1). Eine weitere implizite Vorannahme des DBS-Verfahrens ist, dass das (mittlere) Windfeld über den Messzeitraum stationär ist.

Das Verfahren zur Ermittlung von $\mathbf{V}_{\text{wind}}$ nach dem Verfahren der kleinsten Quadrate wird im Folgenden näher erläutert.

Die Beziehung zwischen dem Windvektor und V_r s wird angegeben durch

$$\mathbf{A} \mathbf{V}_{\text{wind}} = \mathbf{V}_r = (V_{r1} \ V_{r2} \ \dots \ V_{rN})^T, \quad (14)$$

Dabei ist

- N die Anzahl der Antennenstrahlen, die für die Berechnung von $\mathbf{V}_{\text{wind}}$ verwendet wird;
- V_{ri} die radiale Dopplergeschwindigkeit, die mit dem i -ten Antennenstrahl ($i = 1, \dots, N$) gemessen wird;
- $\mathbf{A}$ ist die Matrix, mit der $\mathbf{V}_{\text{wind}}$ und $\mathbf{V}_r$ in Beziehung gesetzt werden.

$\mathbf{A}$ wird angegeben durch

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \sin \phi_1 \sin \theta_1 & \cos \phi_1 \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \\ \sin \phi_2 \sin \theta_2 & \cos \phi_2 \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sin \phi_N \sin \theta_N & \cos \phi_N \sin \theta_N & \cos \theta_N \end{pmatrix}, \quad (15)$$

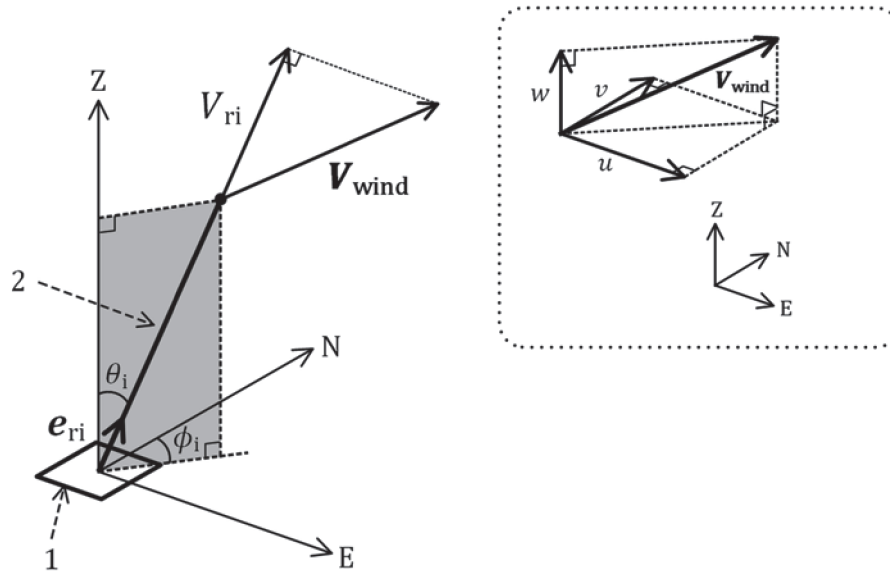
Dabei ist

- ϕ_i der Azimuthwinkel des i -ten Antennenstrahls ($i = 1, \dots, N$);
- θ_i der Zenitwinkel des i -ten Antennenstrahls ($i = 1, \dots, N$).

Der Einheitsvektor der Richtung des i -ten Antennenstrahls ($\mathbf{e}_{ri}$) angegeben durch

$$\mathbf{e}_{ri} = (\sin \phi_i \ \sin \theta_i \ \cos \phi_i \ \sin \theta_i \ \cos \theta_i)^T \quad (16)$$

Bild 2 ist eine schematische Darstellung, mit der V_{ri} , ϕ_i , θ_i , u , v und w erläutert werden.



Legende

- 1 Antenne
- 2 Richtung des i-ten Antennenstrahls
- E östliche Richtung
- N nördliche Richtung
- Z vertikale Richtung

ANMERKUNG Für die Definition der Symbole, die nicht in den Legenden aufgeführt sind, siehe Text. Sowohl e_{ri} als auch die vertikale Achse sind auf der schattierten Ebene vorhanden.

Für die Definition der Symbole, die nicht in den Legenden aufgeführt sind, siehe Text. Sowohl e_{ri} als auch die vertikale Achse sind auf der schattierten Ebene vorhanden.

Bild 2 — Schematische Darstellung, mit der V_{ri} , ϕ_i , θ_i , u , v und w erläutert werden

V_{wind} kann durch Minimierung von $\|V_r - AV_{wind}\|_2^2$ ermittelt werden. Die Singulärwertzerlegung kann verwendet werden, um das Problem der kleinsten Quadrate zu lösen, wodurch $\|V_r - AV_{wind}\|_2^2$ minimiert wird [7]. A kann ausgedrückt werden durch

$$A = UDV^T, \quad (17)$$

Dabei ist

- U die orthogonale Matrix mit N Zeilen und N Spalten;
- V die orthogonale Matrix mit 3 Zeilen und 3 Spalten;
- D die Matrix mit N Zeilen und 3 Spalten.

Die Elemente von D werden als die Singulärwerte von A bezeichnet.

Aus den Gleichungen (14) und (17) wird V_{wind} angegeben durch

$$V_{wind} = (A^T A)^{-1} A^T V_r = A^+ V_r = V D^{-1} U^T V_r, \quad (18)$$

Dabei ist A^+ die pseudo-inverse Matrix von A .

Wenn die Zenitwinkel für alle Antennenstrahlen gleich sind und die Azimuthwinkel gleich weit auseinander liegen, ergibt sich der Windvektor durch

$$\mathbf{V}_{\text{wind}} = \begin{pmatrix} \frac{2}{N \sin \theta} \sum_{i=1}^N \sin \phi_i V_{ri} \\ \frac{2}{N \sin \theta} \sum_{i=1}^N \cos \phi_i V_{ri} \\ \frac{1}{N \cos \theta} \sum_{i=1}^N V_{ri} \end{pmatrix}, \quad (19)$$

Dabei ist θ der Zenitwinkel der Antennenstrahlen.

Beim Verfahren der kleinsten Quadrate ist V_{ri} s auf gleicher Höhe zu verwenden. Die Probenhöhen sind jedoch nicht gleich, wenn die Zenitwinkel unterschiedlich sind und das gleiche Abtastintervall für die Antennenstrahlen verwendet wird. Durch Variation des Abtastintervalls, so dass es den Unterschied in den Zenitwinkeln ausgleicht, können die empfangenen Signale in den gleichen Bereichen gesammelt werden. Die Interpolation von V_{ri} im Bereich ist ein alternatives Verfahren zur Anpassung der Probenhöhen.

Da $\mathbf{V}_{\text{wind}}$ drei Komponenten hat (d. h. u , v , und w), muss die Anzahl der Antennenstrahlen gleich oder größer als drei sein. Die Erhöhung der Anzahl der Antennenstrahlen reduziert den Ermittlungsfehler von $\mathbf{V}_{\text{wind}}$ aufgrund von Schätzfehlern von V_{ri} s. Gleichzeitig wird die Zeitauflösung verschlechtert. Wenn die Antennenstrahlrichtungen von Puls zu Puls geändert werden, verringert sich die Nyquist-Frequenz (f_{Nyq}), indem die Anzahl der Antennenstrahlen erhöht wird. Sowohl die Vor- als auch die Nachteile einer Erhöhung der Anzahl der Antennenstrahlen sollten bei der Konstruktion und dem Betrieb eines WPR berücksichtigt werden.

5.3.2.2 Velocity Azimuth Display (VAD)-Verfahren

Velocity Azimuth Display (VAD) ist ein Verfahren, das $\mathbf{V}_{\text{wind}}$ (d. h. u , v , and w) mit Hilfe eines konisch gelenkten Radarstrahls schätzt. Bild 3 ist eine schematische Darstellung, mit der das VAD-Verfahren erläutert wird. Beim VAD-Verfahren haben alle Radarstrahlen den gleichen Zenitwinkel. Die Annahmen beim VAD-Verfahren sind folgende.

- w ist bei einer bestimmten Höhe einheitlich.
- Horizontaler Wind ändert sich linear in der horizontalen Ebene.

Unter Verwendung der Annahmen wird V_r an der in Bild 3 gezeigten Probenposition dargestellt durch

$$\begin{aligned} V_r = & w_0 \cos \theta_e + \frac{1}{2}(u_x + v_y)r \sin^2 \theta_e + v_0 \sin \theta_e \cos \phi + u_0 \sin \theta_e \sin \phi \\ & + \frac{1}{2}(v_y - u_x)r \sin^2 \theta_e \cos 2\phi + \frac{1}{2}(v_x + u_y)r \sin^2 \theta_e \sin 2\phi \end{aligned} \quad (20)$$

Dabei ist

- r die Reichweite vom Radar;
- ϕ der Azimuthwinkel des Antennenstrahls;
- θ_e der Zenitwinkel des Antennenstrahls;
- u_0 u an der mittleren Position ($= (0, 0, z_0)$);
- v_0 v an der mittleren Position ($= (0, 0, z_0)$);
- w_0 die vertikale Windgeschwindigkeit in der Höhe von z_0 ;

u_x ist die Rate der linearen Zunahme von u entlang der x -Richtung $\left(= \frac{\partial u}{\partial x}\right)$;

u_y ist die Rate der linearen Zunahme von u entlang der y -Richtung $\left(= \frac{\partial u}{\partial y}\right)$;

v_x ist die Rate der linearen Zunahme von v entlang der x -Richtung $\left(= \frac{\partial v}{\partial x}\right)$;

v_y ist die Rate der linearen Zunahme von v entlang der y -Richtung $\left(= \frac{\partial v}{\partial y}\right)$.

Die Gleichung (20) kann ausgedrückt werden durch

$$V_r = a_0 + \sum_{n=1}^2 (a_n \cos n\phi + b_n \sin n\phi). \quad (21)$$

a_0, a_1, b_1, a_2 und b_2 sind die Fourier-Koeffizienten und werden bezeichnet durch

$$a_0 = w_0 \cos \theta_e + \frac{1}{2}(u_x + v_y)r \sin^2 \theta_e, \quad (22)$$

$$a_1 = v_0 \sin \theta_e, \quad (23)$$

$$b_1 = u_0 \sin \theta_e, \quad (24)$$

$$a_2 = \frac{1}{2}(v_y - u_x)r \sin^2 \theta_e, \quad (25)$$

$$b_2 = \frac{1}{2}(v_x + u_y)r \sin^2 \theta_e, \quad (26)$$

.

Aus a_1 und b_1 wird die horizontale Windgeschwindigkeit v_h berechnet durch

$$v_h = \frac{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}}{\sin \theta_e} = \sqrt{u_0^2 + v_0^2}. \quad (27)$$

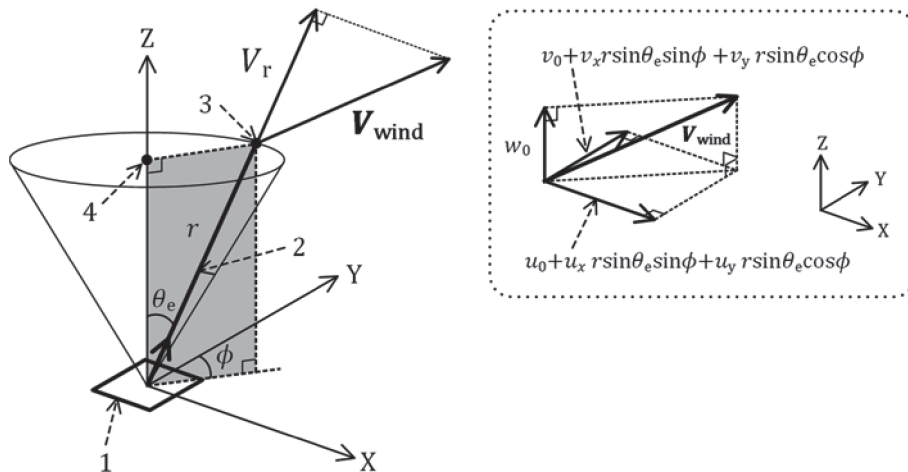
Die horizontale Windrichtung δ wird berechnet durch

$$\delta = \tan^{-1} \frac{b_1}{a_1} = \tan^{-1} \frac{u_0}{v_0}, \quad (28).$$

Dabei ist δ die Richtung, in die der horizontale Wind in nördlicher Richtung weht.

Die Gleichungen (20)–(28). werden aus den Gleichungen (4.28)–(4.36) von [1] übernommen. Es ist zu beachten, dass die Gleichungen (20)–(28). den Zenitwinkel verwenden, während die Gleichungen (4.28)–(4.36) von [1] den Elevationswinkel verwenden.

Die Berechnung des Windvektors kann vereinfacht werden, indem angenommen wird, dass u, v, w in einer bestimmten Höhe einheitlich sind. Die Berechnung unter der Annahme der Einheitlichkeit von u, v, w wird in 5.3.2.1 erläutert.



Legende

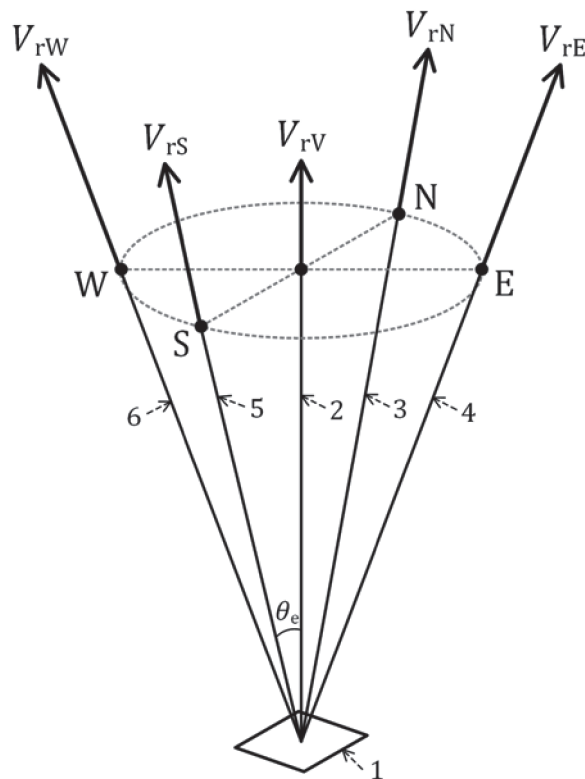
- 1 Antenne
- 2 Richtung des Antennenstrahls
- 3 Probenposition
- 4 Mittlere Position (= (0, 0, z₀))
- X Ost-West-Richtung. Positive Richtung ist nach Osten
- Y Nord-Süd-Richtung. Positive Richtung ist nach Norden
- Z vertikale Richtung. Positive Richtung ist nach oben
- r Reichweite vom Radar
- ϕ Azimutwinkel des Antennenstrahls
- θ_e Zenitwinkel des Antennenstrahls

ANMERKUNG Für die Definition von $u_0, v_0, w_0, u_x, u_y, v_x, v_y$, siehe Text. Der Windvektor in der Mittelposition ist (u_0, v_0, w_0) . Alle Probenpunkte bei z_0 existieren entlang des Kreises, da alle Antennenstrahlen entlang des umgekehrten Kegels mit dem Zenitwinkel von θ_e ausgerichtet sind.

Bild 3 — Schematische Darstellung, mit der das VAD-Verfahren erläutert wird

5.3.2.3 5-Strahlen-DBS-Verfahren

Häufig wird der Sonderfall eines 5-Strahlen-DBS-Verfahrens umgesetzt. Es bietet eine bequeme Möglichkeit, V_{wind} durch direkte Berechnung zu ermitteln. Das 5-Strahlen-DBS-Verfahren verwendet Antennenstrahlen in vertikaler Richtung und vier schräge Strahlen mit gleichem Azimutwinkel (d. h. Azimutwinkelintervall von 90°) und gleichem Zenitwinkel. Bild 4 ist eine schematische Darstellung, die das 5-Strahl-DBS-Verfahren erläutert, bei dem der Antennenstrahl in die vertikale, nördliche, östliche, südliche bzw. westliche Richtung gerichtet ist.



Legende

- 1 Antenne
- 2 Richtung des vertikalen Antennenstrahls
- 3 Richtung des nordwärts gerichteten Antennenstrahls
- 4 Richtung des ostwärts gerichteten Antennenstrahls
- 5 Richtung des südwärts gerichteten Antennenstrahls
- 6 Richtung des westwärts gerichteten Antennenstrahls

ANMERKUNG In diesem Bild ist der Antennenstrahl in die vertikale, nördliche, östliche, südliche und westliche Richtung ausgerichtet dargestellt. N, E, S, W stehen für die nördliche, östliche, südliche bzw. westliche Richtung. Alle nordwärts, ostwärts, südwärts und westwärts gerichteten Antennenstrahlen haben den gleichen Zenitwinkel, θ_e . Die radiale Dopplergeschwindigkeit, die durch die vertikalen, nordwärts, ostwärts, südwärts und westwärts gerichteten Antennenstrahlen gemessen wird, wird mit V_{rV} , V_{rN} , V_{rE} , V_{rS} bzw. V_{rW} bezeichnet.

Bild 4 — Schematische Darstellung, mit der das 5-Strahlen-DBS-Verfahren erläutert wird

Aus V_{rV} , V_{rN} , V_{rE} , V_{rS} und V_{rW} werden die Komponenten von $\mathbf{V}_{\text{wind}}$ (d. h. u , v und w) wie folgt berechnet:

$$u = \frac{V_{rE} - V_{rW}}{2 \sin \theta_e}, \quad (29)$$

$$v = \frac{V_{rN} - V_{rS}}{2 \sin \theta_e}, \text{ und}$$

$$w = V_{rV}.$$

Häufig kommt es vor, dass die schrägen Antennenstrahlen aufgrund der Installationsbeschränkungen nicht genau in die Nord-, Ost-, Süd- und Westrichtung ausgerichtet werden können. Sogar in solchen Fällen kann der horizontale Windvektor mit zwei orthogonalen Elementen und w mit einem ähnlichen Verfahren wie in diesem Bild 4 und der Gleichung (29) ermittelt werden. u und v werden problemlos berechnet, indem der Rotationsvorgang weiter auf den ermittelten horizontalen Windvektor mit zwei orthogonalen Elementen angewendet wird.

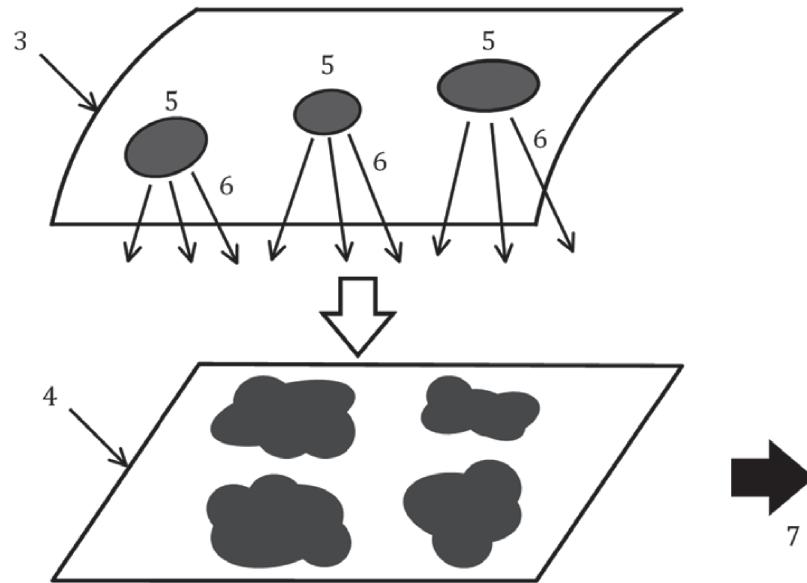
5.3.3 Spaced Antenna

Spaced Antenna (SA) ist eine Technik, bei der eine Sendeantenne und mehrere Empfangsantennen verwendet werden. Die SA-Technik nutzt die Autokorrelation und Kreuzkorrelation der von den Empfängerantennen erfassten Signale, um den Windvektor zu ermitteln. In diesem Abschnitt wird ein Überblick über die SA-Technik gegeben. Für weitere Einzelheiten zur SA-Technik siehe [8] und 9.3 von [3]. Bild 5 zeigt das Funktionsprinzip der SA-Technik. Der Störeinfluss zwischen den Echos erzeugt das Beugungsmuster am Boden (siehe Teilbild (a)). Die Empfängerantennen erfassen das Beugungsdiagramm (siehe Panel (b)). Das Beugungsmuster bewegt sich aufgrund der Advektion der Streuer durch Wind im Laufe der Zeit, und die Bewegung des Beugungsmusters zeigt sich in der Kreuzkorrelation zwischen den von den Empfängerantennen empfangenen Signalen.

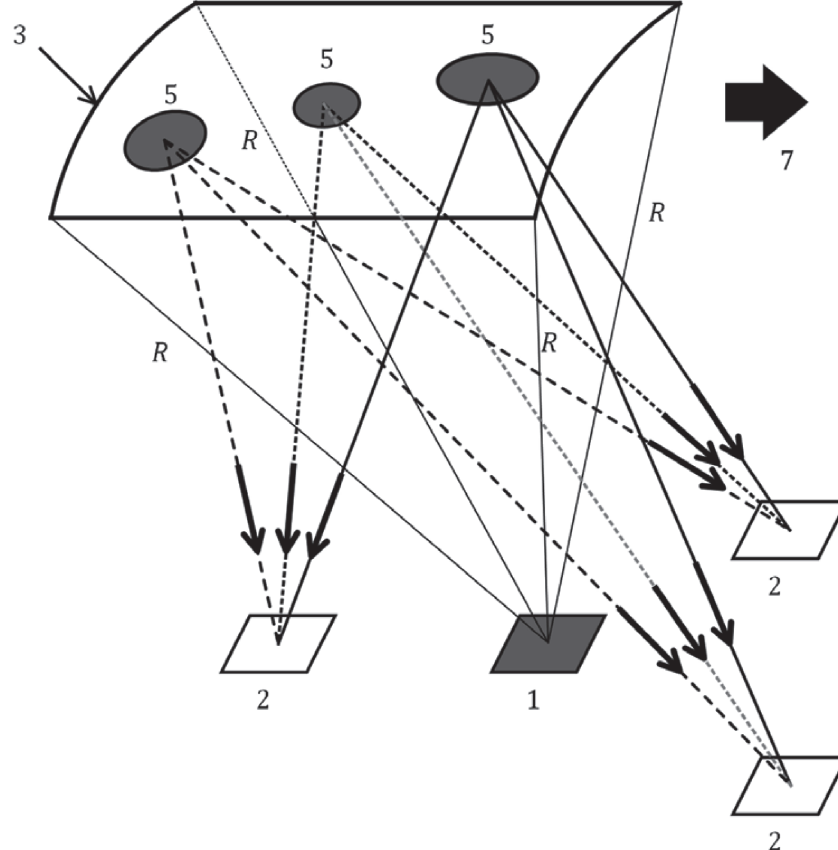
Für die Anwendung der SA-Technik gibt es bestimmte Voraussetzungen. Die SA-Technik kann verwendet werden, wenn die Korrelationszeit der Streuer ausreichend länger als die Messdauer ist. Im Allgemeinen wird mit der SA-Technik nur die horizontale Windgeschwindigkeit ermittelt, indem angenommen wird, dass die vertikale Bewegung der Streuer vernachlässigt werden kann. Da für die Ermittlung der horizontalen Windgeschwindigkeit mindestens zwei Basislinien zwischen den Empfängerantennen erforderlich sind, müssen drei oder mehr Empfängerantennen verwendet werden. Wenn w nicht mit der SA-Technik ermittelt wird, kann w durch Schätzung der Doppler-Geschwindigkeit der von den Empfängerantennen erfassten Signale ermittelt werden.

Eine einfache Möglichkeit, die horizontale Windgeschwindigkeit zu ermitteln, ist die Verwendung der Zeitverzögerung der Kreuzkorrelation. Auf diese Weise wird die Taylor-Hypothese einer eingefrorenen Strömung verwendet, bei der davon ausgegangen wird, dass die Advektion eines Strömungsfeldes vollständig auf die mittlere Windströmung zurückzuführen ist. Es ist zu beachten, dass die Bewegungsgeschwindigkeit des Beugungsmusters am Boden doppelt so groß ist wie die horizontale Windgeschwindigkeit.

(a)



(b)



Legende

- 1 Sendeantenne
- 2 Empfangsantennen
- 3 Streufeld, das von der Sendeantenne und den Empfangsantennen abgedeckt wird

- 4 Beugungsmuster der Echos am Boden
- 5 Streuer
- 6 gestreute Funkwellen
- 7 Wind

ANMERKUNG Panel (a) ist eine schematische Darstellung, die die Beziehung zwischen dem Streufeld in der Atmosphäre und dem entsprechenden am Boden gemessenen Beugungsmuster erläutert. Panel (b) veranschaulicht die Übertragung, Echoerzeugung und den Empfang in der SA-Technik. R in der Tafel (b) ist der Abstand von der Sendeantenne, und es wird das Streufeld bei R dargestellt. Obwohl das Streufeld auch in vertikaler Richtung variiert, wird die vertikale Verteilung des Streufeldes nicht dargestellt, um die Beschreibung übersichtlich zu gestalten. Ein Beugungsmuster wird durch den Störeinfluss zwischen den am Boden empfangenen Echos erzeugt.

Bild 5 — Funktionsprinzip der SA-Technik

Bei realen Messungen nimmt die Korrelation des Beugungsmusters im Laufe der Zeit ab. Die Vollkorrelationsanalyse (FCA) ist ein Verfahren, das die horizontale Windgeschwindigkeit unter Berücksichtigung dieser Dekorrelation ermittelt. In der FCA wird die Korrelationsfunktion zwischen den empfangenen Signalen angegeben durch

$$\begin{aligned} |\rho(\xi_{ij}, \eta_{ij}, \tau)| \\ = f \left(A(\xi_{ij} - V_x \tau)^2 + B(\eta_{ij} - V_y \tau)^2 + K\tau^2 \right. \\ \left. + 2H(\xi_{ij} - V_x \tau)(\eta_{ij} - V_y \tau) \right), \end{aligned} \quad (30)$$

$V_x = 2u$ und

$V_y = 2v$,

Dabei ist

$\rho(\xi_{ij}, \eta_{ij}, \tau)$ die modellierte Variation des Korrelationskoeffizienten;

$f(z)$ ist eine beliebige reale Funktion, die $f(0) = 1$ und $|f(z)| \leq f(0)$ erfüllt;

ξ_{ij} die Positionsdivergenz zwischen der i -ten und j -ten Empfangsantenne entlang der x -Achsenrichtung (siehe Bild 6);

η_{ij} die Positionsdivergenz zwischen der i -ten und j -ten Empfangsantenne entlang der y -Achsenrichtung (siehe Bild 6);

τ die Zeitverzögerung der Korrelationsfunktion;

V_x die Bewegungsgeschwindigkeit des Beugungsmusters entlang der x -Achse;

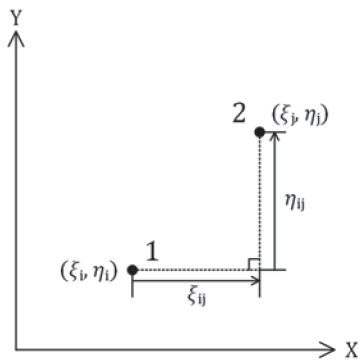
V_y die Bewegungsgeschwindigkeit des Beugungsmusters entlang der y -Achse;

u die zonale Windgeschwindigkeit;

v die meridionale Windgeschwindigkeit;

A, B, K und H sind Konstanten.

Die horizontale Windgeschwindigkeit (d. h. u und v) kann ermittelt werden, indem A, B, K, H, V_x und V_y bestimmt werden, bei denen $\rho(\xi_{ij}, \eta_{ij}, \tau)$ den gemessenen Korrelationswerten am nächsten kommt. $\rho(0, 0, \tau)$ ist die Autokorrelation der empfangenen Signale.



Legende

- 1 i-te Empfangsantenne
- 2 j-te Empfangsantenne

ANMERKUNG Siehe Text für die Definition der Symbole.

Bild 6 — Zur Erläuterung der FCA verwendete Koordinaten

6 WPR-System

6.1 Häufigkeit

Die Frequenzzuweisung für einen WPR wird von der ITU empfohlen [9] [10]. Für WPR, die vom Wetterdienst verwendet werden, sollte die Frequenz diesen Empfehlungen folgen.

Die zugewiesenen Frequenzen sind folgende:

- 46–68 MHz in Übereinstimmung mit Nr. S5.162A
- 440–450 MHz
- 470–494 MHz in Übereinstimmung mit Nr. S5.291A
- 904–928 MHz, nur in Regionen 2
- 1270–1295 MHz
- 1300–1375 MHz

Die Ausgangsleistung des Senders, die Mittenfrequenz, die Frequenzgenauigkeit, die belegte Bandbreite und die Störaussendung werden durch die Lizenzierung von Funkstellen geregelt. Die Lizenzbestimmungen der Funkstelle müssen eingehalten werden.

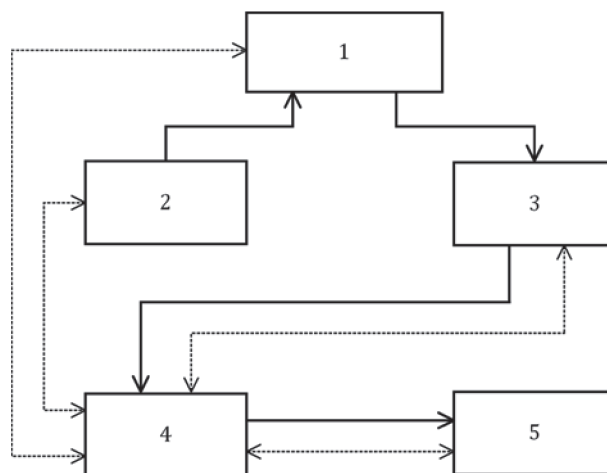
Bei WPR mit Sendeimpulsen wird üblicherweise eine Wellenformung des Sendeimpulses vorgenommen, um die durch die Lizenzierung der Funkstelle festgelegte belegte Bandbreite einzuhalten. Die Wellenformung führt zum Verlust der Radarempfindlichkeit (siehe 6.2.4.3), und der Verlust der Radarempfindlichkeit nimmt mit der Zunahme der belegten Bandbreite ab.

6.2 Hardware und Software

6.2.1 Hauptkomponenten

Bild 7 stellt die Hauptkomponenten eines WPR dar. Die Hauptkomponenten eines WPR sind folgende.

- Antenne
- Sender
- Empfänger
- Signalverarbeitungseinheit
- Radarsteuereinheit



Legende

- 1 Antenne
- 2 Sender
- 3 Empfänger
- 4 Signalverarbeitungseinheit
- 5 Beobachtungssteuereinheit

ANMERKUNG Durchgezogene Linien zeigen die gesendeten oder empfangenen Signale dar. Gestrichelte Linien stellen Signale dar, die zur Erzeugung von Sende- und Empfangssignalen (d. h. Signale des Kohärenzoscillators (COHO) und des stabilen (stabilisierten) Lokaloszillators (STALO)⁵, zur Steuerung von Senden und Empfangen und zur Überwachung des Betriebszustands erforderlich sind. Aus Gründen der Einfachheit werden andere Komponenten (z. B. Netzteil) nicht abgebildet.

Bild 7 — Hauptkomponenten eines WPR

⁵ Der COHO ist die Signalquelle zur Erzeugung des beim Senden verwendeten ZF-Signals und zur Erkennung der Phase des empfangenen Signals. Der STALO ist die Signalquelle für die Aufwärtskonvertierung des Sendesignals von ZF zu HF und für die Abwärtskonvertierung der Frequenz des Empfangssignals von HF zu ZF. Siehe 6.2.4.1 und 6.2.5.1 für weitere Einzelheiten zu COHO und STALO. Sowohl COHO als auch STALO erzeugen kontinuierlich ein sinusförmiges Signal.

6.2.2 Signalverarbeitung

Die von der Antenne empfangenen Signale werden verarbeitet, um Höhenprofile der Windgeschwindigkeit und anderer Produkte zu messen. Die Prozesse werden als Signalverarbeitung bezeichnet und wie folgt klassifiziert.

- 1) Verfahren zum Empfang komplexer (d.h. gleichphasiger (I) und quadraturphasiger (Q)) Empfangssignale, die bei jeder Übertragung erfasst werden. Es handelt sich dabei um Frequenzabwärtswandlung, Phasenerkennung und Frequenzfilterung.
- 2) Digitalisierung der empfangenen Signale, die bei jeder Übertragung erfasst werden.
- 3) Durchführung von Ranging. Wenn die Impulskompression angewendet wird, werden die bei jeder Übertragung gesammelten I- und Q-Empfangssignale dekomprimiert. Einzelheiten zur Impulskompression sind in 6.2.4.4 beschrieben.
- 4) Rechtzeitige Integration der empfangenen I- und Q-Signale. Dies wird als kohärente Integration bezeichnet. Die kohärente Integration wird angewendet, wenn die Datenmenge in den empfangenen Signalen reduziert werden muss.
- 5) Ermitteln des Höhenprofils des Windvektors durch das DBS-Verfahren oder durch die SA-Technik.
- 6) Speichern der Messprodukte auf dem Speichergerät.

Die unter 1) beschriebenen Prozesse werden im Empfänger durchgeführt. Die Abwärtswandlung von der Radiofrequenz (RF) in die Zwischenfrequenz (ZF) wird von analogen Geräten durchgeführt. Die Frequenzfilterung auf der Videofrequenz wird so vorgenommen, dass die Bandbreite der empfangenen Signale mit der des gesendeten Impulses übereinstimmt. Die Phasendetektion und Frequenzfilterung der empfangenen Signale kann nicht nur von analogen Geräten, sondern auch von digitalen Geräten durchgeführt werden. Einzelheiten zum Empfänger sind in 6.2.5 beschrieben.

Die Digitalisierung in 2) wird durch den Analog-Digital-Wandler (ADC) durchgeführt, der im Empfänger oder in der Signalverarbeitungseinheit installiert ist. Wenn auf die Digitalisierung der empfangenen Signale in der ZF die digitale Signalverarbeitung zur Gewinnung der I- und Q-Signale folgt (d. h. Quadraturerkennung und Frequenzfilterung), werden 1) und 2) in umgekehrter Reihenfolge durchgeführt. Die Digitalisierung kann die Empfindlichkeit und den Dynamikbereich des Empfängers erheblich beeinflussen. Überlegungen zur Digitalisierung durch den ADC werden in 6.2.5.5 und 6.2.5.6 beschrieben.

Die Dekompression in 3) und die kohärente Integration in 4) werden für jeden Empfängerkanal, jeden Antennenstrahl und jedes Entfernungsintervall durchgeführt. Darüber hinaus werden sie unter Verwendung der bei jeder Übertragung gesammelten Empfangssignale durchgeführt. Daher werden üblicherweise ein FPGA (feldprogrammierbares Gatterfeld) und/oder ein digitaler Signalprozessor (DSP)⁶ verwendet, um die für die Dekomprimierung und kohärente Integration erforderliche Verarbeitungsgeschwindigkeit zu erreichen (siehe 6.2.6).

Da die kohärente Integration das f_{Nyq} verringert, sollte die Anzahl der kohärenten Integrationen unter Berücksichtigung der maximalen Windgeschwindigkeit bestimmt werden, die ohne Frequenz-Aliasing gemessen werden soll (siehe 7.1.4). Frequenz-Aliasing, das durch die Verringerung des f_{Nyq} verursacht wird, kann eine Überlappung zwischen dem Klarluft-Echo und der Kontamination (d. h. Clutter oder Störeinflüsse) verursachen, selbst wenn die Dopplerfrequenz der Kontamination von der des Klarluft-Echos abweicht. Die

6 FPGA und DSP eignen sich zur Ausführung digitaler Signalverarbeitung, die auf Signale mit hohen Abtastraten angewendet wird und durch Additionen und Multiplikationen (z. B. Filterung, Faltung und Summierung) ausgeführt werden kann.

Überlappung tritt auf, wenn die Doppler-Frequenzdifferenz zwischen der Kontamination und dem Klarluft-Echo ein geradzahliges Vielfaches von f_{Nyq} ist. Es ist zu beachten, dass die kohärente Integration auch als digitaler Filter wirkt, was zu einer geringfügigen Dämpfung des Signals in der Nähe von f_{Nyq} führt und einen ziemlich ungewöhnlichen Frequenzgang aufweist [11]. Der Frequenzgang wirkt sich auf alle Frequenzen aus, auch auf die außerhalb von f_{Nyq} .

Die Ermittlung des Windvektors in 5) muss für jedes Entfernungsintervall durchgeführt werden. Bei Anwendung des DBS-Verfahrens wird Folgendes durchgeführt [12].

- 1) Berechnung des Dopplerspektrums der empfangenen Signale für jedes Entfernungsintervall und jeden Antennenstrahl.
- 2) Integration der Dopplerspektren. Die Integration wird als inkohärente Integration bezeichnet. Inkohärente Integration wird durchgeführt, wenn die Menge der auf dem Speichergerät gespeicherten Daten reduziert wird.
- 3) Schätzung der spektralen Parameter (d. h. P_{echo} , V_r und der spektralen Breite), der Rauschleistung (d. h. p_n und P_n) und des SNR. Siehe 5.1 für Einzelheiten.
- 4) Ermittlung des Windvektors mit Hilfe des Satzes radialer Doppler-Geschwindigkeiten, die von mehreren Antennenstrahlen erfasst wurden. Siehe 5.3.2 für Einzelheiten.

In 1) wird im Allgemeinen die schnelle Fourier-Transformation (FFT) verwendet, um das Dopplerspektrum zu berechnen. Die Filterung der Zeitreihe durch eine Fensterfunktion (z. B. Hanning-Fenster oder Blackman-Fenster) kann angewendet werden, wenn die Verkürzungswirkung der Zeitreihe verringert werden muss.

In 2) kann die Varianz der Dopplerspektren im Idealfall durch Integration der Dopplerspektren um einen Faktor $\frac{1}{\sqrt{N_{incoh}}}$ reduziert werden. Die Varianzreduktion trägt zur Verbesserung der Erkennbarkeit des Klarluft-Echos bei (siehe 7.3 und Gleichung (79)).

Es wird darauf hingewiesen, dass es Kompromisse bei der Anwendung einer inkohärenten Integration gibt. Während die inkohärente Integration nicht zur Verbesserung des SNR des Klarluft-Echos beiträgt, trägt die Erhöhung der Länge der Zeitreihe (d. h. die Erhöhung von N_{data}) zur Verbesserung des SNR des Klarluft-Echos bei (siehe 7.3 und Gleichung (78)). Auf der anderen Seite erfordert die Erhöhung der Anzahl der Datenpunkte des Doppler-Spektrums (d. h. die Erhöhung von N_{data}) eine Erhöhung der im Speichergerät gespeicherten Datenmenge. Inkohärente Integration, die N_{data} durch Integration der Dopplerspektren verringert, kann die Datenmenge reduzieren. Die Beziehung zwischen der Korrelationszeit des Klarluft-Echos und der Verbesserung des SNR ist in 7.3 und Gleichung (78) beschrieben. Es ist zu beachten, dass die SNR-Verstärkung durch Erhöhung der Erfassungszeit begrenzt ist, da die Kohärenz des Klarluft-Echos im Laufe der Zeit abnimmt.

Eine grobe Auflösung des Dopplerspektrums verringert die Fähigkeit zur Trennung des Klarluft-Echos und anderer Signale in einem Dopplerspektrum. Sie erhöht auch die Verzerrung des Dopplerspektrums aufgrund der unzureichenden Zeitauflösung für die Auflösung der empfangenen Signale im Frequenzbereich. Die Verzerrung ist besonders bei Bodenclutter von Bedeutung, weil seine mittlere Dopplerfrequenz gleich Null ist und weil seine spektrale Hüllkurve verbreitert werden kann [13]. Siehe 5.2.3 für Einzelheiten zu Bodenclutter. Eine größere Länge der Zeitreihen trägt zur Verringerung der Verzerrung des Dopplerspektrums bei. Daher sollten N_{data} und N_{incoh} unter Berücksichtigung der SNR-Verbesserung, der Auflösung des Dopplerspektrums und der Menge der im Speichergerät gespeicherten Daten bestimmt werden.

In 3) werden die spektralen Parameter durch Schätzung der Momente nullter, erster und zweiter Ordnung des Dopplerspektrums des Klarluft-Echos bestimmt (siehe 5.1). Die Momente nullter, erster und zweiter Ordnung können mit Hilfe des Verfahrens der kleinsten Quadrate oder des Momentenverfahrens geschätzt werden [5] [14]. Bei dem Verfahren der kleinsten Quadrate wird allgemein angenommen, dass das Klarluft-Echo einer Gaußschen Verteilung entspricht.

Die Schätzgenauigkeit von p_n (und P_n) kann durch die Verwendung von Dopplerspektren in Bereichen weit entfernt vom WPR verbessert werden, da dort die Radarempfindlichkeit gering ist. Ein weiteres Verfahren zur Abschätzung der Rauschleistung ist in [15] dargestellt. Bei diesem Verfahren werden Punkte im Dopplerspektrum, die Echos und Störeinflüsse enthalten, bei der Schätzung von p_n entfernt, indem die Punkte im Dopplerspektrum nach ihrer Intensität sortiert werden. Es wird darauf hingewiesen, dass bei dem in [15] beschriebenen Verfahren davon ausgegangen wird, dass eine ausreichende Anzahl von Punkten im Dopplerspektrum vorhanden ist, bei denen weißes Rauschen überwiegt. Es ist zu beachten, dass P_n aus p_n unter Verwendung der Gleichung (7) berechnet wird.

Die Schätzgenauigkeit der spektralen Parameter kann verbessert werden, indem nur die Punkte im Dopplerspektrum ausgewählt werden, an denen die Intensität des Klarluft-Echos wesentlich größer als p_n ist [16]. Die zur Schätzung der spektralen Parameter verwendeten Punkte im Dopplerspektrum sollten in der Dopplerfrequenz konstant sein.

Wenn das Niederschlagsecho zum Ermitteln des Windvektors verwendet wird, wird V_r des Niederschlagsechos geschätzt und zum Ermitteln der horizontalen Windgeschwindigkeit verwendet (siehe 5.2.2).

Wenn die SA-Technik verwendet wird, wird im Allgemeinen die horizontale Windgeschwindigkeit mit Hilfe von Korrelationen ermittelt (siehe 5.3.3).

Die QK kann während der meisten Verarbeitungsschritte durchgeführt werden (z. B. bei der Erstellung von Zeitreihen, der Erzeugung von Dopplerspektren, der Schätzung von Spektralparametern und dem Ermitteln des Windvektors). Siehe 8 für Einzelheiten zur QK.

6.2.3 Antenne

6.2.3.1 Konfiguration

Antennen werden für die Aussendung von Funkwellen in die Atmosphäre (d. h. für die Übertragung) und die Erfassung der Echos (d. h. für den Signalempfang) verwendet. Abhängig vom Sende- und Empfangsverfahren des WPR-Systems gibt es zwei Arten von Antennenkonfigurationen.

- Dieselbe Antenne wird sowohl für das Senden als auch für den Empfang verwendet (monostatisches Radar). Bei dieser Antennenkonfiguration wird ein Schalter zur Trennung der Sende- und Empfangssignale verwendet.
- Die für das Senden und die für den Empfang verwendete Antenne sind dabei unterschiedlich.

Erstere Konfiguration wird im Allgemeinen für WPR verwendet, die die Windgeschwindigkeit mit Hilfe des DBS-Verfahrens messen. Letztere wird im Allgemeinen für WPR verwendet, die ein frequenzmoduliertes Dauerstrichradar (FMCW) zur Übertragung und/oder die SA-Technik verwenden.

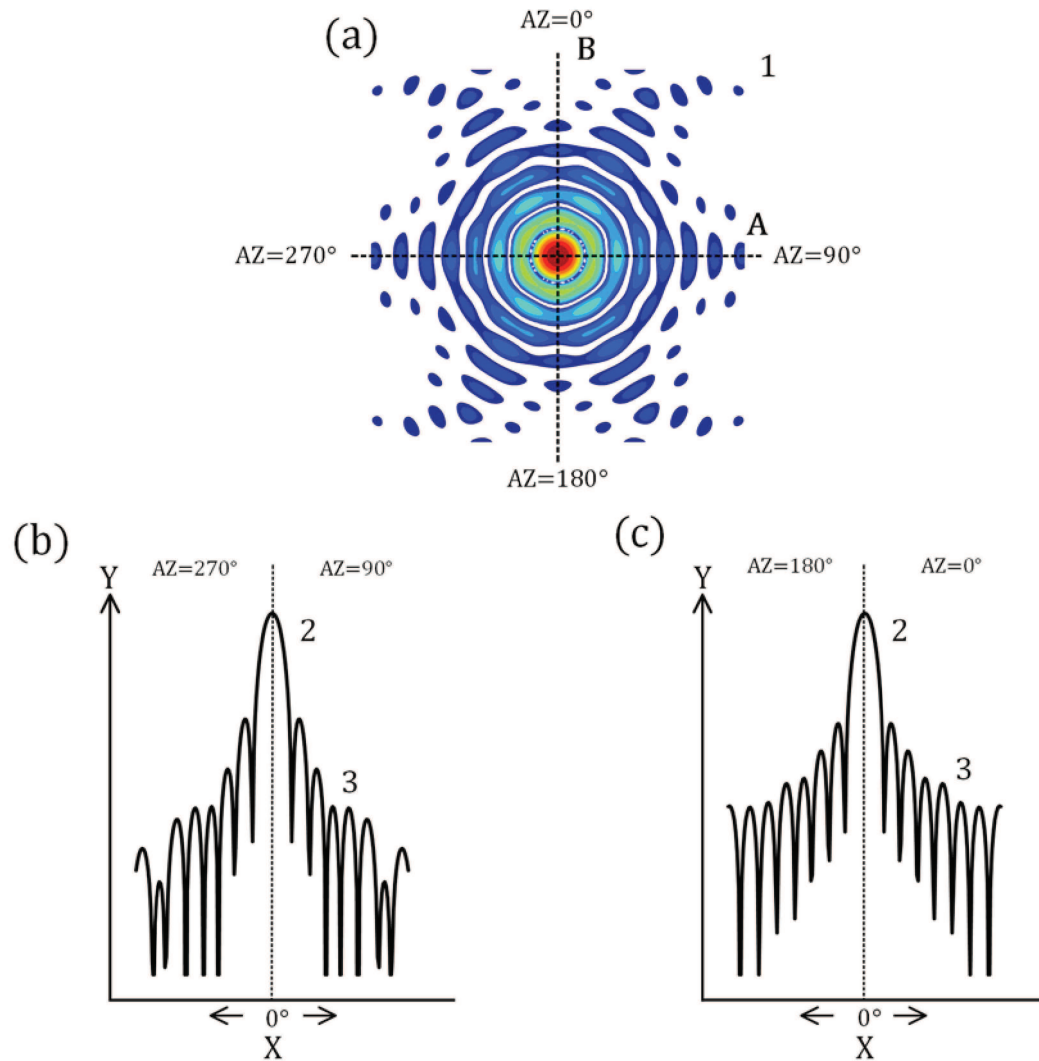
Das DBS-Verfahren erfordert mehrere Antennenstrahlen, um V_{wind} (d. h. u , v und w) zu ermitteln. Daher muss die Antenne in der Lage sein, ihren Hauptstrahl im DBS-Verfahren in mehrere Richtungen auszurichten. Die Verwendung einer einzigen Antenne (z. B. einzelne Parabolantenne), die auf einem mechanisch rotierenden Sockel montiert ist, oder die Verwendung mehrerer Antennen (z. B. mehrere Parabolantennen) sind Möglichkeiten, den Hauptstrahl mechanisch in mehrere Richtungen auszurichten. Eine Phased-Array-Antenne (phasengesteuerte Gruppenantenne), die mehrere Antennenelemente (Subarrays) verwendet, ändert ihre Strahlrichtung elektrisch durch Verwendung von Phasenschiebern oder

ähnlichen Mitteln. Eine Antenne mit einem einzigen Parabolreflektor und mehreren Zuleitungen ist ein Mittel zum Ausrichten des Antennenstrahls in mehrere Richtungen unter Verwendung eines einzigen Antennenelements. Eine dielektrische Linse ist ebenfalls ein Mittel zur Ausrichtung eines Antennenstrahls in mehrere Richtungen unter Verwendung eines einzigen Antennenelements. Bei der SA-Technik ist die Antennenstrahlrichtung der Sende- und Empfangsantennen fest vorgegeben. Die Strahlbreite und die Anordnung der Sende- und Empfangsantennen sollten unter Berücksichtigung der erforderlichen Messgenauigkeit der Windgeschwindigkeit ausgelegt werden.

6.2.3.2 Parameter in Bezug auf das Antennendiagramm

6.2.3.2.1 Allgemeine Aspekte

Der Antennengewinn, die Strahlbreite der Hauptkeule (im Folgenden als Antennenstrahlbreite bezeichnet), die Reichweite des Nahfeldes, die Genauigkeit der Strahlausrichtung und die Seitenkeule sind die grundlegenden Antennenparameter, die die Leistung des WPR bestimmen. Bild 8 zeigt ein Beispiel für ein Antennendiagramm. Das Antennendiagramm wird durch die Antennenform und die Aperturverteilung (d. h. Amplituden- und Phasenverteilung) bestimmt. Bei der Phased-Array-Antenne mit gleichmäßiger Aperturverteilung bestimmen das Strahlungsdiagramm der Antennenelemente (Subarrays) und die Anordnung der Antennenelemente das Antennendiagramm. Sie werden als Elementfaktor bzw. als Array-Faktor bezeichnet. Bei der Phased-Array-Antenne können die Amplituden der Antennenelemente abgeschrägt werden, um den Seitenkeulenpegel zu reduzieren. Die Antenne sollte so ausgelegt sein, dass die Gitterkeule nicht geformt wird. Es wird darauf hingewiesen, dass sowohl das Antennendiagramm beim Senden als auch beim Empfang die Antennenleistung des WPR bestimmen.



Legende

- 1 Antennendiagramm in Azimut- und Elevationsrichtung
- 2 Hauptkeule
- 3 Nebenkeulen
- X Zenitwinkel
- Y Gewinn

ANMERKUNG (a) Antennendiagramme in Azimut- und Zenitwinkeln. Die Strahlrichtung der Antenne ist vertikal. AZ gibt den Azimutwinkel an, und der Abstand vom Strahlzentrum, das den Schnittpunkt der beiden gestrichelten Linien bildet, gibt den Zenitwinkel an. (b) Antennendiagramm im Querschnitt A. (c) Antennendiagramm im Querschnitt B. Einige in (b) und (c) gezeigte Nebenkeulen sind in (a) aufgrund ihres geringen Pegels nicht dargestellt.

Bild 8 — Beispiel für das Antennendiagramm

6.2.3.2.2 Antennengewinn

Der Antennengewinn wird definiert durch

$$G_{\text{ant}} = D_{\text{peak}} - RL - 10\log_{10}(\eta_{\text{rad}}), \quad (31)$$

Dabei ist

G_{ant} der Antennengewinn in Dezibel;

D_{peak} die Richtwirkung an der Spitze der Hauptkeule in Dezibel;

η_{rad} der Strahlungswirkungsgrad der Antenne;

RL die Rückflussdämpfung der Antenne.

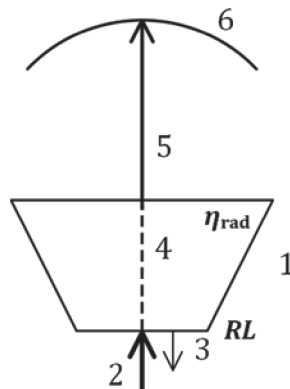
Siehe 6.2.3.3 für Einzelheiten zur Rückflussdämpfung (RL). η_{rad} ist definiert durch

$$\eta_{\text{rad}} = \eta_c \eta_d, \quad (32)$$

Dabei ist

η_c der ohmsche Leitungswirkungsgrad der Antenne;

η_d ist der dielektrische Wirkungsgrad der Antenne.



Legende

- 1 Antenne
- 2 zur Antenne eingehende elektromagnetische Welle
- 3 elektromagnetische Welle, die am Eingangspunkt der Antenne reflektiert wird
- 4 elektromagnetische vorwärtslaufende Welle
- 5 Funkwelle, die in nominaler Richtung (Richtung mit maximalem Antennengewinn) abgestrahlt wird
- 6 Hauptkeule der Antenne

ANMERKUNG Siehe Text für eine Definition von η_{rad} und RL . Das Panel erläutert den Signalfluss bei der Übertragung. Beim Empfang ist der Signalfluss entgegengesetzt, und die Werte für Richtwirkung, Wirkungsgrad und Rückflussdämpfung bei der Übertragung sind die gleichen wie beim Empfang.

Bild 9 — Definition des Antennengewinns

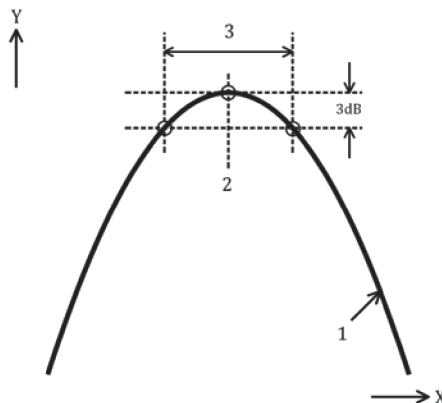
Bild 9 zeigt die Definition des Antennengewinns. Die Impedanzfehlانpassung zwischen der Antenne und dem Kabel erzeugt RL (siehe Kennzeichnungen 2 und 3). Der ohmsche Leitungsverlust und der dielektrische Verlust der Antenne ergeben η_{rad} (siehe Kennzeichnung 4).

Es wird darauf hingewiesen, dass der Antennengewinn unter Verwendung der Antennenrichtwirkung, des Strahlungswirkungsgrades und des RL berechnet werden muss. Die Erhöhung des Antennengewinns trägt im Allgemeinen zu einer Erhöhung der Radarempfindlichkeit bei. Sowohl der Antennengewinn beim Senden als auch der beim Empfang beeinflusst die Radarempfindlichkeit (siehe 7.3).

6.2.3.2.3 Antennenstrahlbreite

Bild 10 zeigt die Definition der Antennenstrahlbreite. Die Antennenstrahlbreite wird durch die Punkte definiert, an denen die Richtcharakteristik der Antenne um 3 dB gegenüber der Spitze der Hauptkeule abnimmt. Der Punkt mit dem maximalen Gewinn der Hauptkeule muss sich zwischen den beiden Punkten befinden. Die Antennenstrahlbreite des WPR wird durch das Zweiwege-Antennendiagramm definiert. Die Zweiwege-Antennenstrahlbreite bestimmt die Winkelauflösung des WPR.

Die spektrale Breite des Klarluft-Echos wird durch die horizontale Ausdehnung der Hauptkeule verbreitert, und diese Verbreiterung wird als Strahlverbreiterung bezeichnet (7.3.2 von [1] und [4]). Die Strahlverbreiterung nimmt mit abnehmender Strahlbreite der Hauptkeule (d. h. der Antennenstrahlbreite) ab, und die Verringerung des Effekts der Strahlverbreiterung trägt zur Verbesserung der Genauigkeit der Schätzung der Turbulenzintensität unter Verwendung der spektralen Breite bei.



Legende

- 1 Hauptkeule der Antenne
- 2 Zentrum der Hauptkeule
- 3 Antennenstrahlbreite
- X Winkel
- Y Gewinn

Bild 10 — Definition der Antennenstrahlbreite

6.2.3.2.4 Nahfeld

Das Nahfeld ist ein Bereich, in dem das Antennendiagramm von der Entfernung von der Antenne abhängt. Der Grenzbereich zwischen dem Nahfeld und dem Fernfeld wird angegeben durch

$$R_{\text{thr_ant}} = \frac{2D_{\text{max}}^2}{\lambda}, \quad (33)$$

Dabei ist

$R_{\text{thr_ant}}$ der Grenzbereich zwischen Nahfeld und Fernfeld;

D_{max} der maximale Durchmesser der Antenne.

Die maximale Reichweite des Nahfeldes nimmt mit Zunahme des Antennengewinns zu (d. h. sie nimmt mit Abnahme der Antennenstrahlbreite zu). Bei Entfernungen innerhalb des Nahfeldes kann die Genauigkeit der Messprodukte abnehmen, weil das Antennendiagramm nicht so stark ausgeprägt ist wie im Fernfeld. Einzelheiten zur Entfernungsabtastung sind in 7.2 beschrieben.

6.2.3.2.5 Strahlrichtung

Die Anzahl der Antennenstrahlen und ihre Richtungen sollten unter Berücksichtigung des Verfahrens zur Schätzung der Windgeschwindigkeit (siehe 5.3) und der Schätzgenauigkeit des Windvektors bestimmt werden. Die Schätzgenauigkeit des Windvektors wird insbesondere durch den Zenitwinkel des Antennenstrahls beeinflusst. Die Auswirkungen des Zenitwinkels auf die Dopplergeschwindigkeit sind folgende.

- Ein größerer Zenitwinkel erhöht die Größe der horizontalen Windgeschwindigkeit, die in die Dopplergeschwindigkeit eines Klarluft-Echos projiziert wird. Er verringert außerdem die Höhe der in die Dopplergeschwindigkeit projizierten vertikalen Windgeschwindigkeit. Daher kann ein größerer Zenitwinkel dazu beitragen, die Messgenauigkeit der horizontalen Windgeschwindigkeit bei schwachem Wind zu verbessern und die Kontamination durch Bodenclutter bei einem Klarluft-Echo abzuschwächen⁷.
- Ein größerer Zenitwinkel verringert die maximale Windgeschwindigkeit, die ohne Frequenz-Aliasing sicher gemessen werden kann (siehe Gleichung (73)). Sie erhöht auch die Inhomogenität des Windfeldes in dem Volumen, in dem die Antennenstrahlen gelenkt werden.
- Ein größerer Zenitwinkel kann die Kontamination von an oder nahe der Oberfläche vorhandenem Clutter deutlich erhöhen, indem die Antennennebenkeulen bei niedrigen Elevationswinkeln vergrößert werden.

Unter Berücksichtigung der oben genannten Faktoren werden häufig Zenitwinkel zwischen etwa 10° und 15° verwendet.

Wenn die Antennenstrahlrichtung auf Puls-zu-Puls-Basis geändert wird, ist f_{Nyq} kleiner als bei einer Änderung der Antennenstrahlrichtung nach Aufnahme eines Dopplerspektrums oder nach Aufnahme aller Dopplerspektren, die bei der inkohärenten Integration verwendet werden (siehe Gleichungen (67) und (69)). 7.1.4 enthält die Einzelheiten zur Berechnung von f_{Nyq} . Im Allgemeinen ändern WPR im VHF-Band (z. B. 50-MHz-Band) die Strahlrichtung von Puls zu Puls, da ihre hohe Radarwellenlänge dazu beiträgt, die Verringerung von f_{Nyq} auszugleichen. Die Änderung der Antennenstrahlrichtung auf einer Puls-zu-Puls-Basis reduziert den Erfassungszeitunterschied zwischen den Antennenstrahlen im Vergleich zu den Fällen,

⁷ V_{ri} in Bild 2 wird angegeben durch $V_{ri} = u \sin \phi_i \sin \theta_i + v \cos \phi_i \sin \theta_i + w \cos \theta_i$.

in denen die Strahlrichtung nach der Erfassung eines Dopplerspektrums oder nach der Erfassung aller bei der inkohärenten Integration verwendeten Dopplerspektren geändert wird. Der Erfassungszeitunterschied zwischen den Antennenstrahlen kann ein Faktor sein, der die Schätzgenauigkeit des Windvektors verringert.

6.2.3.2.6 Strahlausrichtungsgenauigkeit

Die Strahlausrichtungsgenauigkeit muss die Anforderungen für die Messungen von Windgeschwindigkeit und Turbulenz erfüllen. Neben der Antennengestaltung und -herstellung ist auch die Antenneninstallation ein Faktor, der die Strahlausrichtungsgenauigkeit bestimmt. Die Genauigkeit der Antenneninstallation sollte bei der Gestaltung, Herstellung und Installation des WPR geprüft werden. Bei der Phased-Array-Antenne ist die Phasensteuerung der Antennenelemente (Subarrays) ebenfalls ein Faktor, der die Strahlausrichtungsgenauigkeit bestimmt. Einzelheiten zur Messgenauigkeit sind in 7.4 beschrieben.

6.2.3.2.7 Nebenkeulen

Muster und Pegel der Nebenkeulen sind entscheidende Faktoren, die Clutter und Störeinflüsse in den empfangenen Signalen bestimmen. Eine Vergrößerung der Antenne trägt im Allgemeinen zu einer Verringerung der Nebenkeulen bei niedrigen Elevationswinkeln bei.

6.2.3.3 VSWR und Antennenrückflussdämpfung

VSWR ist eine Messung der Reflexion des Sendesignals zurück zum Sender und zum Empfänger. RL ist der Übertragungsverlust, der durch die Reflexion am Verbindungspunkt verursacht wird. VSWR und RL sind definiert durch

$$VSWR = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (34)$$

und

$$RL = -20 \log_{10}(\rho), \quad (35)$$

Dabei ist ρ der Reflexionskoeffizient am Verbindungspunkt.

Der Wert von RL kann aus dem Wert von VSWR berechnet werden und umgekehrt. Die Antenne muss so gestaltet und hergestellt werden, dass die Reflexion von der Antenne weder den Sender noch den Empfänger beschädigt.

6.2.3.4 Radom und Clutter-Zaun

Ein Radom kann an Orten installiert werden, an denen die Schneeansammlung die Antenne des WPR beschädigen kann. Ein Radom kann einen Leistungsverlust beim Senden und Empfangen, eine Verschlechterung der Strahlausrichtungsgenauigkeit der Antenne und eine Vergrößerung des Nebenkeulenpegels verursachen.

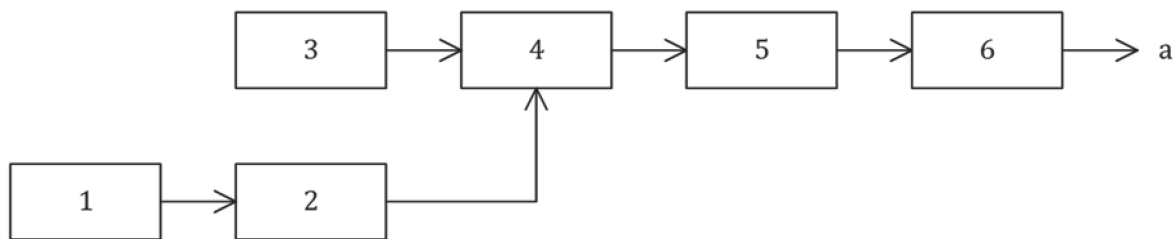
Ein Clutter-Zaun ist ein Mittel zur Verminderung von Clutter. Der Clutter-Zaun ist auch nützlich, um mögliche Störeinflüsse auf andere Funkstellen zu verringern, indem er die Abstrahlung von Funkwellen in niedrigen Elevationswinkeln reduziert. Die Einzelheiten zu Clutter und Störeinflüssen werden in den Abschnitten 5.2.3 bzw. 5.2.4 beschrieben. Die Gestaltung des Clutter-Zauns ist in 10.5 beschrieben.

6.2.4 Sender

6.2.4.1 Funktionen

Der Sender wird zur Erzeugung von HF-Übertragungssignalen verwendet. Die HF-Sendesignale werden von der Antenne abgestrahlt. Bild 11 zeigt die Hauptkomponenten des Senders. Im Allgemeinen hat der Sender die folgenden Funktionen: Erzeugung der Signalquelle durch den COHO und den Modulator, Frequenzaufwärtswandlung durch den Mischer, Signalverstärkung durch den Verstärker und Frequenzfilterung durch den Frequenzfilter. Das Sendesignal wird in der Regel in der Zwischenfrequenz erzeugt und dann zu HF hochkonvertiert. Das Übertragungssignal wird im Allgemeinen durch Festkörperverserker verstärkt. In den meisten Fällen erfolgt die Verstärkung in mehreren Stufen. Die Frequenzfilterung erfolgt durch die Entfernung von Nebenaussendungen von Funkwellen. Es wird darauf hingewiesen, dass die Senderkühlung ausreichend sein muss, um Schäden durch Überhitzung zu verhindern.

Spitzenausgangsleistung, Übertragungsdauer, Sendeimpulsbreite (τ_p), maximales Tastverhältnis, belegte Bandbreite, Nebenaussendung und Erholungszeit von der Übertragung bis zum Empfang sind die grundlegenden Parameter, die die Leistung des Senders bestimmen.



Legende

- 1 COHO
- 2 Modulator
- 3 STALO
- 4 Mischer
- 5 Verstärker
- 6 Frequenzfilter
- a an Antenne

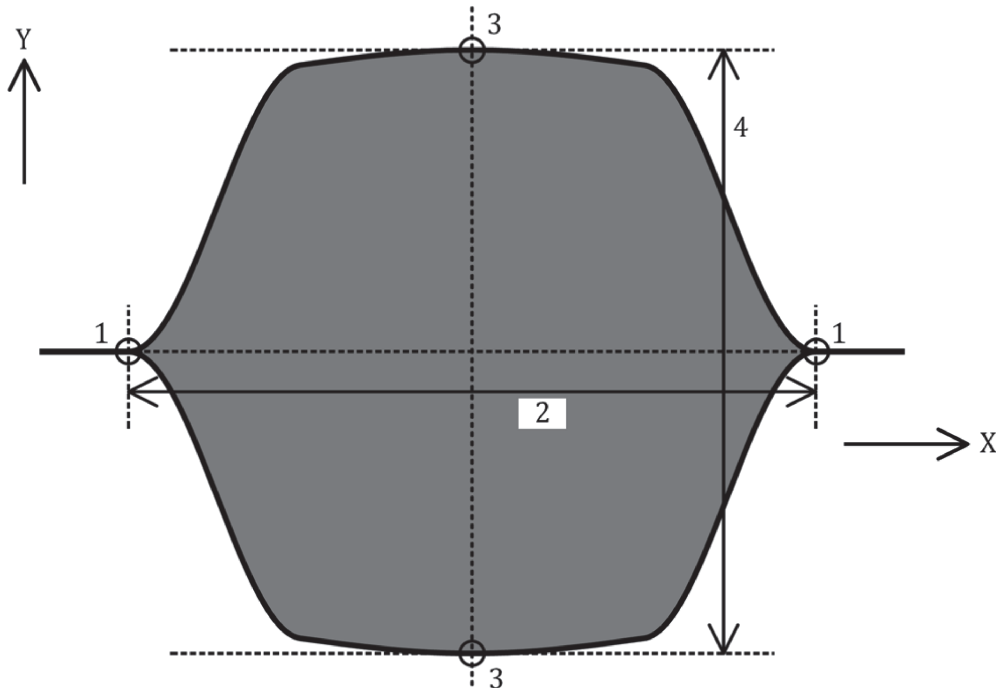
ANMERKUNG

- Das Panel ist vereinfacht, um den Sender zu skizzieren, indem nur seine Hauptkomponenten dargestellt werden. Die Konfiguration des Senders variiert je nach Ausführung des WPR.
- Die analoge Signalverarbeitung durch den COHO und die durch den Modulator (d.h. die Erzeugung des Übertragungssignals auf der ZF) werden häufig durch den digitalen Wellenformgenerator, den Digital-Analog-Wandler (D/A-Wandler) und den Tiefpassfilter ersetzt. Der Tiefpassfilter wird zur Beseitigung unnötiger Frequenzanteile verwendet.

Bild 11 — Hauptkomponenten des Senders

6.2.4.2 Spitzenausgangsleistung

Die Ausgangsleistung des Senders ist einer der Hauptfaktoren, die die Radarempfindlichkeit bestimmen (siehe Gleichung (74) und 7.3). Die Spitzenausgangsleistung des Senders (P_p) muss definiert und am Endausgang des Senders gemessen werden. Bild 12 ist eine schematische Darstellung, die den Sendeimpuls erläutert. In Bild 12 ist die Spitze-Spitze-Spannung des Sendeimpulses (V_{pp}) definiert. P_p kann auch mit einem Spitzenleistungsmesser gemessen werden (siehe Tabelle 5 in 11.3). Es wird darauf hingewiesen, dass der Verlust zwischen dem Ausgangspunkt des Senders und der Antenne die von der Antenne abgestrahlte Leistung verringert. Der Verlust zwischen dem Ausgangspunkt des Senders und der Antenne muss bei der Berechnung der in 7.3 beschriebenen Radarempfindlichkeit berücksichtigt werden.



Legende

- 1 Flanken des Sendeimpulses
- 2 τ_d
- 3 Hüllkurvenspitze des Sendeimpulses
- 4 Spitze-Spitze-Spannung des gesendeten Impulses (V_{pp})
- X Zeit
- Y Spannung

ANMERKUNG

- Siehe 6.2.4.3 für die Definition von τ_d .
- Der schattierte Bereich zeigt den übertragenen Impuls. Die Hüllkurve des Sendeimpulses wird durch eine dicke durchgezogene Kurve dargestellt.
- Bei der Messung können die Flanken des Sendeimpulses dort bestimmt werden, wo die Spannung des Sendeimpulses vergleichbar oder kleiner als der Rauschpegel der Prüfeinrichtung (z. B. Oszilloskop) ist.
- V_{pp} muss durch die Spitzenspannung um die Mitte des Impulses definiert werden.

Bild 12 — Schematische Darstellung zur Erklärung des Sendeimpulses

6.2.4.3 Pulsbreite, Tastverhältnis, belegte Bandbreite, Nebenaussendung und Erholzeit

τ_p ist einer der entscheidenden Faktoren, die die Auflösung der Reichweite (Höhe) und die Radarempfindlichkeit bestimmen. τ_p sollte durch eine der beiden folgenden Definitionen bestimmt werden.

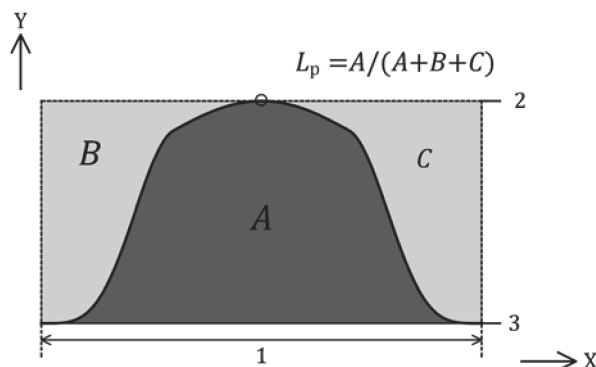
- Dauer, während der das Übertragungssignal erzeugt wird (d. h. τ_d).
- Zeitbreite zwischen den beiden 3-dB-Abfallpunkten vom Spitzenpunkt (τ_{3dB}).

Wenn phasenmodulierte Impulskompression angewendet wird, wird τ_p aus dem Subimpuls bestimmt. Die Definition von τ_p sollte in Absprache zwischen dem Anwender und dem Lieferanten festgelegt werden.

Die Definition von τ_d ist in Bild 12 dargestellt. Beim Pulsradar ist die Wellenform des Sendeimpulses im Allgemeinen nicht rechteckig und wird durch den Tiefpass- und/oder Bandpassfilter geformt, um die belegte Bandbreite und die durch die Lizenzierung der Funkstelle geregelte Nebenaussendung zu erfüllen. Wenn τ_p durch τ_d definiert ist, muss daher der Verlustfaktor, der durch die Wellenform des Sendeimpulses (L_p) verursacht wird, bei der Schätzung der Radarempfindlichkeit berücksichtigt werden (siehe 7.3). Bild 13 zeigt eine schematische Darstellung zur Erläuterung von L_p . L_p ist definiert durch das Verhältnis der Sendeleistung des wellenförmigen Impulses zum Rechteckimpuls und wird angegeben durch

$$L_p = \frac{A}{A + B + C} \quad (36)$$

Dabei sind A, B, C die in Bild 13 erläuterten Bereiche.



Legende

- 1 τ_d
- 2 Hüllkurvenspitze des Sendeimpulses
- 3 Nullleistungsstufe
- X Zeit
- Y Leistung

ANMERKUNG

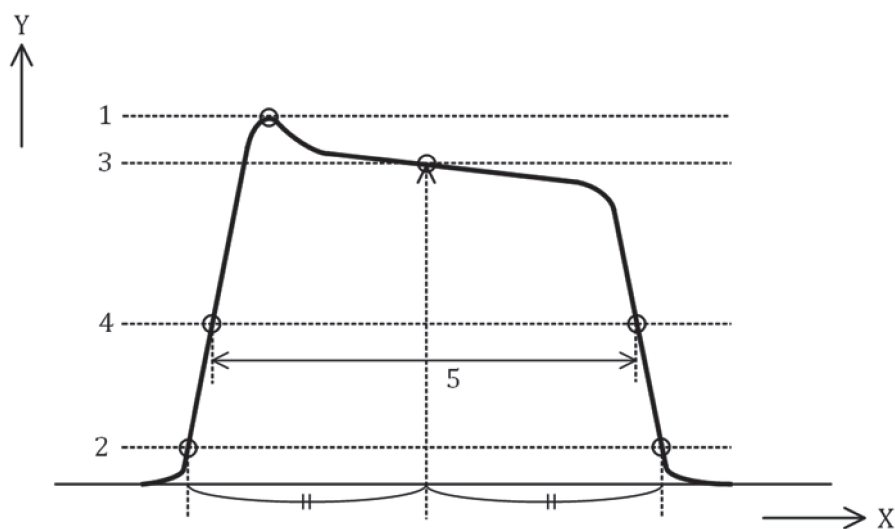
- Siehe Text für eine Definition von τ_d und L_p .
- Der dunkel schattierte Bereich A zeigt einen Sendeimpuls mit Wellenformung. Die hell schattierten Bereiche B und C zeigen die Leistungsdifferenz zwischen dem Sendeimpuls und dem Rechteckimpuls.

Bild 13 — Schematische Darstellung zur Erläuterung von L_p

Bild 14 zeigt eine Definition von τ_{3dB} . τ_{3dB} kann anhand der folgenden Schritte gemessen werden.

- 1) Ermitteln der lokalen Spitzenleistung (P_l).
- 2) Ermitteln der Zeitpunkte, an denen die Leistung 10 % von P_l beträgt (10-%-Punkte).
- 3) Ermitteln des Leistungspunktes in der Mitte der beiden 10-%-Punkte und Betrachtung als P_p .
- 4) Ermitteln der Punkte, an denen die Leistung 50 % von P_p beträgt (50-%-Punkte).

Der Zeitunterschied zwischen den beiden 50-%-Punkten beträgt τ_{3dB} .



Legende

- 1 P_l
- 2 10 % Leistung von P_l
- 3 P_p
- 4 50 % Leistung von P_p
- 5 τ_{3dB}
- X Zeit
- Y Leistung

ANMERKUNG

- Siehe Text für eine Definition von P_l , P_p und τ_{3dB} .
- Zur Erläuterung wird die Impulsform dargestellt. In Wirklichkeit tragen kleinere Unterschiede zwischen P_l und P_p und eine bessere Hüllkurven-Flachheit zwischen der steigenden und der fallenden Flanke zu einer besseren Bereichsgewichtung der empfangenen Signale bei (siehe 6.3.1, 7.1.1 und 7.2).

Bild 14 — Definition von τ_{3dB}

Das Tastverhältnis (bzw. der Abtastzyklus) wird durch das Verhältnis der Übertragungsdauer innerhalb des IPP definiert. Die durchschnittliche Ausgangsleistung wird durch die Gesamtausgangsleistung des Senders und durch das Tastverhältnis bestimmt. Die Gesamtausgangsleistung des Senders kann durch Integration der momentanen Ausgangsleistung des Senders im Zeitverlauf oder durch Verwendung von P_p , L_p und der Übertragungsdauer berechnet werden. Es wird darauf hingewiesen, dass der Verlust zwischen dem Ausgangspunkt des Senders und der Antenne bei der Berechnung der mittleren und gesamten Ausgangsleistungen der Antenne berücksichtigt werden muss. Impulskompression wird verwendet, wenn die Übertragungsdauer nicht den Anforderungen an die Entfernungsauflösung genügt. Einzelheiten zur Impulskompression und zur Entfernungsauflösung sind in 6.2.4.4 und 7.1.1 beschrieben.

Die Kontamination unerwünschter Signale an die Übertragungsleitung sollte untersucht werden, da diese Quellen von Nebenaussendungen sein können. Lecks in den Taktsignalen, Zeitsignalen, Signalen von COHO und STALO und anderen können Quellen der Kontamination sein. Die Kontamination unerwünschter Signale in der Übertragungsleitung kann zu einem Anstieg der Übertragungsverluste führen, wenn der Frequenzfilter zur Beseitigung der Kontamination nach dem Endverstärker installiert wird.

Die Erzeugung und Wellenformung des Sendesignals auf der ZF wird häufig im digitalen Gerät durchgeführt. Das digital auf der ZF erzeugte Sendesignal sollte nach der D/A-Wandlung tiefpassgefiltert werden, um unnötige Frequenzanteile zu entfernen.

Bei WPR, die Sendeimpulse verwenden, sollten die Anstiegszeit des Sendeimpulses und die Erholungszeit von der Übertragung bis zum Empfang berücksichtigt werden. Die Anstiegszeit kann die Wellenformgestaltung beeinflussen, und die Erholungszeit ist einer der Faktoren, die den minimalen messbaren Bereich beeinflussen. Die Erhöhung der Rauschleistung während der Erholung kann die Qualität der durch den WPR erhaltenen Messprodukte vermindern.

Bei WPR mit Sendeimpulsen verursacht die Wellenformung und der nach dem Endverstärker installierte Frequenzfilter einen Leistungsverlust der von der Antenne ausgehenden Funkwellen. Sie müssen bei der Berechnung der in 7.3 beschriebenen Radarempfindlichkeit berücksichtigt werden.

6.2.4.4 Impulskompression

Um sowohl die Entfernungsauflösung als auch das SNR zu verbessern, werden die Übertragungssignale häufig in Phase oder Frequenz moduliert. Die Modulation wird als Impulskompression bezeichnet. Bei der phasenmodulierten Impulskompression wird der Sendeimpuls durch Unterteilung des Sendeimpulses in Unterimpulse kodiert. Im Allgemeinen wird binäre Phasencodierung verwendet. Bei der digitalen Echtzeit-Signalverarbeitung werden die empfangenen Signale dekodiert. Die Entfernungsauflösung nach der Dekodierung wird durch den Unterimpuls bestimmt (siehe 7.1.1). Das SNR nach der Dekodierung ist N_{subp} -mal größer als das SNR ohne Impulskompression unter idealen Bedingungen.

Der Barker-Code [17] besteht aus einem zeitlich phasenmodulierten Code. Die Verwendung des Barker-Codes verursacht Entfernungsnebenkeulen. Der komplementäre Code [18] verwendet ein zeitliches Sequenzpaar und ist daher in der Lage, die Entfernungsnebenkeulen zu reduzieren. Für die Barker- und komplementären Codes sollten die an den ersten $N_{\text{subp}} - 1$ -Entfernungsintervallen (im Folgenden als verkürzter Bereich bezeichnet) gesammelten Empfangssignale nicht verwendet werden, da sie nicht vollständig dekodiert werden können. Die von Spano und Ghebrebrhan [19] entwickelte Binärcodesequenz (im Folgenden als Spano- und Ghebrebrhan-Code bezeichnet) ermöglicht die Decodierung im verkürzten Bereich. Die Anzahl der Zeitfolgen des Spano- und Ghebrebrhan-Codes ist $2^{N_{\text{subp}}+1}$. Der Spano- und Ghebrebrhan-Code kann auch zur Erweiterung der maximal messbaren Höhe verwendet werden.

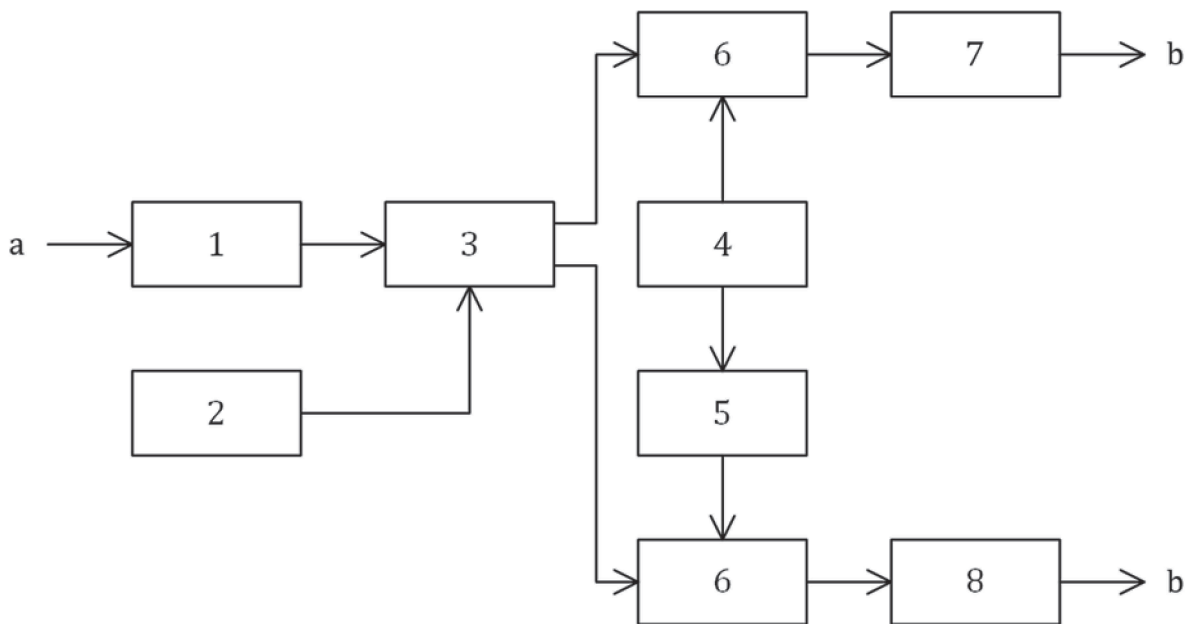
Für die frequenzmodulierte Impulskompression wird im Allgemeinen FMCW verwendet. Die Demodulation kann durch Umwandlung des empfangenen Signals aus dem Zeitbereich in den Frequenzbereich durchgeführt werden, da die Frequenzverschiebung im empfangenen Signal dem Bereich des WPR entspricht. Übertragungsdauer und Frequenzspanne sind die Hauptparameter, mit denen die SNR-Verbesserung bestimmt wird. Die Frequenzspanne ist der Hauptparameter, mit dem die Entfernungsauflösung bestimmt wird.

6.2.5 Empfänger

6.2.5.1 Funktionen

Ein Empfänger wird zur Erzeugung der komplexen Zeitreihen (d. h. I und Q) aus den von der Antenne erfassten Signalen verwendet. Im Allgemeinen erfasst der Empfänger die von der Antenne empfangenen Signale, wandelt die Frequenz der empfangenen Signale herunter, erzeugt komplexe Empfangssignale durch Phasenerkennung und führt eine Frequenzfilterung zur Verbesserung des SNR des empfangenen Signals durch. In diesem Dokument wird die Endausgabe des Empfängers als die komplexe Zeitreihe (d. h. I und Q) nach der Frequenzfilterung in der letzten Stufe definiert. Die Frequenzfilterung in der letzten Stufe wird durchgeführt, um die Frequenzbandbreite der empfangenen Signale an die Empfangsbandbreite anzupassen und das durch die Frequenzumsetzung auf die Videofrequenz verursachte Frequenzbild zu entfernen (siehe 6.2.5.3). Der Endausgabe ist je nach Empfängerkonfiguration entweder digital oder analog.

Bild 15 zeigt die Hauptkomponenten des Empfängers. Im Allgemeinen wird zunächst das von der Antenne erfasste Signal durch den rauscharmen Verstärker (LNA) verstärkt. Anschließend wird die Frequenz des empfangenen Signals durch den Mischer von RF auf ZF herunterkonvertiert. Bei der Frequenzumwandlung müssen die Frequenzbilder durch Frequenzfilterung entfernt werden, um eine Kontamination durch unnötige Frequenzen zu verhindern. Nach der Frequenzumwandlung wird die Phase des empfangenen Signals durch den phasenempfindlichen Detektor (d. h. Phasendetektion) erfasst, um I- und Q-Signale zu erzeugen. Die I- und Q-Signale im Basisband werden dann gefiltert, um das SNR zu verbessern. Die Frequenzbandbreite des Filters wird durch die des Sendeimpulses bestimmt. Gesamtrauschzahl (F_{total}), Dynamikbereich, Linearität und Empfängerverstärkung sind die grundlegenden Parameter, die die Leistung des Empfängers bestimmen. Sender und Empfänger müssen so gestaltet sein, dass die Übertragung den Empfänger nicht beschädigt.



Legende

- 1 LNA
- 2 STALO
- 3 Mischer
- 4 COHO
- 5 $\frac{\pi}{2}$ -Phasenschieber
- 6 phasenempfindlicher Detektor
- 7 Frequenzfilter für die I-Signale
- 8 Frequenzfilter für die Q-Signale
- a von Antenne
- b an Signalverarbeitungseinheit

ANMERKUNG

- Das Panel ist vereinfacht, um den Empfänger zu skizzieren, indem nur seine Hauptkomponenten dargestellt werden. Die Konfiguration des Empfängers variiert je nach Ausführung des WPR.
- Die analoge Signalverarbeitung durch den phasenempfindlichen Detektor und die durch die Frequenzfilter (d. h. Phasenerkennung und Frequenzfilterung nach der Phasenerkennung) kann durch digitale Signalverarbeitung durchgeführt werden.

Bild 15 — Hauptkomponenten des Empfängers

6.2.5.2 Digitale Signalverarbeitung im Empfänger

Die Phasenerkennung und Frequenzfilterung der empfangenen Signale kann entweder durch analoge Geräte oder durch digitale Signalverarbeitung durchgeführt werden. Bei der digitalen Phasenerkennung und der Frequenzfilterung werden die auf der ZF empfangenen Signale durch den ADC digitalisiert, und die digitalisierten Signale werden dann in Echtzeit verarbeitet. Da die digitale Phasenerkennung und Frequenzfilterung unter Verwendung der empfangenen Signale mit hohen Abtastraten erfolgt und da diese in Echtzeit verarbeitet werden müssen, werden dafür in der Regel FPGA und/oder DSP verwendet. Die digitale Signalverarbeitung zur Erzeugung der I- und Q-Signale (d.h. Phasenerkennung und Frequenzfilterung) und die in 6.2.6 beschriebene digitale Signalverarbeitung können im gleichen Signalverarbeitungsgerät durchgeführt werden.

Wenn analoge Phasenerkennung und Frequenzfilterung verwendet werden, um I- und Q-Signale zu erzeugen, wird die Frequenz der empfangenen Signale von analogen Geräten auf das Basisband herunterkonvertiert. I- und Q-Basisbandsignale, die von analogen Geräten verarbeitet werden, werden unter Verwendung von zwei A/D-Wandlern digitalisiert (siehe Bild 15 und 6.2.6). Es ist zu beachten, dass selbst bei analoger Phasenerkennung und Frequenzfilterung ein Teil der digitalen Signalverarbeitung in der Signalverarbeitungseinheit unter Verwendung von FPGA und/oder DSP ausgeführt wird (siehe 6.2.6).

Die Phasenerkennung und Frequenzfilterung durch digitale Signalverarbeitung haben gegenüber analogen Geräten folgende Vorteile.

- Die Orthogonalität der I- und Q-Signale ist wesentlich größer als die der analogen Phasenerkennung (d. h. die Unausgewogenheit zwischen den I- und Q-Signalen ist wesentlich kleiner als die der analogen Phasenerkennung).
- Externes Rauschen, dessen Quellen Taktsignale, Steuersignale und andere sind, verunreinigt die I- und Q-Signale nicht, wenn ihre Frequenz entsprechend niedriger als die ZF ist.
- Die Form des Frequenzfilters ist flexibel, da er digital konfiguriert ist.

Folgende Vorteile bietet die analoge Phasenerkennung und Frequenzfilterung.

- Das kommerziell erhältliche ADC verfügt über bessere Entfernungsaufösungen mit einem besseren Dynamikbereich. Dies führt zu qualitativ hochwertigeren Messungen im Falle einer stark kontaminierten Umwelt (z. B. durch intermittierende oder Boden-Clutter).

Bei der digitalen Phasenerkennung und Frequenzfilterung ist Folgendes zu berücksichtigen.

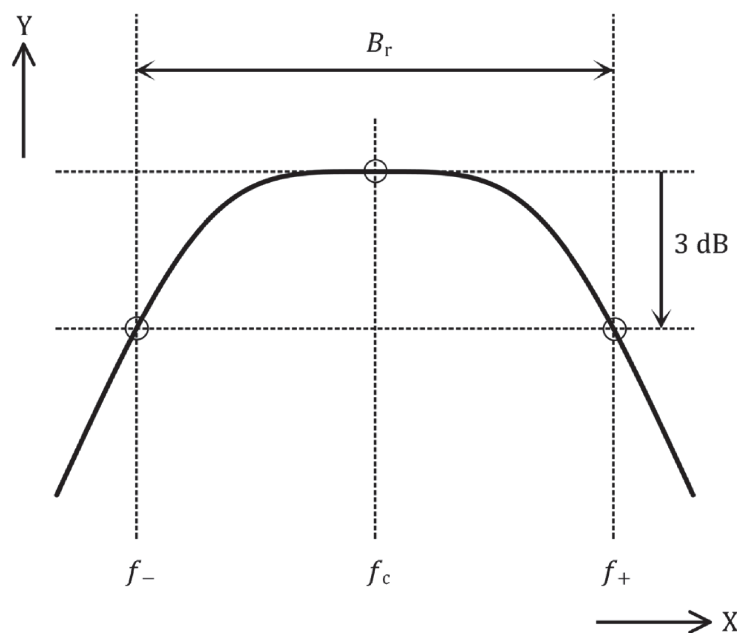
- 1) Um Frequenz-Aliasing zu beseitigen, müssen die empfangenen Signale band- oder tiefpassgefiltert werden, bevor sie in den ADC eingespeist werden.
- 2) Der Eingangsfrequenzbereich des ADC muss die Frequenz der vom ADC abgetasteten empfangenen Signale (d. h. der ZF) umfassen. Er muss auch dann angewendet werden, wenn eine Abwärtsabtastung verwendet wird (d. h. die Abtastfrequenz des ADC ist kleiner als die Frequenz der empfangenen Signale).
- 3) Der Dynamikbereich des ADC sollte für den des analogen Teils des Empfängers ausreichen (siehe 6.2.5.5 und 6.2.5.6).
- 4) Die Verwendung von ganzzahligen und/oder Festkomma-Datentypen bei der Berechnung kann die Genauigkeit und den dynamischen Bereich der empfangenen Signale verringern, da sie in Bezug auf den Bereich der darstellbaren Werte erhebliche Einschränkungen aufweisen. Dieser Bereich der darstellbaren Werte sollte in jedem Schritt der digitalen Signalverarbeitung sorgfältig festgelegt und untersucht werden, um die Verringerung der Genauigkeit und des Dynamikbereichs der empfangenen Signale zu minimieren.
- 5) Der Jitter von Taktsignalen sollte untersucht werden, da er die Mehrdeutigkeit bei der digitalen Phasenerkennung erhöhen kann.

6.2.5.3 Frequenzbandbreite

Die Frequenzfilterung im Empfänger wird durchgeführt, um die durch Frequenzumwandlung verursachten Bilder zu entfernen und das SNR der empfangenen Signale zu verbessern. Die Frequenzbandbreite des Empfängers (B_r) wird durch die HPFW (Half-Power Full Width) definiert. Bild 16 veranschaulicht die Definition von B_r . f_+ und f_- sind die Frequenzen, bei denen der Gewinn gegenüber der Mittenfrequenz f_c um 3 dB abnimmt. Auf Basis von f_+ und f_- , wird B_r berechnet durch

$$B_r = f_+ - f_- \quad (37)$$

Wenn die Frequenzfilterung für die I- und Q-Signale im digitalen Teil des Empfängers durchgeführt wird, wird B_r im Allgemeinen überwiegend durch die digitale Signalverarbeitung bestimmt. Bei der Auslegung der Filter sollten die Frequenzeigenschaften sowohl im Durchlass- als auch im Sperrbereich berücksichtigt werden. Anstelle von B_r definiert durch Gleichung (37), kann B_r , konventionell durch einen Anwender definiert, verwendet werden.



Legende

X Frequenz
Y Gewinn

ANMERKUNG Siehe Text für eine Definition von f_c , f_- , f_+ und B_r .

Bild 16 — Definition der Empfänger-Bandbreite

6.2.5.4 Rauschen

6.2.5.4.1 Rauschzahl (NF)

Das Empfängerrauschen, das im Empfänger erzeugt wird, kann grundsätzlich als weißes Rauschen angesehen werden. F_{total} und der Gesamtgewinn des Empfängers wird zwischen dem Eingangsanschluss des LNA und dem Eingangspunkt des ADC definiert. F_{total} wird durch die Gewinne und NF der Empfängerkomponenten bestimmt. Wenn die n-Komponenten im Empfänger angeschlossen sind, wird F_{total} wie folgt bezeichnet

$$F_{\text{total}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}, \quad (38)$$

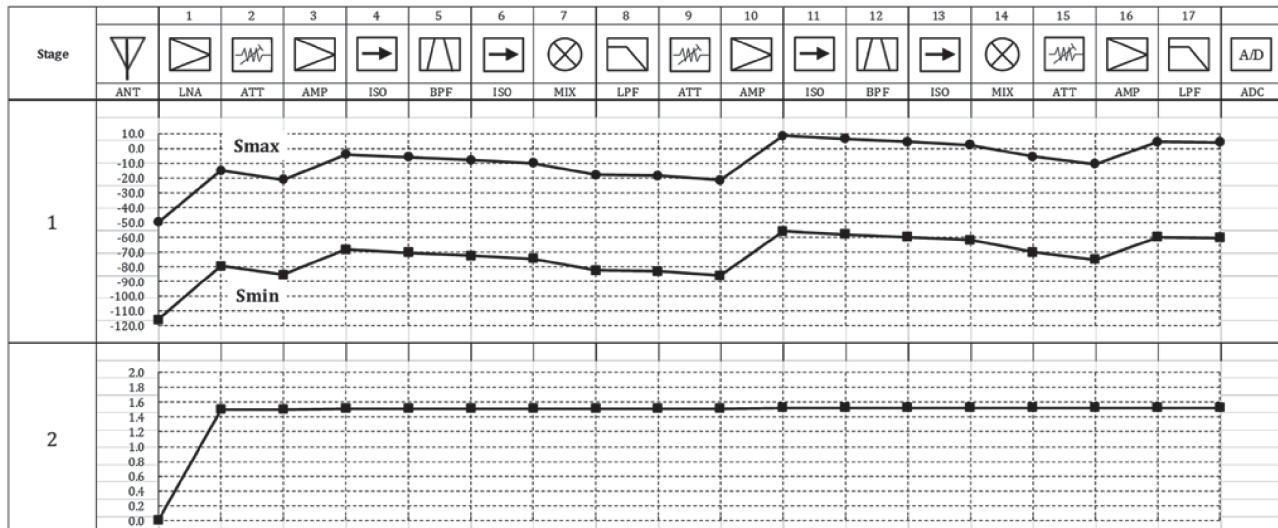
Dabei ist

F_i ist die Rauschzahl des i-ten Verstärkers;

G_i ist der Gewinn des i-ten Verstärkers.

Es ist zu beachten, dass alle Komponenten, die Gewinn oder Verlust des empfangenen Signals erzeugen, in Gleichung (38) (d. h. F_{total}) berücksichtigt werden müssen. Da F_1 und G_1 die NF bzw. der Gewinn des LNA sind, sind die NF und der Gewinn des LNA die wichtigsten Faktoren, mit denen F_{total} bestimmt wird. Der Gewinn und die NF der Empfängerkomponenten sollten so ausgelegt sein, dass die Erhöhung von F_{total} durch die anderen Empfängerkomponenten als den LNA ausreichend gering ist. Bild 17 zeigt ein Beispiel für NF-Änderungen im analogen Teil des Empfängers.

F_{total} ist ein entscheidender Faktor, der den minimalen erfassbaren Pegel der empfangenen Signale bestimmt, die von den analogen Komponenten des Empfängers bestimmt werden, da ein kleineres F_{total} die Radarempfindlichkeit erhöht, indem es die Rauschleistung des Empfängers verringert (siehe 6.2.5.4.3). Es wird darauf hingewiesen, dass der Verlust zwischen der Antenne und des LNA den minimal erfassbaren Pegel des WPR verschlechtert (siehe 6.2.5.4.2). Der Verlust zwischen der Antenne und dem LNA muss bei der Berechnung der Radarempfindlichkeit berücksichtigt werden (siehe 7.3).



Legende

- 1 Smin- und Smax-Änderungen in dBm
- 2 NF-Änderungen in dB

ANMERKUNG

- Die Abkürzungen im Panel lauten wie folgt. ANT steht für Antenne, LNA für rauscharmer Verstärker, ATT für Dämpfungsglied, AMP für Verstärker, ISO für Isolator, BPF für Bandpassfilter, MIX für Mischer, LPF für Tiefpassfilter und A/D für Analog-Digital-Wandler.
- Smin ist die minimale Eingangsleistung des Empfängers. Smin am Eingangspunkt des LNA wird im Allgemeinen durch die Rauschleistung bestimmt, deren Parameter die Frequenzbandbreite des Empfängers und die Rauschtemperatur am Eingangspunkt des LNA sind (siehe 6.2.5.3 und Bild 18). Smin am Eingangspunkt des ADC wird im Allgemeinen durch die Rauschleistung des Empfängers (siehe 6.2.5.4.3) und durch den Empfängergerinn bestimmt. Der Empfängergerinn sollte so ausgelegt sein, dass die durch die Quantisierung des empfangenen Signals verursachte Rauschunterdrückung die Schätzung der Rauschleistung nicht wesentlich beeinflusst. Es ist zu beachten, dass der ADC das empfangene Signal digitalisiert (d. h. quantisiert). Smin ist einer der entscheidenden Faktoren, die den Dynamikbereich und die Linearität bestimmen. Einzelheiten zum dynamischen Bereich und zur Linearität sind in 6.2.5.5 beschrieben.
- Smax ist die maximale Eingangsleistung, bei der keine Leistungssättigung auftritt. Da Smax am Eingangspunkt des ADC die maximale Eingangsleistung des ADC bestimmt, sollte Smax unter Berücksichtigung der maximalen Eingangsleistung des ADC bestimmt werden. Der Sättigungspegel jeder Empfängerkomponente muss bei der Berechnung von Smax berücksichtigt werden. Smax ist einer der entscheidenden Faktoren, die den Dynamikbereich und die Linearität bestimmen, und ein größerer Smax-Wert verbessert den Dynamikbereich und die Linearität. Einzelheiten zum dynamischen Bereich und zur Linearität sind in 6.2.5.5 beschrieben.
- Sowohl das Smin- als auch das Smax-Diagramm beginnen am Eingangspunkt des LNA. Der Verlust zwischen der Antenne und dem Eingangspunkt des LNA, der in diesem Bild nicht dargestellt ist, verringert die Radarempfindlichkeit (siehe 7.3 und Gleichung (76)).
- Der Dynamikbereich im analogen Teil des Empfängers wird durch die Differenz zwischen Smin und Smax definiert. Der Empfänger sollte unter Berücksichtigung des Dynamikbereichs gestaltet werden. Ein größerer Dynamikbereich führt zu einer Vergrößerung des durch Echo erfassbaren Bereichs.
- NF ist auch ein Faktor, der bei der Gestaltung des Empfängers berücksichtigt werden sollte. F_{total} ist die NF am Eingangspunkt des ADC. Ein kleinerer Wert F_{total} erhöht die Radarempfindlichkeit, da ein kleinerer Wert F_{total} weniger Rauschleistung des Empfängers verursacht (siehe 6.2.5.4.2 und 6.2.5.4.3).
- Dieses Panel beschreibt die Signalpegeländerung nur im analogen Teil des Empfängers. Da der Dynamikbereich am Endausgang der Zeitreihe definiert wird (d. h. die Zeitreihe nach der Frequenzfilterung in der letzten Stufe), muss der Dynamikbereich sowohl im Analogteil als auch im Digitalteil des Empfängers bei der Gestaltung des WPR berücksichtigt werden.

Bild 17 — Beispiel für den Dynamikbereich und NF-Änderungen im analogen Teil des Empfängers

6.2.5.4.2 Rauschtemperatur

Bild 18 zeigt eine schematische Darstellung, die die Rauschtemperatur des Empfängers erläutert. Die Systemrauschtemperatur des Empfängers T_n wird angegeben durch

$$T_n = \frac{1}{l_a l_f} (T_s - T_0) + T_0 + T_r, \quad (39)$$

Dabei ist

- l_a der Antennenverlustfaktor;
- l_f der Verlustfaktor in der Übertragungsleitung zwischen der Antenne und dem Eingangspunkt des Empfängers;
- T_s die effektive Rauschtemperatur des Himmels;
- T_0 die Umgebungstemperatur;
- T_r die äquivalente Eingangsrauschtemperatur des Empfängers.

The loss factor l ist definiert als $l \equiv \frac{P_{in}}{P_{out}}$. Dabei sind P_{in} und P_{out} die Eingangs- bzw. Ausgangsleistung der Schaltung. l_a ist definiert als das Verhältnis der Eingangsleistung zur Ausgangsleistung der Antenne. l_f ist definiert als das Verhältnis der Eingangsleistung zur Ausgangsleistung der Übertragungsleitung.

T_s wird entweder durch Messung oder durch entsprechende Berechnung bestimmt. Wenn T_s berechnet wird, sollte die folgende Beziehung verwendet werden.

$$T_s = T'_s \left(1 - \frac{T_{ag}}{T_g} \right) + T_{ag}, \quad (40)$$

Dabei ist

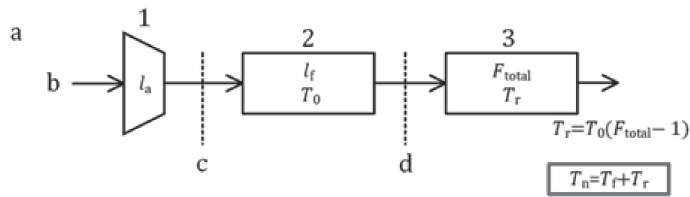
- T'_s ist die durch kosmische und atmosphärische Strahlung verursachte Rauschtemperatur des Himmels einer idealisierten Antenne (verlustfrei, keine erdgerichteten Nebenkeulen), die sich auf der Erdoberfläche befindet;
- T_g die äquivalente Rauschtemperatur des Bodens.
- T_{ag} ist der Temperaturbeitrag des Bodenrauschens zur Antennentemperatur.

Es ist zu beachten, dass T'_s von der Frequenz und dem Elevationswinkel des Antennenstrahls abhängt. Gleichung (40) wird aus Gleichung (5.28) von (Fukao & Hamazu, 2014) übernommen. Für mehr Genauigkeit kann das Antennendiagramm bei der Berechnung von T_s berücksichtigt werden. Für gewöhnlich werden ein T_0 -Wert von 290 K, ein T_g -Wert von 290 K und ein T_{ag} -Wert von 36 K verwendet (siehe S. 113 von (Fukao & Hamazu, 2014) und [Skolnik, Radar handbook, 1970]).

T_r wird angegeben durch

$$T_r = T_0 (F_{total} - 1), \quad (41)$$

Dabei ist F_{total} die Gesamt-NF des in Gleichung (38) definierten Empfängers.



Legende

- 1 Antenne
- 2 Übertragungsleitung
- 3 Empfänger
- a Umgebungstemperatur (T_0)
- b effektive Rauschtemperatur des Himmels (T_s)
- c Rauschtemperatur am Ausgang der Antenne ($T_a = T_s/l_a + T_0(1 - 1/l_a)$)
- d Rauschtemperatur am Ausgang der Übertragungsleitung ($T_f = T_a/l_f + T_0(1 - 1/l_f)$)

ANMERKUNG Siehe Text für eine Definition von l_a , l_f und F_{total} . Siehe Text für weitere Einzelheiten von T_s , T_r und T_n .

Bild 18 — Schematische Darstellung zur Erläuterung der Rauschtemperatur des Empfängers

6.2.5.4.3 Rauschleistung

Die Rauschleistung des Empfängers P_N wird angegeben durch

$$P_N = kT_nB_r, \quad (42).$$

Dabei ist

- k die Boltzmann-Konstante ($= 1.38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$);
- T_n die in Gleichung (39). definierte Rauschtemperatur des Empfängers;
- B_r die in 6.2.5.3 definierte Empfänger-Bandbreite.

P_N wird am Eingangspunkt des Empfängers definiert. Es ist zu beachten, dass der Beitrag der Impulskompression, der digitalen Filterung für das empfangene Signal, der Integration der empfangenen Signale im Zeitverlauf und der inkohärenten Integration bei der Berechnung von P_N entfernt werden muss. Die Rauschkomponente des empfangenen Signals kann theoretisch als Gaußsches Zufallssignal beschrieben werden, das zeitlich unabhängig (d. h. delta-korreliert) ist und daher keine Frequenzabhängigkeit aufweist (z. B. ein weißes Leistungsspektrum (weißes Rauschen)).

6.2.5.5 Dynamikbereich und Linearität

Der Dynamikbereich wird durch den minimalen erfassbaren Pegel und den Sättigungspegel des Empfängers bestimmt. Die Linearität gibt den Bereich an, in dem das Verhältnis der Ausgangsleistung zur Eingangsleistung konstant ist. Der Dynamikbereich und die Linearität müssen am Endausgang der Zeitreihe definiert werden (d. h. die Zeitreihe nach der A/D-Wandlung, Phasenerkennung und Frequenzfilterung zur Verbesserung des SNR). Daher muss der Dynamikbereich sowohl im analogen als auch im digitalen Teil des Empfängers bei der Gestaltung eines WPR berücksichtigt werden.

Da F_{total} und die Frequenzbandbreite des Endausgangs von Zeitreihen die Hauptparameter sind, die die Rauschleistung bestimmen, sind sie die maßgebenden Faktoren, die den minimalen feststellbaren Pegel beeinflussen, der durch die analogen Komponenten des Empfängers bestimmt wird. Der maximale Ausgangspegel des LNA und anderer Verstärker sind wichtige Faktoren, die den durch die analogen Komponenten bestimmten Sättigungspegel bestimmen. Es wird darauf hingewiesen, dass der von den