

3 Eigenschaften der Radarinformation

3.1 Der Radarrückstreuquerschnitt

Zu diesem Themenkreis existiert eine umfangreiche Literatur. Eine relevante Auswahl an Büchern, Monographien und Artikeln ist im Literaturverzeichnis zusammengestellt.

3.1.1 Definition des Radarrückstreuquerschnitts für Einzelziele

Radarziele werden im allgemeinen durch ihren Radarrückstreuquerschnitt σ beschrieben. Dieser Radarrückstreuquerschnitt ist definiert als Verhältnis der pro Einheitsraumwinkel vom Ziel zum Empfänger gestreuten Leistung zu der auf das Ziel einfallenden Flächenleistungsdichte. Eine mathematische Formulierung dieser Definition ist

$$\begin{aligned}\sigma &= 4\pi r^2 \cdot \frac{\operatorname{Re}(\vec{E}_2 \times \vec{H}_2^*)}{\operatorname{Re}(\vec{E}_1 \times \vec{H}_1^*)} \\ &= 4\pi r^2 \cdot \frac{|\vec{E}_2|^2}{|\vec{E}_1|^2}.\end{aligned}\quad (3.1)$$

Hierbei sind \vec{E}_2 und \vec{H}_2 die gestreuten und \vec{E}_1 und \vec{H}_1 die auf das Ziel einfallenden elektrischen und magnetischen Feldstärken; r ist die Entfernung, welche die Streuwelle vom Objekt zum Empfänger zurücklegt.

Unter Fernfeldbedingungen nach Gl. (2.64) aus Kapitel 2.2 kann man σ als Grenzwert aus Gl. (3.1) definieren:

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \cdot \frac{|\vec{E}_2|^2}{|\vec{E}_1|^2}.\quad (3.2)$$

σ hat die Dimension einer Fläche. Wenn Sender und Empfänger am gleichen Ort stehen, wird σ genauer ‚monostatischer Rückstreuquerschnitt‘ genannt.

Dieser Radarrückstreuquerschnitt ist der entscheidende Faktor für Radaranwendungen. In den meisten Fällen ist σ (oder entsprechende Derivate) diejenige Meßgröße, die man mit einem Radar ermitteln will. σ hängt grundsätzlich ab von den elektrischen Kenngrößen des Ziels und den Eigenschaften des einfallenden Feldes. Es wird bei Wechselwirkung der Welle mit einem Ziel bestimmt von der Beschaffenheit des Ziels und seinem Verhalten, wie z. B. Material, Orientierung des Ziels zum Radar und seiner Geschwindigkeit usw.. Gemäß Gl. (3.1) ist der Radarrückstreuquerschnitt grundsätzlich entfernungsabhängig. Das hat man zu beachten, wenn man Messungen oder Betrachtungen im Nahfeld eines Objekts anstellt.

In Gl. (3.1) ist σ als skalare Größe definiert. Entsprechend den Ausführungen in Kapitel 2 bedingt aber das Polarisationsverhalten elektromagnetischer Wellen bei Streuung an Objekten, daß zur exakten Beschreibung der Rückstreuung die komplette Streumatrix erforderlich ist. Die Streumatrix nach Gl. (2.72) kann man als Matrix aus Rückstreuquerschnitten angeben:

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}_0 = \begin{bmatrix} \sqrt{\sigma_{\text{HH}} e^{j\varphi_{\text{HH}}}} & \sqrt{\sigma_{\text{HV}} e^{j\varphi_{\text{HV}}}} \\ \sqrt{\sigma_{\text{VH}} e^{j\varphi_{\text{VH}}}} & \sqrt{\sigma_{\text{VV}} e^{j\varphi_{\text{VV}}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{\text{HH}} & S_{\text{HV}} \\ S_{\text{VH}} & S_{\text{VV}} \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

Für hier betrachtete isotrope Medien gilt das Reziprozitätstheorem, die kreuzpolaren Anteile sind einander gleich. Die Indizes H und V stehen für zwei beliebige zueinander orthogonale Polarisierungen (hier: **h**orizontal und **v**ertikal); der erste Index ist die Polarisation des Senders, der zweite die des Empfängers. Die unterschiedlich indizierten σ sind die beiden jeweiligen Polarisationskonfigurationen der vorliegenden Rückstreuquerschnitte. In der Radargleichung für die Empfangsleistung muß man dann ebenfalls die unterschiedlichen Polarisierungen berücksichtigen [7], [23].

Die Streumatrix eines Objekts nach Gl. (3.3) kann man mit einem Radar bestimmen, dessen Sender und Empfänger auf jeden Polarisationszustand eingestellt werden kann.

Bezeichnet man mit \vec{P}_s und \vec{P}_e die Polarisationsvektoren der Sende- (s) bzw. Empfangsantenne (e), dann kann man analog zu Gl. (2.73) die am Empfänger auftretende Spannung \vec{U}_e in Form einer Radargleichung darstellen (vgl. auch Kap. 5)

$$\vec{U}_e = (U_0 e^{j\varphi}) \vec{P}_e \cdot \mathbf{S} \cdot \vec{P}_s \cdot \frac{e^{-j2kr}}{r^2} \quad (3.4)$$

Dabei ist $U_0 e^{j\varphi}$ ein Faktor, der sowohl Gerätekonstanten als auch Ausbreitungsfaktoren sowie die Zeitabhängigkeit enthält. Die Streumatrix in Gl. (3.4) trägt dem Umstand Rechnung, daß grundsätzlich jedes Streuobjekt die Polarisation der einfallenden Welle verändert.

In Abb. 3.1 sind für einfache Reflexionsverhältnisse und einfache metallische Objekte (Kugel, langer dünner Draht, unendlich langer 90° -Winkel, Spirale) die Streuverhältnisse zusammengestellt.

Reflexionen erzeugen immer Phasenverschiebungen zwischen den Komponenten der

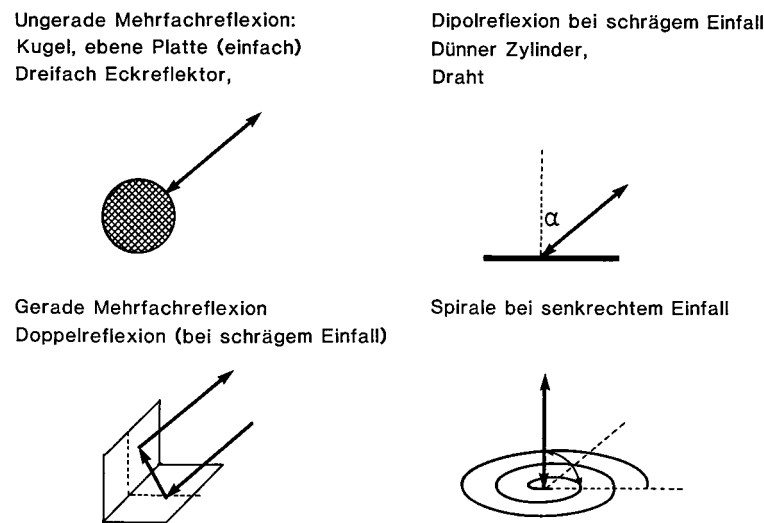


Abb. 3.1: Überblick über die Streuverhältnisse an einfachen metallischen Objekten.

Feldstärken; diese betragen bei leitenden Flächen pro Reflexion 90° . Die Reflexion an einer Kugel repräsentiert Verhältnisse, wie sie grundsätzlich für alle Punktstreuer sowie für alle ungeradzahligen Reflexionen gelten (senkrechte Reflexion an einer Ebene, Dreifach-Eckreflektor, auch ‚Trihedral Corner‘ etc.). Alle Amplituden sind auf Eins normiert, was bei metallischen Objekten am Modell zulässig ist. Diese Matrizen nennt man *Pauli*-Matrizen. Der unendlich lange 90° -Winkelreflektor ist bei senkrechtem Einfall repräsentativ für alle Streuer, bei denen eine Doppelreflexion (engl.: ‚double bounce‘) bzw. eine geradzahlige Anzahl von Reflexionen auftritt. Dort erfahren die Komponenten der einfallenden Welle eine Phasenverschiebung von je 180° pro Doppelreflexion. Der lange, dünne Draht ist für sogenannte Dipol-Reflexionen repräsentativ, d. h. für Konfigurationen, auf denen Linienströme auftreten. Bei Reflexionen an langen Drähten, Dipolen, sowie langen 2-Ebenen-Reflektoren liegt auch eine Abhängigkeit vom Einfallswinkel α gegen die Längsausdehnung vor, die zu einer Phasenverschiebung der kopolaren Komponente führt. Spezielles Verhalten liegt bei Reflexion an einer kreisförmigen Spirale vor, deren Reflexionseigenschaften an zirkulare Polarisation adaptiert sind.

Die Streumatrix liefert die bestmögliche, komplette Information über ein Objekt. Man kann zeigen, daß sich die generelle Streumatrix eines Objekts in 3 elementare Komponenten-Matrizen zerlegen läßt [29], nämlich in die Matrizen von

- Einfachstreuer (Kugel, Dreifach-Reflektor)
- Zweifachstreuer (Winkelreflektor)
- Spirale (links- bzw. rechtszirkular)

Im folgenden sind die zu den in Abb. 3.1 dargestellten metallischen Objekten gehörenden Matrizen angegeben. Alle Amplituden sind auf eins normiert, was bei metallischen Objekten am Modell zulässig ist. Diese Matrizen nennt man *Pauli*-Matrizen.

- Punktreflexion (Abb. 3.1a):

$$\mathbf{S}_{2n+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

- Doppelreflexion (Abb. 3.1b) bei schrägem Einfall (α) gegen die Längsausdehnung:

$$\mathbf{S}_{2n+2} = \begin{bmatrix} \cos(2\alpha) & \sin(2\alpha) \\ \sin(2\alpha) & -\cos(2\alpha) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

- Dipolreflexion (Abb. 3.1c) bei schrägem Einfall (α) gegen die Längsausdehnung:

$$\mathbf{S}_{\text{Draht}} = \begin{bmatrix} \cos^2(2\alpha) & \frac{1}{2} \sin(2\alpha) \\ \frac{1}{2} \sin(2\alpha) & -\sin^2(2\alpha) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

- Spiralreflexion (Abb. 3.1d) bei senkrechtem Einfall auf die Spirale:

$$\mathbf{S}_{\text{Spirale}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \pm j \\ \pm j & -1 \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

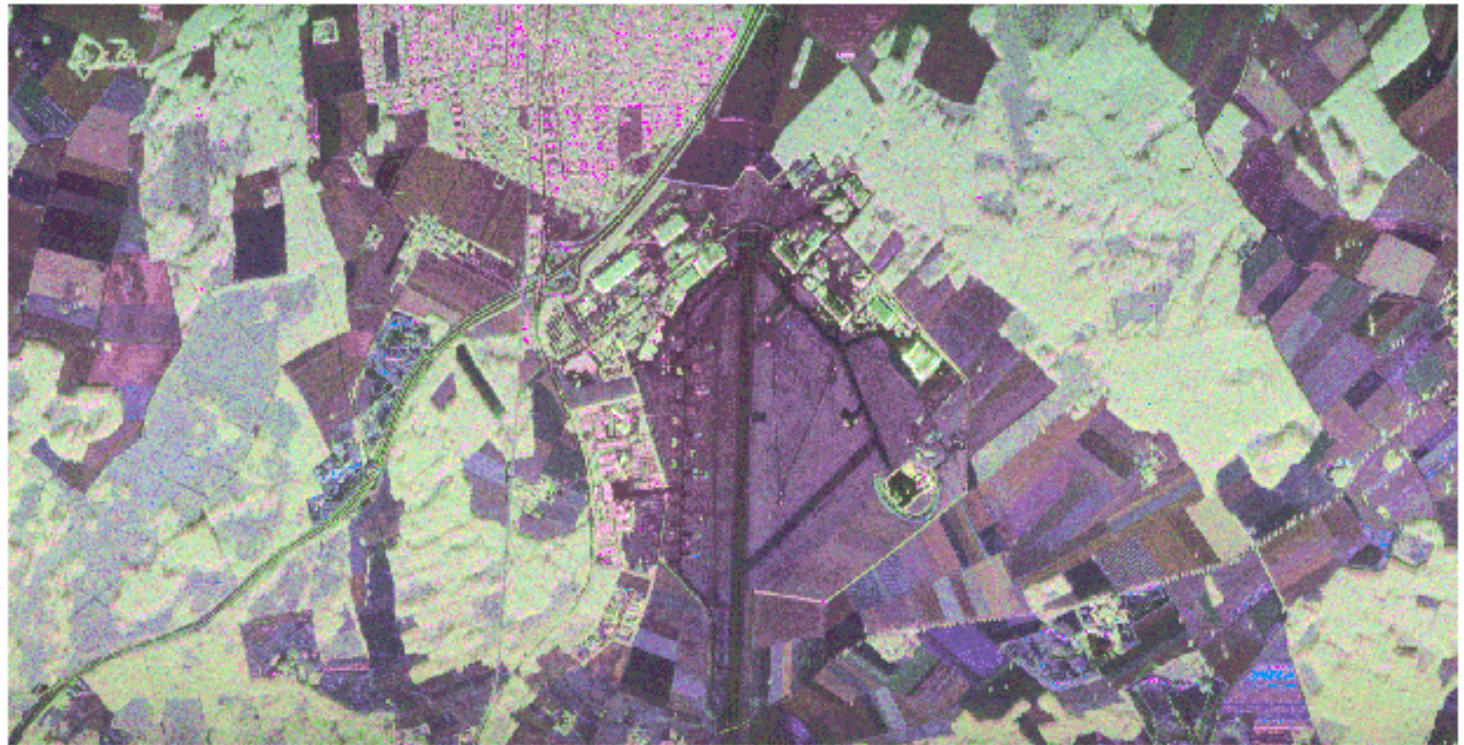
Kennt man die komplette Streumatrix eines Objekts für eine Polarisationsbasis, dann kann man daraus die zu jeder anderen Polarisationsbasis gehörende Streumatrix bestimmen. Als Beispiel sei hier die Umrechnung von linearer (H und V) zu zirkularer (rechts R und links L) Polarisation angegeben. Für die Matrixkomponenten gilt

$$S_R = jS_{HV} + \frac{1}{2}(S_{HH} - S_{VV}) \quad (3.9a)$$

$$S_L = jS_{HV} - \frac{1}{2}(S_{HH} - S_{VV}) \quad (3.9b)$$

$$S_{RL} = \frac{j}{2}(S_{HH} + S_{VV}) \quad (3.9c)$$

Die in den Gln. (3.9a) bis (3.9c) auftretenden Amplituden und Differenzen der linearen Gleichpolarisationskomponenten werden zusammen mit den Amplituden der Kreuzpolarisationskomponenten HV oft zur Darstellung von Streuvorgängen auf der Erdoberfläche benutzt. Für Flächenstreuung, d. h. direkte Rückstreuung von einzelnen Punkten der Fläche, sind beide Gleichkomponenten S_{HH} und S_{VV} in Phase, für Doppelreflexionen, wie sie z. B. an senkrechten Gebäuden auftreten, besteht zwischen diesen Komponenten i. a. ein Phasenunterschied von 180° . Diffuse Volumenstreuung, wie sie z. B. im Laubdach von Wäldern auftritt, führt zu einer ausgeprägten Bevorzugung der Kreuzpolarisation. Abb. 3.2 zeigt ein entsprechendes Beispiel. Deutlich ausgeprägt ist



Flugrichtung →

Abb. 3.2: Polarimetrisches Bild, aufgenommen mit dem Radar mit synthetischer Apertur des DLR (E-SAR) im L-Band, farbcodiert: blau: $HH+VV$ (einfache Reflexion), rot: $HH-VV$ (zweifache Reflexion), grün: $HV+VH$ (diffuse Streuung). (Siehe auch Farbseiten in der Mitte des Buches.)

die grüne kreuzpolare Komponente bei Wald, wo vorzugsweise diffuse Streuung an Baumkronen vorliegt und die bipolare Streuung an Häusern in Wohnbereichen. Der Einfluß des Einfallswinkels α wird am Zaun in der unteren Bildmitte deutlich. Bei senkrechtem Einfall tritt zweifache Reflexion auf; der Zaun erscheint rot. Nach dem Knick ist der Einfallswinkel etwa gleich 45° ; der Zaun erscheint grün. Die Streumatrix ändert sich im Vergleich zu Gl. (3.5):

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Dies ist aber gerade die *Pauli*-Matrix für völlige Kreuzpolarisation.

Hieraus erklärt sich auch das Auftreten der Kreuzpolarisation in bebautem Gelände. Dort rührt sie von Gebäuden her, die unter 45° -Winkeln zur Sichtlinie stehen.

Die folgenden Betrachtungen beziehen sich auf Rückstreuerschnitte gemäß Gl. (3.2) ohne ausdrückliche Berücksichtigung der Polarisation. Die Ausführungen gelten aber grundsätzlich für alle Polarisationszustände, d. h. für jede Komponente der Matrix nach Gl. (3.3).

Der Rückstreuerschnitt ist für einen gegebenen Beobachtungswinkel im allgemeinen nicht von der gleichen Größe wie die Schattenfläche des Ziels; σ kann vielmehr je nach Form des Ziels viele Größenordnungen größer oder auch kleiner sein.

Eine derartige nichtisotrope Streuung wird in der Antennentechnik durch einen Gewinn G beschrieben. Wird die effektive Auffangfläche eines Ziels für die einfallenden Mikrowellen mit A_e bezeichnet, so gilt in der üblichen Schreibweise für den Gewinn G

$$G = \frac{|E_2|^2 \cdot 4\pi r^2}{|E_1|^2 \cdot A_e} \quad (3.11)$$

und durch Vergleich mit Gl. (3.1) resultiert

$$\sigma = G \cdot A_e, \quad (3.12)$$

d. h. der Rückstreuerschnitt σ ist gleich dem Produkt der effektiven Fläche A_e und einem Gewinn G . A_e entspricht für Ziele, die groß gegen die Wellenlänge sind, meist der Schattenfläche des Ziels. G beschreibt wie bei Antennen die Bündelung der zurückgestrahlten Leistung.

Der in Gl. (3.2) durchgeführte Grenzübergang erfordert im wesentlichen, daß zwischen Radarantenne und Ziel die Fernfeldbedingung

$$r \geq \frac{2(d_1^2 + d_2^2)}{\lambda} \quad (3.13)$$

erfüllt ist (vgl. Kap. 2.2, Gl. (2.64)) und daß die Ausdehnung des Meßobjekts in der Beobachtungsrichtung vernachlässigbar sein muß gegen r . d_1 und d_2 sind jeweils die

größten Ausdehnungen der Radarantenne bzw. des Ziels quer zur Beobachtungsrichtung. Im Nahfeld eines Ziels ändert sich $|\vec{E}_2|$ nicht wie im Fernfeld proportional zu r^{-1} , damit ist σ dort nicht eine für das Ziel bei gegebenen Radarparametern charakteristische Größe, sondern noch von der Entfernung abhängig. Durch den Grenzübergang $r \rightarrow \infty$ wird diese Abhängigkeit vernachlässigbar.

Eine exakte Berechnung des Radarrückstreuquerschnitts erfordert die Berechnung der reflektierten Feldstärke \vec{E}_2 in Gl. (3.2). Dazu muß man im allgemeinen die *Maxwellschen* Gleichungen in ihrer Differential- bzw. Integralform unter Beachtung der Randbedingungen der Objektstruktur lösen. Das führt für reale Objekte, Flugzeuge, Fahrzeuge, Schiffe usw. zu äußerst komplexen, analytisch meist nicht mehr lösbaren Integralgleichungen. Beispiele dafür findet man in [4]. Nur für spezielle, einfache Konfigurationen wie Kugeln, Zylinder, Platten usw. sind analytische, geschlossene oder Näherungslösungen möglich. Abb. 3.3 zeigt den Radarrückstreuquerschnitt einer Kugel in Abhängigkeit von der Frequenz.

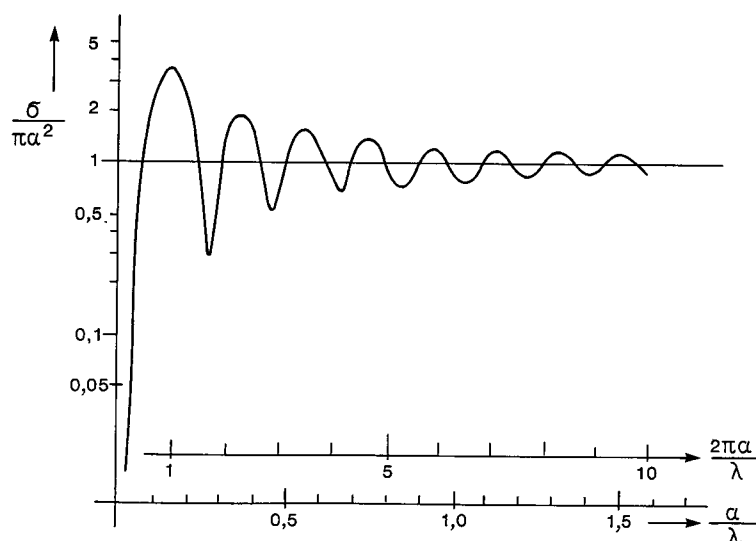


Abb. 3.3: Radarrückstreuquerschnitt einer Kugel mit dem Radius a normiert auf die Querschnittsfläche in Abhängigkeit vom Verhältnis des Radius a zur Wellenlänge λ .

Radarrückstreuquerschnitte einfacher geometrischer Körper sind in Abb. 5.5 tabellarisch zusammengestellt.

Zur näherungsweise Bestimmung des Radarrückstreuquerschnitts komplexer Objekte bedient man sich häufig solcher relativ einfach zu bestimmenden Größen. Man geht dabei grundsätzlich in drei Schritten vor:

1. Die komplexe Konfiguration wird in einfache Elemente zerlegt, deren Rückstreuquerschnitte man bestimmen kann (Kugeln, Zylinder, ebene Platten, Drähte usw.)

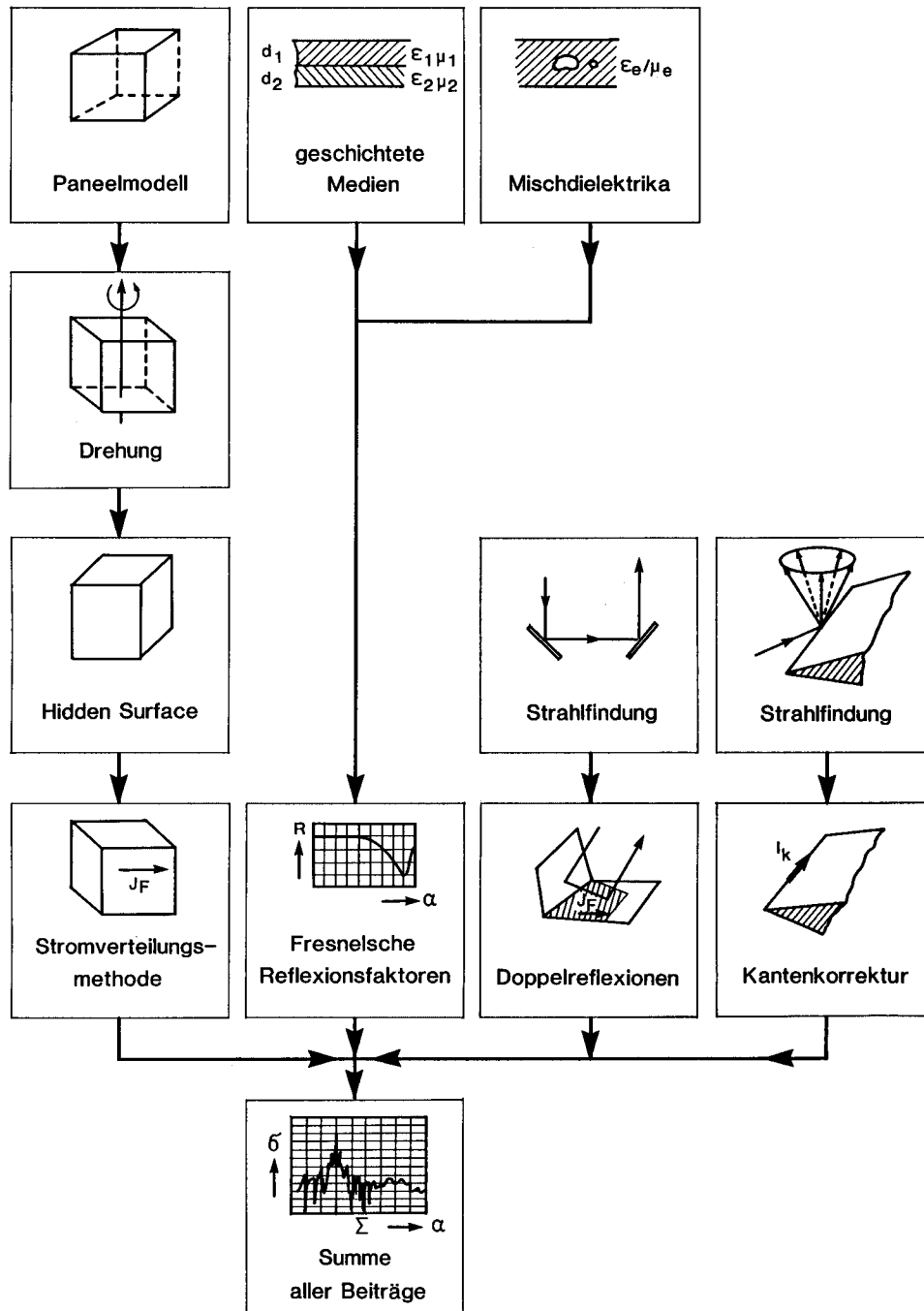


Abb. 3.4: Blockschaltbild eines Modells zur Berechnung von Rückstreuquerschnitten unter Einbeziehung von Kanten- und Mehrfachreflexionen. Dargestellt ist der Rechenverlauf am Beispiel eines Würfels (Quelle: Lit. [27]).

2. Der Rückstreuquerschnitt jedes der Elemente wird, soweit möglich, aus geschlossenen oder Näherungslösungen bestimmt.
3. Unter der Annahme, daß statistische Phasenbeziehungen zwischen den einzelnen Elementen bestehen, werden alle ermittelten Rückstreuquerschnitte arithmetisch addiert.

Abb. 3.4 zeigt das Blockschaltbild eines Modells zur Berechnung von Rückstreuquerschnitten, und in Abb. 3.5 sind Rechenergebnisse und Meßergebnisse gegenübergestellt [15], [26].

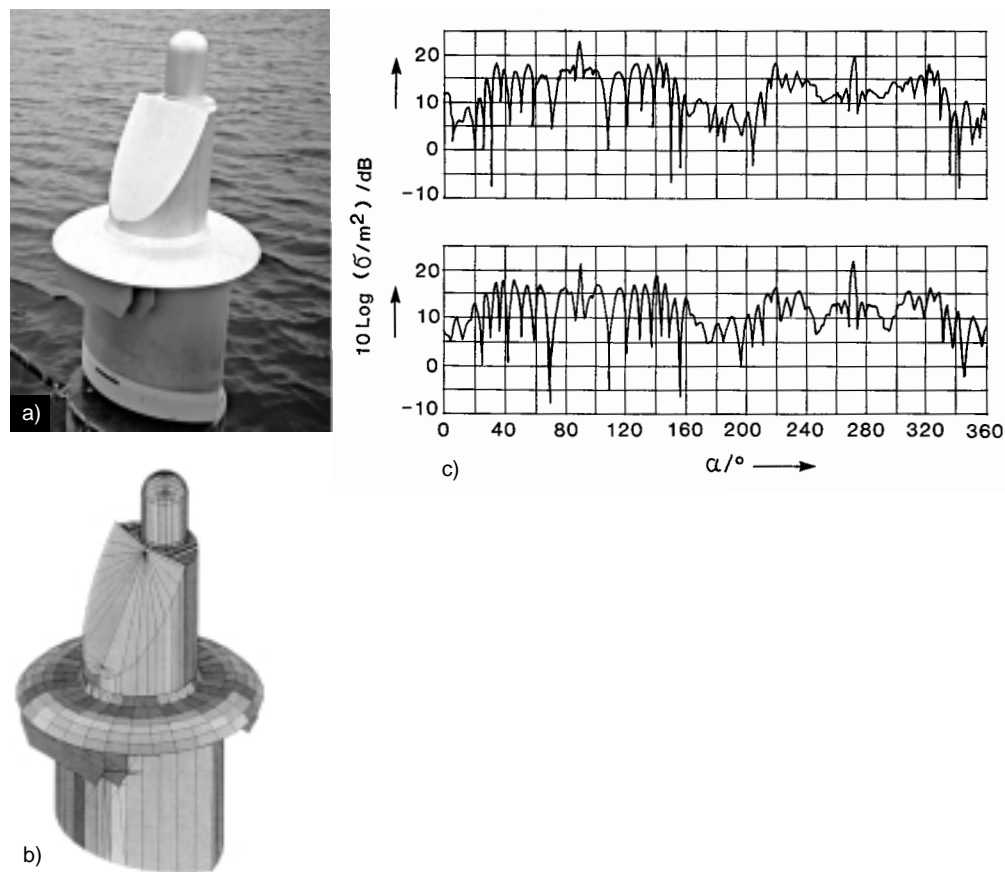


Abb. 3.5: Bestimmung des Radarrückstreuquerschnitts eines Sehrohrs, a) Photo des Modells zur Messung, b) Facettenmodell zur Berechnung, c) oben: Messung im Freiraum; unten: Modellrechnung (Quelle: Lit. [15], [26]).

3.1.2 Interferenzbedingte Fluktuationen

Das von einem Radar empfangene Signal hat grundsätzlich die Gestalt

$$\vec{E} = \sum_i^m \vec{E}_i \cdot e^{j(\omega_i t_i + \varphi_i)}. \quad (3.14)$$

Das Signal setzt sich aus vielen Einzelsignalen mit unterschiedlichen Amplituden, Phasen und Frequenzen zusammen. Hier ist \vec{E} der Vektor der Empfangsfeldstärke, m die Anzahl der Streuzentren bzw. Leuchtpunkte, die zum Signal beitragen (d.h. die von der Antennenkeule ausgeleuchtet werden), \vec{E}_i das vom i -ten Punkt gestreute Feld, $\omega_i = 2\pi f_i$ die dazu gehörige Kreisfrequenz (beim Radar die Sendefrequenz plus eventueller Dopplerfrequenz des Streuers), $t_i = t + \tau_i$ die Beobachtungszeit mit der entsprechenden Laufzeitverzögerung τ_i . Der Empfänger hat in Zusammenarbeit mit Antenne und Datenverarbeitungsteil die Aufgabe, einerseits dieses komplexe Signal zu einem beobachtbaren Signal, das proportional zu $|\vec{E}|^2$ ist, umzuformen und andererseits aus der Einfallrichtung des Empfangssignals bzw. aus der Messung seiner Phasen die Richtung zum Ziel zu bestimmen.

Ein Radarsignal resultiert demnach grundsätzlich aus einer Summenbildung von komplexen Größen. Dies nennt man eine Phasensumme. Im allgemeinen sind hier die Amplituden und Phasen statistisch verteilt, und das vom Empfänger registrierte Signal unterliegt deswegen statistischen Schwankungen. Diese Fluktuationen sind ein bekanntes Interferenz-Phänomen in der Radartechnik (man bezeichnet diese Fluktuationen und ihre Auswirkungen auch mit ‚Glint‘ und spricht demnach auch von Amplituden- und Winkelglint). Der Spiegelungseffekt sowie das Speckle bei abbildenden Systemen (vgl. Kap. 2.4.4, Abb. 2.24 und Kap. 3.1.6, Abb. 3.11) sind z. B. Glintphänomene.

Auch die große Abhängigkeit des Radarrückstreuquerschnitts gegenüber Änderungen von Aspektwinkel und Frequenz, d. h. die tiefen Einbrüche, denen unmittelbar wieder Spitzen folgen, ist ein derartiges Interferenz-Phänomen (Abb. 3.6).

Setzt man voraus, daß alle Streuzentren die gleiche Frequenz zurückstreuen (das ist i. a. dann der Fall, wenn das Ziel keine Drehbewegungen ausführt, die zu unterschiedlichen Dopplerfrequenzen führen), dann kann man die Zeitabhängigkeit in Gl. (3.14) eliminieren und erhält aus Gl. (3.14) und Gl. (3.2):

$$\sigma = \left| \sum \sqrt{\sigma_i} \cdot e^{j\varphi_i} \right|^2 \quad \text{mit} \quad \varphi_i = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot r_i. \quad (3.15)$$

Die Phase φ_i resultiert aus dem Abstand r_i des i -ten Streuzentrums vom Radar (und grundsätzlich auch aus Polarisationsinflüssen, die hier aber nicht berücksichtigt werden).

Zur Demonstration der Fluktuationen des gesamten Radarrückstreuquerschnitts in Abhängigkeit vom Aspektwinkel und von der Frequenz betrachtet man exemplarisch

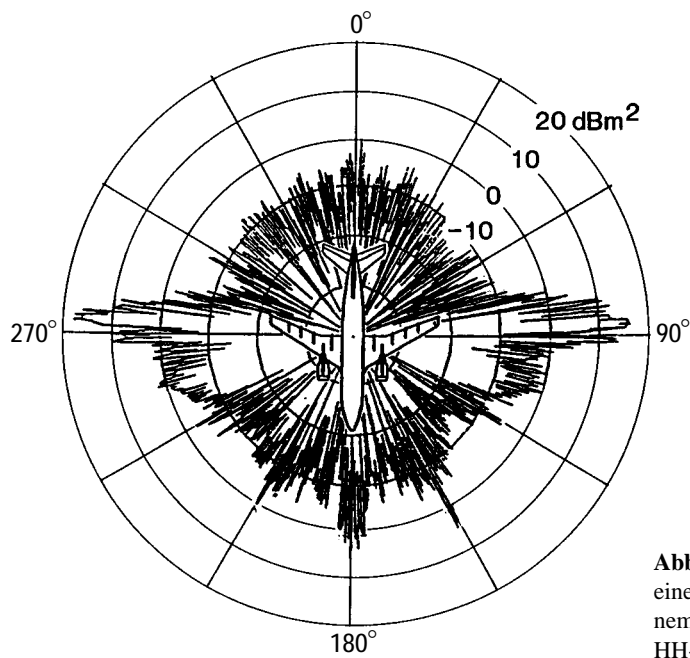


Abb. 3.6: Radarrückstreuquerschnitt eines Airbus A310, gemessen an einem Modell (1 : 20) bei 12,5 GHz; HH-Polarisation (Quelle: Lit. [25]).

ein Ziel, das aus zwei Rückstreuzentren gleicher Größe besteht, die im Abstand d_a voneinander angeordnet sind, z. B. das Doppelziel in Abb. 3.7.

Auf diese Konfiguration falle eine ebene Welle unter dem Winkel α ein. Die rückgestreuten Wellen haben gegeneinander eine Phasenverschiebung φ . Es resultiert

$$\varphi = 4\pi \cdot \frac{l}{\lambda} = 4\pi \cdot \frac{d_a}{\lambda} \cdot \sin \alpha . \quad (3.16)$$

Abb. 3.7: Beispiel für ein Doppelziel, bestehend aus zwei Rückstreuzentren für die entsprechende, winkelabhängige Phase gemäß Gl. (3.16).

Für große Abstände, d. h. kleine Winkel α kann man den Sinus durch sein Argument ersetzen, und man erhält

$$\varphi \approx 4\pi \cdot \frac{d_a}{\lambda} \cdot \alpha . \quad (3.17)$$

Aus einer Aspektwinkeländerung um $\Delta\alpha$ folgt damit eine Änderung der Phasenverschiebung φ am Empfangsort:

$$\Delta\varphi = 4\pi \cdot \frac{d_a}{\lambda} \cdot \Delta\alpha . \quad (3.18)$$

Das erste Interferenz-Minimum tritt auf bei $\Delta\varphi = \pi$, damit erhält man

$$\Delta\alpha_{\min} = \frac{\lambda}{4 \cdot d_a} . \quad (3.19)$$

Für $\Delta\varphi = n \cdot 2\pi$ werden n Perioden des Interferenzmusters durchlaufen, dem entspricht ein Drehwinkel von

$$\Delta\alpha_n = n \cdot \frac{\lambda}{2 \cdot d_a} . \quad (3.20)$$

Hieraus wird die Abhängigkeit der Aufzipfelung des Radarrückstreuquerschnitts vom Aspektwinkel deutlich. Je größer die Querausdehnung des Ziels ist, desto feiner wird die Aufzipfelung des Strahlungsdiagramms in Abhängigkeit vom Aspektwinkel. In einem Winkelbereich von 0° bis 30° erhält man mit $\sin \alpha \approx \alpha$ aus Gl. (3.20):

$$n \leq \frac{\pi}{3} \cdot \frac{d_a}{\lambda} . \quad (3.21)$$

Für einen Abstand der Streuzentren von 60 cm erhält man demnach bei einer Wellenlänge von 3 cm (d. h. im X-Band) bereits 21 Interferenzeinbrüche im Winkelbereich $\pm 30^\circ$. Meist sind am Gesamtrückstreuquerschnitt mehr als zwei Rückstreuzentren beteiligt, die alle gleichzeitig miteinander interferieren. Das führt im allgemeinen zu unübersichtlichen Verhältnissen, insbesondere dann, wenn die einzelnen Zentren im Hinblick auf ihre Position und Größe ebenfalls vom Aspektwinkel abhängig sind.

Vernachlässigt man diese Effekte, dann ist die feinste Aufzipfelungsstruktur durch den größten Abstand d_{\max} zweier Streuzentren gegeben. Der kleinste Winkelabstand $\Delta\alpha_{\min}$ zwischen zwei Interferenzminima ist dann

$$\Delta\alpha_{\min} = \frac{\lambda}{2 \cdot d_{\max}} . \quad (3.22)$$

Abb. 3.8 zeigt den berechneten und gemessenen Verlauf des Radarrückstreuquerschnitts eines Würfels, der an zwei Seiten durch angefügte Seitenbleche so erweitert wurde, daß dadurch zwei zweidimensionale Eckenreflektoren, d. h. zwei Streuzentren, entstehen [15], [26].

Abb. 3.8: Rückstreuquerschnitt eines Würfels mit angesetzten Flächen. Oben: Dimensionen in mm und Blickwinkel α ; unten links: Meßergebnis; unten rechts: Modellrechnung; Frequenz: 16,66 GHz. (Quelle: Lit. [15], [26]).

Gl. (3.16) kann man auch nutzen, um die prinzipielle Frequenzabhängigkeit einer Streuzentrenkonfiguration zu zeigen. Setzt man in Gl. (3.16) $\lambda = c_0/f$ ein, dann erhält man

$$\varphi = \frac{4\pi}{c_0} \cdot d_a \cdot \sin \alpha \cdot f . \quad (3.23)$$

Eine Frequenzänderung Δf bewirkt dann am Empfänger eine Änderung der Phasenverschiebung $\Delta\varphi$

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi}{c_0} \cdot d_a \cdot \sin \alpha \cdot \Delta f . \quad (3.24)$$

Ändert man die Frequenz um

$$\Delta f = \frac{c_0}{2 \cdot d_a \cdot \sin \alpha} , \quad (3.25)$$

dann ändert sich die Phasenverschiebung um 2π . Eine Frequenzänderung bewirkt also eine Modulation der Rückstreuung mit dieser Periode. Ebenso wie bei der Aspektwinkelabhängigkeit gilt diese Aussage für die Interferenz der Streubeiträge aller Reflexionszentren, wenn mehrere Streuzentren vorliegen. Die kürzeste Modulationsperiode ist dann durch den größten Abstand $d_{a\max}$ zweier Streuzentren gegeben. Die Tiefe der Modulation hängt von den jeweiligen Größen der beteiligten Streuzentren ab. Für zwei gleich große Zentren führt eine destruktive Interferenz zu völliger

Auslöschung. Es ist bemerkenswert, daß diese Modulationen unabhängig von der benutzten Frequenz sind. Legt man einen maximalen Streuzentrenabstand d_{amax} zugrunde, dann resultiert daraus eine minimale Frequenzverschiebung

$$\Delta f_{\text{min}} = \frac{c_0}{2 \cdot d_{\text{amax}} \cdot \sin \alpha} . \quad (3.26)$$

Setzt man $\sin \alpha = 1$ und legt man einen Streuzentrenabstand von 1,5 m zugrunde, dann resultiert z. B. aus Gl. (3.26):

$$\Delta f_{\text{min}} = 10^8 \text{ Hz} = 100 \text{ MHz} . \quad (3.27)$$

Das bedeutet, bereits bei Frequenzänderungen von 50 MHz geht eine destruktive in eine konstruktive Interferenz über, und man erhält dabei Signaleinbrüche von vielen Größenordnungen. Dieser Umstand ist zu berücksichtigen, wenn man Radargeräte mit Frequenzmodulation bzw. großer Bandbreite bauen und nutzen will (vgl. auch Kap. 3.1.4).

3.1.3 Mittelung über den Aspektwinkel

Für komplexe Ziele mit vielen Streuzentren etwa gleicher Größe, wie Flugzeuge, Schiffe, Bäume oder Erdboden über einer größeren Auflösungszelle, gehorcht die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung p der Empfangsamplituden über große Winkelbereiche, oft auch über große Frequenzbereiche, sehr gut einer *Rayleigh*-Verteilung:

$$p(\sqrt{\sigma}) = \frac{2 \cdot \sqrt{\sigma}}{\bar{\sigma}} \cdot e^{-\sigma/\bar{\sigma}} , \quad (3.28)$$

die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung von σ selbst gehorcht dann einer Exponentialverteilung

$$p(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}} \cdot e^{-\sigma/\bar{\sigma}} , \quad (3.29)$$

und die Überschreitungswahrscheinlichkeit wird

$$W(\sigma > \sigma_t) = e^{-\sigma_t/\bar{\sigma}} . \quad (3.30)$$

$\bar{\sigma}$ ist der Mittelwert von σ . Mit der Angabe von $\bar{\sigma}$ über den ganzen Aspektwinkelbereich oder aber über Teilbereiche sind damit große Ziele statistisch recht gut beschrieben. Über zu kleinen Aspektwinkelbereichen ist allerdings häufig eine σ -Verteilung entsprechend Gl. (3.28) und Gl. (3.29) nicht mehr gewährleistet, da in kleinen Bereichen häufig einzelne Streuzentren dominieren, wie z. B. in der Breitseitenansicht eines Flugzeugs in Abb. 3.6.

Trifft die *Rayleigh*-Verteilung für die Streuzentren nicht zu, wie zum Beispiel bei Zielen, deren Streuverhalten wesentlich durch große ebene Flächen bestimmt wird, die in schmalen Aspektwinkelbereichen, bei senkrechter Draufsicht auf die Flächen, sehr

hohe Rückstreuquerschnitte aufweisen (Abb. 3.6 zeigt ein Beispiel), sich dazwischen aber wie *Rayleigh*-Ziele verhalten, so ist der σ_{50} -Wert eine gute Beschreibung für das ganze Ziel. Dies ist der σ -Wert, der in 50% aller Fälle (z. B. Aspektwinkel) überschritten wird.

Für *Rayleigh*-Ziele gilt nach Gl. (3.30)

$$0,5 = e^{-\sigma_{50}/\bar{\sigma}} \quad (3.31)$$

oder

$$\sigma_{50} = \bar{\sigma} \cdot 0,69 . \quad (3.32)$$

Für die beschriebenen Ziele mit sehr hohen isolierten Maxima sinkt σ_{50} weiter gegenüber $\bar{\sigma}$, weil die extrem hohen Werte den Mittelwert nach oben schieben. Die Beschreibung mit σ_{50} scheint vorteilhaft, wenn es um die Entdeckbarkeit eines solchen Ziels geht, weil extrem hohe Maxima von z. B. $\sigma = 10^4 \text{ m}^2$ oder noch größerem Rückstreuquerschnitt für die Entdeckbarkeit in der Regel nicht mehr Gewicht haben als z. B. 1 m^2 , für dessen Entdeckbarkeit ein Radarsystem spezifiziert ist, die hohen Maxima aber andererseits, wie erwähnt, im Mittelwert sehr wohl zu Buche schlagen.

3.1.4 Mittelung über der Frequenz

Wie oben im Detail erläutert, hängt der Rückstreuquerschnitt eines Ziels im allgemeinen sehr stark vom Aspektwinkel ab, und kleine Winkeländerungen können σ -Änderungen von einigen Größenordnungen bewirken. Die hierbei entstehenden tiefen Einbrüche im Rückstreuquerschnitt können bei speziellen Anwendungen, insbesondere dort, wo sich der Aspektwinkel über längere Zeit nur wenig ändert, zu einer drastischen Reduzierung der Entdeckungswahrscheinlichkeit oder zum Verlust des Ziels aus einer Nachführschleife führen. Da die Interferenzverhältnisse nach Gl. (3.24) durch Variieren der Frequenz geändert werden können, kann man in solchen Fällen durch Erweiterung der Bandbreite nach verschiedenen Methoden eine Mittelung des Rückstreuquerschnitts über der Frequenz erreichen. Hierdurch werden einerseits die Nullstellen aufgefüllt, andererseits die durch Interferenz bedingten Maxima eingeebnet, d. h., es wird die mittlere Schwankungsbreite der σ -Werte verringert.

Das frequenzgemittelte Rückstreuquerschnittsdiagramm ist daher ‚glatter‘ als das monochromatische. Die Stärke der Glättung hängt ab von der Zahl N der für jeden Aspektwinkel im Frequenzbereich gewonnenen, unabhängigen Meßwerte. Diese wiederum ist proportional zu $B/\Delta f_P$, wobei B die Mittelungs-Bandbreite und Δf_P der Abstand zweier Interferenzmaxima nach Gl. (3.26) ist. Man erhält

$$N = \text{konst} \cdot \frac{B}{\Delta f_P} , \quad (3.33)$$

$$N = \text{konst} \cdot \frac{B \cdot \Delta d_{\text{amax}}}{c_0} . \quad (3.34)$$

Die Zahl der zur Mittelung verfügbaren unabhängigen Meßwerte ist also proportional zur Mittelungsbandbreite und der Tiefe des Objekts. Falls das Objekt in Beobachtungsrichtung ausgedehnter ist als die Auflösungszelle des Radars, tritt die Tiefe der Auflösungszelle an die Stelle der Objektiefe.

3.1.5 Fluktuationsmodelle

Die bisherigen Ausführungen besagen: Der genaue Radarrückstreuquerschnitt eines Ziels hängt im allgemeinen stark vom Aspektwinkel und von der Frequenz ab. Er ist in der Praxis eine Zufallsgröße und kann im allgemeinen nur durch eine Verteilungsfunktion und deren Momente beschrieben werden. Speziellen Objekten kommen dabei spezielle Verteilungsfunktionen zu.

Falls nicht spezielle Probleme zu lösen sind, für die eine exakte Kenntnis des Rückstreudiagramms erforderlich ist, reduziert man in der Regel die Meßdaten auf statistische Kennwerte, wie Mittelwerte und Streubreiten, und gibt dazu noch die Art der Verteilung an. Es gibt hierzu eine Reihe von Statistik- und Fluktuationsmodellen, die in der Radarliteratur im Detail beschrieben sind (vgl. z. B. [3]).

Danach kann man unterschiedliche Zieltypen charakterisieren. Bereits 1960 hat *Swerling* seine klassischen Einteilungen getroffen und Modelle vorgestellt, die heute noch meist benutzt werden, wenn auch inzwischen noch andere evtl. sogar effektivere Modelle vorgestellt wurden [3]. Besteht ein Ziel aus mehreren gleich großen Reflexionszentren, dann gehorcht die Verteilungsfunktion des Radarrückstreuquerschnitts σ in guter Näherung einer Exponentialverteilung

$$p(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}} \cdot e^{-\sigma/\bar{\sigma}} . \quad (3.35)$$

Die von einem derartigen Ziel hervorgerufene Spannung im Radarempfänger gehorcht dann einer *Rayleigh*-Verteilung. Deswegen werden solche Ziele auch häufig *Rayleigh*-Ziele genannt. Ein Objekt, das im wesentlichen ein großes und daneben viele kleine Rückstreuzentren hat, besitzt im allgemeinen einen Radarrückstreuquerschnitt, dessen Fluktuationen einer Verteilung wie folgt gehorcht:

$$p(\sigma) = \frac{4 \cdot \sigma}{\sigma^2} \cdot e^{-2\sigma/\bar{\sigma}} . \quad (3.36)$$

Diese beiden Verteilungsfunktionen legt *Swerling* seinen Modellen zugrunde. Aus Gl. (3.18) und Abb. 3.7 wird deutlich, daß unterschiedliche Aspektwinkel bereits bei einem aus zwei Reflexionszentren bestehenden Ziel zu Fluktuationen des Rückstreuquerschnitts führen. Ändert ein Ziel, z. B. ein Flugzeug, während der Beleuchtungszeit (der sogenannten Verweilzeit, engl.: dwell time) seine Position, dann führt das je nach Konfiguration zu Fluktuationen gemäß Gl. (3.35) oder Gl. (3.36). Findet diese Aspektwinkeländerung und damit die Fluktuation von Impuls zu Impuls statt, dann werden ebenfalls statistische Fluktuationen gemäß Gl. (3.35) und Gl. (3.36) hervorgerufen.

Demgemäß unterscheidet man die *Swerling*-Fälle 1 bis 4:

- Swerling 1: Fluktuation nach Verteilungsfunktion (3.35) über der Verweilzeit
- Swerling 2: Fluktuation nach Verteilungsfunktion (3.35) von Impuls zu Impuls
- Swerling 3: Fluktuation nach Verteilungsfunktion (3.36) über der Verweilzeit
- Swerling 4: Fluktuation nach Verteilungsfunktion (3.36) von Impuls zu Impuls

Diese Modelle versagen für Ziele, bei denen das Verhältnis Median- zu Mittelwert groß ist. Das ist im allgemeinen für Flugzeuge im Seitenaspekt (Abb. 3.6), Schlachtschiffe usw. der Fall. Die Fluktuationen der Radarrückstreuquerschnitte solcher Ziele gehorchen in guter Näherung einer Lognormalverteilung

$$P(\sigma) = \frac{1}{\sigma \cdot \sigma_S \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(\ln \sigma - \ln \bar{\sigma})^2}{2 \cdot \sigma_S^2}} \quad (3.37)$$

In Gl. (3.37) ist σ_S die Standardabweichung von σ .

Alle Fluktuationen beeinflussen die Anzeigewahrscheinlichkeit und damit vor allem die Reichweite eines Radarsystems (vgl. auch Kap. 2.4.4, Abb. 2.24). Diese Einflüsse sind in Abb. 3.9 für ein Flugzeugmodell mit besonders niedrigem Radarrückstreuquerschnitt im Fall des direkten Gegenanfluges und für die Beobachtung seiner Breitseite

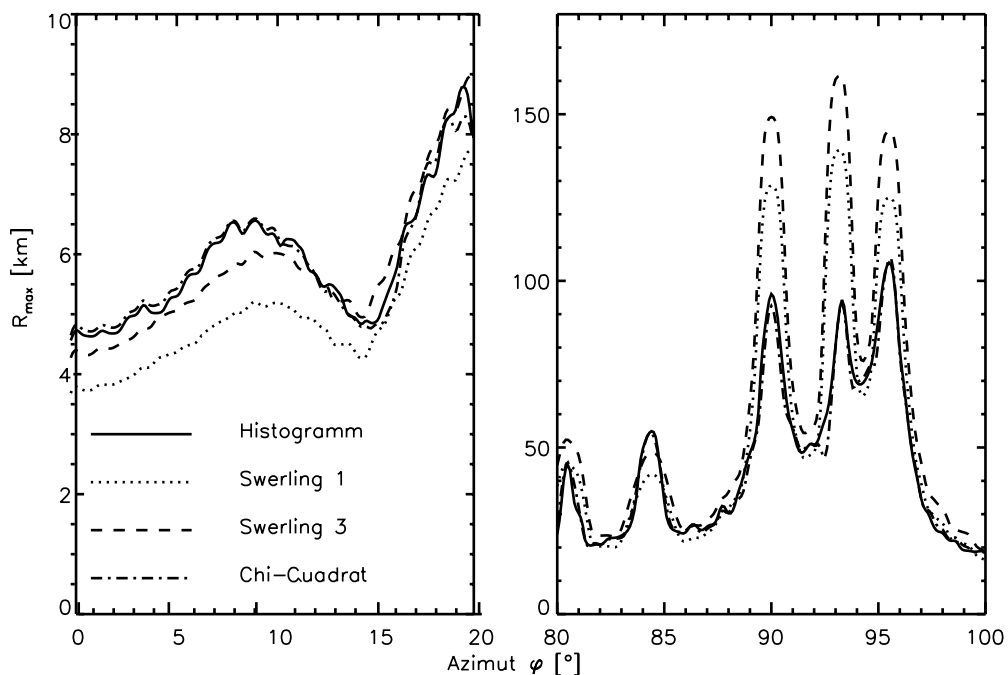


Abb. 3.9: Fluktuationsbedingte Reduktion der Radarreichweite für verschiedene *Swerling*-Modelle als Parameter. Links: Frontsicht; rechts: Seitensicht (Quelle: Lit. [16]).

für verschiedene Modelle zusammen mit Ergebnissen, die aus gemessenen Histogrammen resultieren, dargestellt. Man sieht deutlich das Versagen der *Swerling*-Modelle bei Beobachtung von der Seite und die gute Übereinstimmung mit der Realität beim Gegenanflug, d. h. bei Beobachtung von vorne [16].

3.1.6 Flächen- und Volumenziele als Clutter

Wenn ein Radar gleichzeitig mit dem eigentlichen Ziel noch andere, unerwünschte Objekte, z. B. den Erdboden, Wolken usw. sieht, spricht man von Clutter. Clutter bedeutet soviel wie ‚Wirrwarr‘. Von Bedeutung ist hier insbesondere der Bodenclutter, zu dessen Charakterisierung man den Flächenrückstreuquerschnitt σ_0 , den Radarrückstreuquerschnitt σ pro Einheitsfläche F , definiert und einführt. Allgemein gilt

$$\sigma_0 = \frac{d\sigma}{dF}. \quad (3.38)$$

Hierbei ist dF das beobachtete Flächenelement am Erdboden. Dieses σ_0 ist bei abbildenden Radarsystemen die eigentliche Meßgröße, und auch bei Clutterproblemen ist σ_0 die Schlüsselkomponente.

In der Praxis ist es erlaubt und sinnvoll, an Stelle des Differentialquotienten in Gl. (3.38) den Radarrückstreuquerschnitt auf die vom Radarsystem vorgegebene Auflösungszelle zu beziehen, indem man voraussetzt, daß sich der Radarrückstreuquerschnitt innerhalb dieser Fläche nicht gravierend ändert. Dies ist insbesondere bei Radarsystemen mit sehr schmalen Antennenkeulen bzw. mit sehr hoher geometrischer Auflösung der Fall. Eine Auflösungszelle nennt man Pixel. Bezeichnet man mit δ_x und δ_y die Pixelabmessungen, dann resultiert an Stelle von Gl. (3.38) für den Flächenrückstreuquerschnitt σ_0 die Definition:

$$\sigma_0 = \frac{\sigma}{\delta_x \cdot \delta_y}. \quad (3.39)$$

Dieser Flächenrückstreuquerschnitt σ_0 ist ebenso wie der Radarrückstreuquerschnitt abhängig von Frequenz und Polarisation der einfallenden Welle, vom Einfallswinkel sowie von elektrischen und geometrischen Daten der beobachteten Fläche usw. Deswegen gelten sinngemäß alle Aussagen, die über σ getroffen werden, auch für σ_0 . Eine exakte Berechnung stößt aber auf ungleich größere Schwierigkeiten, weil hier eine Formulierung von Randwerten und eine exakte Beschreibung der Fläche sehr viel komplizierter ist als bei einzelnen künstlichen, d. h. von Menschenhand geschaffenen Objekten, die man wenigstens noch in ihrer Geometrie in Näherung modellieren kann. Bei der Bestimmung von σ_0 kommt auch den Materialkonstanten eine größere Bedeutung zu als bei der Bestimmung des Radarrückstreuquerschnitts von künstlichen Objekten, deren Oberfläche zudem meistens sehr gut leitend ist, weil sie aus Metall bestehen (z. B. Fahrzeuge, Flugzeuge usw.). Außerdem ist evident, daß die exakte Formulierung von Rauigkeit, Bewuchs und Formen natürlicher Erdoberflächen für die Lösung von Randwertproblemen im allgemeinen nicht möglich ist.

Allgemein kann man folgende Feststellungen für σ_0 treffen [1], [6], [10], [18]:

- Im allgemeinen fällt σ_0 monoton mit zunehmendem Einfallswinkel, der größte Wert liegt dann bei senkrechtem Einfall vor.
- σ_0 wächst mit zunehmender Frequenz näherungsweise mit f^n ($n > 1$), d.h. überproportional mit f .
- Im Bereich von Einfallswinkeln zwischen 30° und 90° treten für σ_0 meistens Werte zwischen etwa $+15$ dB und -35 dB auf.
- σ_0 ist immer eine statistische Größe, deren Verteilungsfunktion für unterschiedliche Flächen jeweils verschieden und zum Teil auch charakteristisch ist.

Abb. 3.10 zeigt typische Verläufe von σ_0 -Mittelwerten für Oberflächen unterschiedlicher Qualitäten in Abhängigkeit vom Einfallswinkel ϑ_i . Für die Modellierung und Berechnung von σ_0 gibt es bisher ausschließlich empirische bzw. halbempirische Modelle.

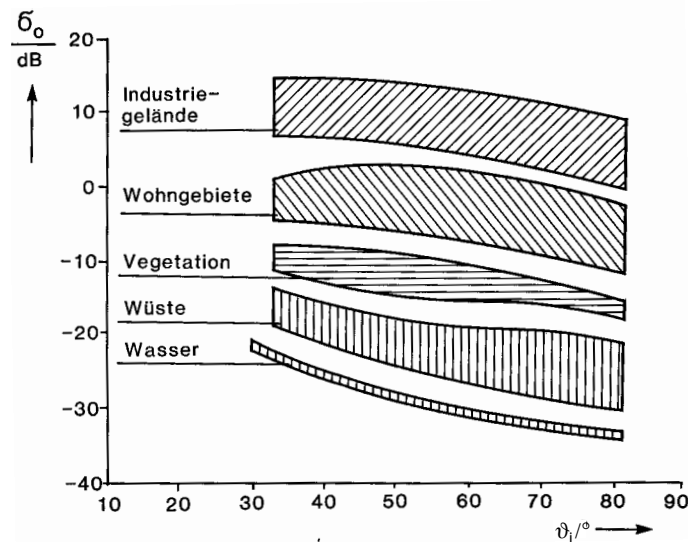


Abb. 3.10: Mittlere Werte von σ_0 für unterschiedliche Landoberflächen in Abhängigkeit vom Einfallswinkel (Quelle: Lit. [18]).

In [10] wird z. B. für den Mittelwert von σ_0 und für die Standardabweichung σ_{0S} von σ_0 folgendes Modell für Landoberflächen vorgestellt:

$$\sigma_{0\text{mittel}} = P_1 + P_2 \cdot e^{-P_3 \cdot \vartheta_i} + P_4 \cdot \cos(-P_5 \cdot \vartheta_i + P_6) , \quad (3.40)$$

$$\sigma_{0S} = M_1 + M_2 \cdot e^{-M_3 \cdot \vartheta_i} \text{ dB} . \quad (3.41)$$

Die Parameter M_i und P_i sind dabei in [10] tabelliert. In [10] wird auch ein spezielles empirisches σ_0 -Modell für vegetationsbedecktes Gelände vorgestellt:

$$\sigma_0 = a_0 + a_1 \cdot e^{a_2 \cdot \vartheta_i} + \left[a_3 + a_4 \cdot e^{-a_5 \cdot \vartheta_i} \right] \cdot \exp \left[(-a_6 + a_7 \cdot \vartheta_i) \cdot f \right]. \quad (3.42)$$

Die Konstanten a_0 bis a_7 sind in Tab. 3.1 dargestellt; f = Frequenz in GHz.

Tab. 3.1: Parameter (a_i) für das σ_0 -Modell (3.42) für vegetationsbedecktes Gelände nach *Ulabay* [10]

Polarisation	HH	VV	HV
a_0	2,69	3,49	3,91
a_1	-5,35	-5,35	-5,35
a_2	0,014	0,014	0,013
a_3	-23,4	-14,8	-25,5
a_4	33,14	23,69	14,65
a_5	0,048	0,066	0,098
a_6	0,053	0,048	0,258
a_7	0,0051	0,0028	0,0021

In [20] ist für unterschiedliche Oberflächen folgendes Modell vorgestellt:

$$\sigma_0 = \begin{cases} \gamma_\mu \cdot \frac{\cos^{\nu+1} \cdot \vartheta_i}{\sin^\mu \vartheta_i} & \vartheta_g \leq \vartheta_i \leq 90^\circ \\ \gamma_\mu & \vartheta_i \leq \vartheta_g \end{cases} \quad (3.43)$$

Dabei sind die Konstanten γ_μ , ν und μ sowie ϑ_g Meßdaten zu entnehmen. Die Konstanten verändern sich jeweils mit Frequenz, Polarisation und Oberfläche. Ein praktikabler Wert ist $\vartheta_g = 5^\circ$ für den Grenzwinkel in Gl. (3.43).

Die Verteilungsfunktionen der von σ_0 bestimmten Empfangssignale sind wesentlich von der Natur der beobachteten Flächen und Ziele abhängig. So gehorcht z. B. über großen Wasserflächen die Amplitude des Empfangssignals einer *Rayleigh*-Verteilung; ist auf dieser Wasserfläche zusätzlich ein großes Punktziel, dann resultiert eine *Rice-Nakagami*-Verteilung; für Städte erhält man in guter Näherung eine Lognormal-Verteilung, während man für strukturiertes Land eine χ^2 -Verteilung annehmen kann. Im Grenzfall unendlich vieler Streuzentren kann man aber meistens in ausreichender Näherung für die Amplituden eine *Rayleigh*-Verteilung und für die Phasen eine

Gleich-Verteilung annehmen. Eine Zusammenstellung der gebräuchlichsten, hier erwähnten Verteilungsfunktionen findet man z. B. in [28].

Die statistische Verteilung des Empfangssignals hat zur Folge, daß eine abgebildete Fläche nicht entsprechend ihrem mittleren Reflexionsfaktor in einem einheitlichen Grauwert dargestellt werden kann, sondern daß die Grauwerte über der Fläche eine flimmernde Struktur aufweisen. Abbildung 3.11 zeigt dafür ein Beispiel. Dieses Phänomen nennt man ‚Speckle‘.

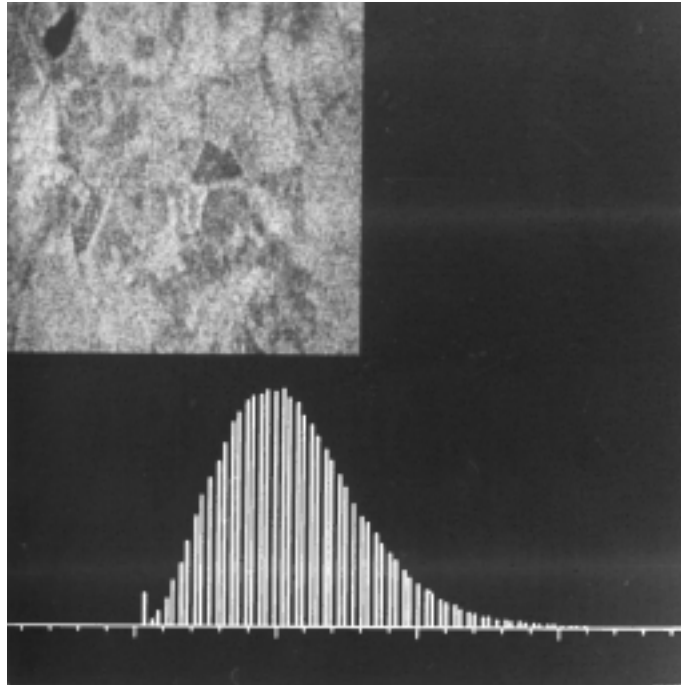


Abb. 3.11: Beispiel für Speckle: X-Band Radaraufnahme einer Landschaft mit See (oben) und mit dem dazu gehörigen Histogramm der Grauwerte (unten), (Quelle: DLR).

Den Gesetzen der Statistik zufolge kann man dieses Speckle reduzieren, indem man an der gleichen Szene mehrere voneinander unabhängige Messungen vornimmt, d. h. in der Radarterminologie, man erhöht die Anzahl n der Anblicke (Sichten, engl.: ‚Looks‘), indem man die Ergebnisse mehrerer, von einander unabhängiger Messungen des gleichen Ziels bzw. der gleichen Szene additiv überlagert. Dann nämlich reduziert man die Standardabweichung umgekehrt proportional zu \sqrt{n} . Gleichzeitig büßt man dabei aber an geometrischer Auflösung ein, wie folgende Überlegung für die Azimutauflösung eines ‚fokussiert prozessierten SAR-Bildes‘ zeigt. (Der Begriff ‚fokussierte Prozessierung‘ ist ebenso wie die im folgenden benutzten Relationen aus dem SAR-Bereich in Kapitel 8 erklärt).

Ein SAR-Sensor mit der Antennenhalbwertsbreite θ_a , seitlicher Blickrichtung und der Eigengeschwindigkeit v benötigt gemäß Abb. 2.19 für $\vartheta_H < 30^\circ$ die Dopplerbandbreite

$$\Delta f_D = 2 \cdot \frac{v \cdot \theta_a}{\lambda} = 2 \cdot \frac{v}{d_a} . \quad (3.44)$$

Wenn die Antenne in Azimut die Ausdehnung d_a hat, gilt $\theta_a \approx \lambda/d_a$. In der Zeit T_{sa} legt das Radar einen Weg $v \cdot T_{sa}$ zurück, daraus resultiert für das geometrische, azimutale

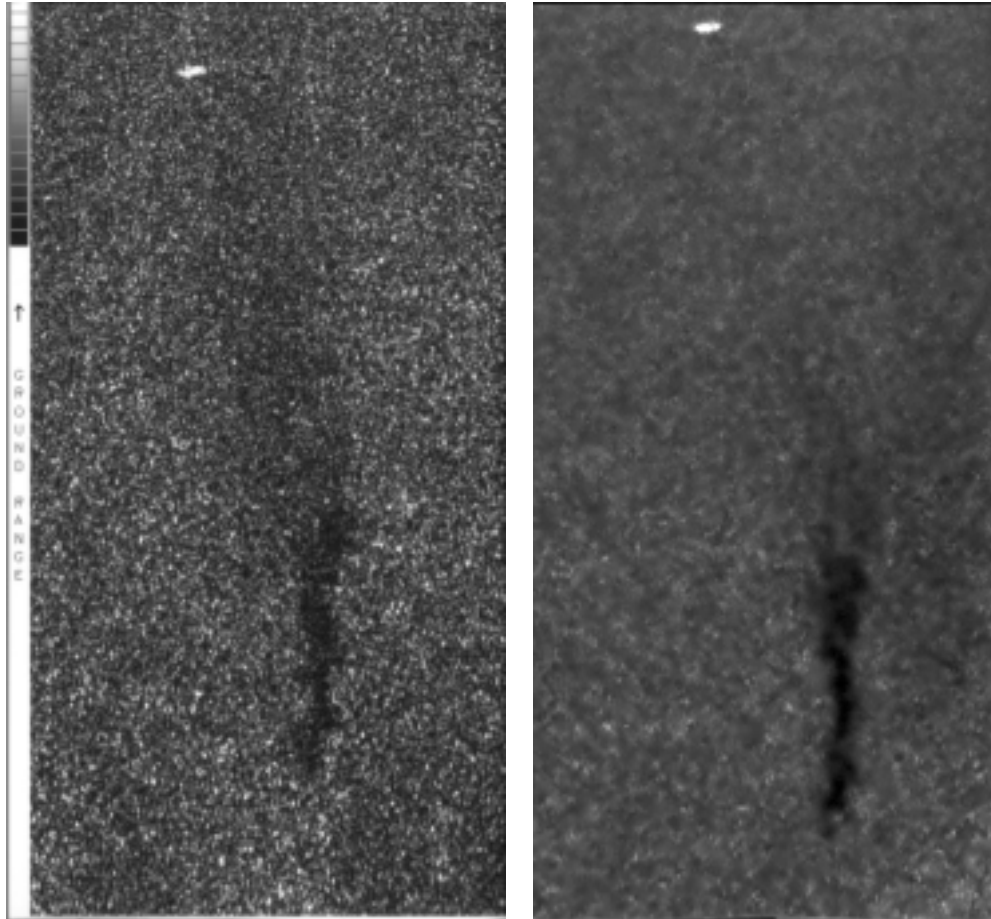


Abb. 3.12: L-Band SAR-Bilder eines Ölflecks (dunkel in der Mitte) und eines Schiffes (hell am oberen Rand). Links: 1 Look, rechts: 3 Looks. Auflösung: Entfernung 15 m; Azimut 3 m durchgehend, Szenengröße 2940 m \times 1470 m, Flughöhe 800 m, Fluggeschwindigkeit über Grund 54 m/s, Depressionswinkel $28^\circ (\pm 17^\circ)$, Frequenz 1,29 GHz, Polarisation VV, Nebenzipfelverhältnis -30 dB in Azimut und Elevation. Das Flugzeug (Do 228) bewegte sich am unteren Bildrand von rechts nach links. SAR-Blickwinkel von unten nach oben (Quelle: DLR).

Auflösungsvermögen δ_{sa} am Boden im Abstand r vom Radar:

$$\delta_{sa} = \theta_a \cdot r = v \cdot T_{sa} . \quad (3.45)$$

Daraus folgt:

$$\delta_{sa} = \Delta f_D \cdot T_{sa} \cdot \frac{d_a}{2} . \quad (3.46)$$

Mit

$$\Delta f_D \cdot T_{sa} = n_{sa} \quad (3.47)$$

erhält man

$$\delta_{sa} = n_{sa} \cdot \frac{d_a}{2} . \quad (3.48)$$

Dabei ist n_{sa} die Zahl der Sichten in Azimut. Aus den Gln. (3.45) und (3.46) wird die Bedeutung von Meßbandbreite Δf_D und Integrationsdauer T_{sa} sowie der unmittelbare Zusammenhang zwischen Speckle einerseits und geometrischer Auflösung andererseits deutlich. Eine Zunahme an ‚Looks‘ verringert das Speckle aber gleichzeitig auch die geometrische Auflösung beim SAR. Abb. 3.12 zeigt dafür ein Beispiel. Im ‚3-Look-Bild‘ ist der Speckle gegenüber dem ‚1-Look-Bild‘ deutlich reduziert, dafür verschwinden dort die Detailstrukturen des Schiffes.

3.2 Die radiometrische Auflösung

Abbildende Systeme haben oft die Aufgabe, landwirtschaftliche Nutzflächen darzustellen und zu klassifizieren. Das bedeutet, das System muß in der Lage sein, Teilflächen mit häufig sehr ähnlichen Grauwerten zu unterscheiden. Das Maß für die Trennbarkeit zweier benachbarter Clutterflächen ist die oben bereits erwähnte radiometrische Auflösung. Zunächst ist für zwei unterschiedliche Verteilungsfunktionen $P_1(x)$ und $P_2(x)$ mit den Mittelwerten \bar{x}_1 und \bar{x}_2 , die durch eine Strecke Δx voneinander getrennt sind, als Definition für die radiometrische Auflösung δ_{rad} das Verhältnis beider Mittelwerte sinnvoll (Abb. 3.13):

$$\delta_{rad} = \frac{\bar{x}_2}{\bar{x}_1} . \quad (3.49)$$

Es stellt sich aber die Frage, wann sich eine zweite Verteilung P_2 deutlich genug von einer Verteilung P_1 abhebt, d. h. um welche Strecke Δx die zweite von der ersten entfernt sein muß, damit sie sich deutlich genug abheben kann. Daraus resultiert dann

$$\delta_{rad} = \frac{\bar{x}_1 + \Delta x}{\bar{x}_1} . \quad (3.50)$$

Man betrachtet deswegen nur die Verteilungsfunktion P_1 . Hierbei bleibt Δx zu defi-

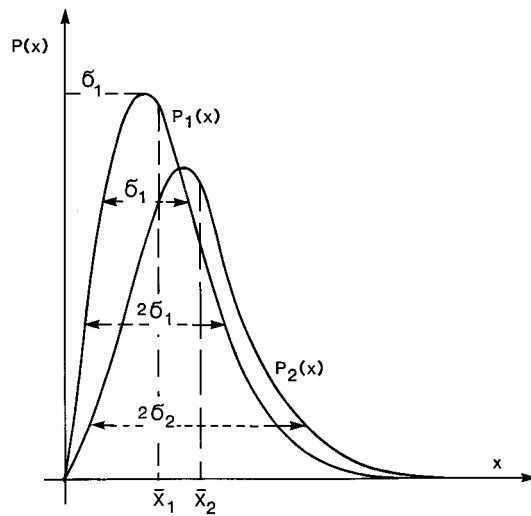


Abb. 3.13: Zur Definition der radiometrischen Auflösung am Beispiel zweier Rayleigh-Verteilungen.

nieren. Dafür kann man z. B. entweder die Standardabweichung σ_S eines der beiden Clutterprozesse oder die Differenz der Mittelwerte aus beiden Standardabweichungen wählen. Zu dieser Definition ist derzeit noch eine Diskussion im Gange, das Problem ist nicht schlüssig gelöst. Bei der ESA, der NASA und den mit diesen Organisationen kooperierenden Forschungsinstitutionen (z. B. JPL, PSN und DLR) hat man sich für den ersten Weg entschieden. Man wählt die Standardabweichung σ_S einer der beiden, hier der ‚ersten‘, Clutterflächen für Δx . Dies ist eine Definition.

Damit resultiert unter Verwendung des üblichen logarithmischen Maßstabs

$$\delta_{\text{rad}} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\bar{x} + \sigma_S}{\bar{x}} . \quad (3.51)$$

Wenn die Meßwerte bei n -facher ‚Mehrfach-Sichten-Verarbeitung‘ einer sogenannten Gammaverteilung gehorchen, resultiert [19]:

$$\delta_{\text{rad}} = 10 \cdot \log_{10} \left[1 + \frac{1}{\sqrt{n}} \right] . \quad (3.52)$$

Bezieht man additives Systemrauschen ein, dann wird δ_{rad} abhängig vom Clutter-Rausch-Verhältnis C/N :

$$\delta_{\text{rad}} = 10 \cdot \log_{10} \left[1 + \frac{(1 + C/N)^{-1}}{\sqrt{n}} \right] . \quad (3.53)$$

Hier wird das grundlegende Problem des Prozessoreinflusses deutlich. Das Systemrauschen N wird beim Prozessieren mitverarbeitet. Je nachdem auf welche Weise N Berücksichtigung findet, erhält man Bilder unterschiedlicher Qualität. Man muß den Einfluß des Rauschens auf das Bildsignal kennen, wenn man hier zu eindeutigen Lösungen gelangen will. Das ist grundsätzlich möglich, indem man Flächen ohne

Rückstreuung im Bild mit ausgewertet, z. B. Signale aus einem sogenannten ‚Radarloch‘, das entweder ein großer Schatten oder ein Volumen über der beobachteten Fläche in Nadir-Richtung sein kann. In der Praxis gestaltet sich das aber sehr schwierig.

3.3 Einflüsse des Systemrauschens auf die Information beim SAR

3.3.1 Interferenzbedingtes, multiplikatives Rauschen

Ein Signal, das aus einem statistischen Prozeß wie in Gl. (3.47) resultiert, und das mit seiner statistischen Verteilung von einem Radarempfänger registriert wird, erfährt im Empfänger während der Signalverarbeitungsprozesse immer Veränderungen, die auch die Verteilungsfunktionen verändern. Abb. 3.14 zeigt exemplarisch ein vereinfachtes Beispiel einer SAR-Bilderstellung für den Fall, daß am Eingang die Amplituden eine *Rayleigh*- und die Phasen eine Normal-Verteilung haben.

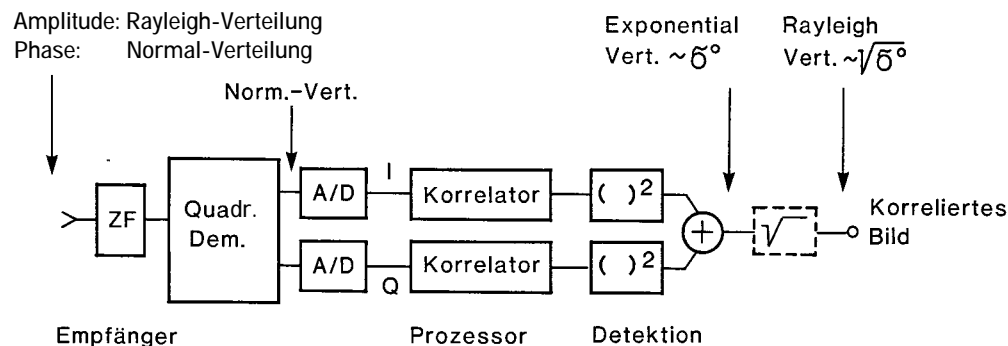


Abb. 3.14: Schema einer SAR-Bilderstellung (horizontale Prozessierung) zur Veranschaulichung der Änderung der Verteilungsfunktionen durch die jeweiligen Verarbeitungsschritte.

Das Ziel bei SAR-Messungen an Flächenzielen ist im zivilen Bereich sehr oft die Bestimmung von σ_0 . Eine zu σ_0 proportionale Meßgröße C erscheint in Abb. 3.14 exponential verteilt dort, wo die korrelierten Real- und Imaginärteile des Signals nach ihrer Quadratur addiert werden. Auf dem Weg dorthin wird aber noch das Eigenrauschen N des Systems additiv dem ursprünglichen Clutter-signal C hinzugefügt (ein flächenabbildendes Radar mißt Rückstreuersignale vom Boden, eine Größe, die man im allgemeinen bei Radarbeobachtungen als Clutter bezeichnet). Nach der Detektion der Meßstelle erscheint eine Leistung P_{C+N} , die sich aus Clutterleistung C und Rauschleistung N zusammensetzt und bei weißem Rauschen einer Exponentialverteilung genügt. Bei einer Exponentialvertei-

lung ist aber der Mittelwert identisch mit der Standardabweichung σ_S . Deswegen gilt:

$$P_{C+N} = C + N = C \cdot \left(1 + \frac{1}{C/N}\right) = \sigma_{C+N}. \quad (3.54)$$

Arbeitet man mit n voneinander unabhängigen ‚Looks‘, dann resultiert für die Standardabweichung des Gesamtsignals

$$\sigma_{S(C+N)} = \frac{C}{\sqrt{n}} \cdot \left(1 + \frac{1}{C/N}\right). \quad (3.55)$$

Für die Varianz des Rauschens allein ergibt sich

$$\sigma_{SN} = \sqrt{N} = \frac{N}{\sqrt{N}} = \frac{C}{\sqrt{N}} \cdot \frac{1}{C/N}. \quad (3.56)$$



Abb. 3.15: Beispiel für eine gute Abbildungsqualität mit SAR bei einem C/N von 5 dB und weniger. Die Szene zeigt das DLR-Gelände (unten) mit dem Flughafen, aufgenommen im C-Band ($\lambda = 5$ cm) aus einer Flughöhe von 914 m. Die Abmessungen der Szene sind $2700 \text{ m} \times 270 \text{ m}$, prozessiert mit 8 Looks, (Quelle: DLR).

Das gesuchte Signal C resultiert aus

$$C = P_{C+N} - N. \quad (3.57)$$

Die Varianz σ_{SC} der gesuchten Meßgröße ist demnach

$$\sigma_{SC}^2 = \sigma_{S(C+N)}^2 + \sigma_{SN}^2. \quad (3.58)$$

Damit erhält man aus Gl. (3.55) und Gl. (3.56):

$$\frac{\sigma_{SC}}{C} = \frac{1}{\sqrt{n}} \cdot \left[1 + \frac{2}{C/N} + \frac{2}{(C/N)^2} \right]^{1/2}. \quad (3.59)$$

Wenn sich das Signal-Rausch-Verhältnis zwischen 1 und ∞ verändert, dann verändert sich dabei die auf den Mittelwert bezogene Streuung nur um den Faktor 2,2, d. h. um etwa 3 dB. Hierin liegt begründet, warum man beim SAR auch mit sehr niedrigen Signal-Rausch-Verhältnissen noch qualitativ recht gute Abbildungen erhält. So lag das Clutter-Rausch-Verhältnis C/N in Abb. 3.15 nur bei etwa 5 dB, und dennoch kam dabei ein Bild mit reicher Struktur und großem Informationsinhalt auch im Fernbereich zustande.

3.3.2 Additives Systemrauschen

Während bisher im wesentlichen interferenzbedingte Signalfuktuationen, sogenanntes multiplikatives Rauschen, Beachtung fanden, sollen der Vollständigkeit halber auch die Einflüsse additiven Systemrauschens auf die Genauigkeit von Radarmessungen zusammengestellt werden. Für die Standardabweichung σ_{0Si} von Messungen der Laufzeit ($i = 1$), der Dopplerfrequenz ($i = 2$) und von Winkeln ($i = 3$) bei Radar gilt [8]:

$$\sigma_{0Si} \geq \frac{1}{\alpha_i \cdot \sqrt{2 \cdot E/N_0}} \quad i = 1, 2, 3. \quad (3.60)$$

Dabei sind die α_i spezifische Konstanten, E ist die Signalenergie, d. h. die Signalleistung pro Bandbreite, und N_0 ist die Rauschenergie, d. h. die Rauschleistung pro Hertz. Man sieht über die bereits dargestellten Zusammenhänge hinaus: Das Eigenrauschen von Mikrowellensystemen bestimmt deren Effizienz wesentlich.

3.4 Mehrdeutigkeiten bei Entfernungs- und Geschwindigkeitsmessungen

3.4.1 Entfernungsmehrdeutigkeit

Bei einem Pulsradar wird die Eindeutigkeit der Entfernungsmessung durch die Pulsfolgefrequenz (auch Pulsfrequenz) f_p bestimmt. Die Pulsfolgefrequenz ist gegeben

durch den zeitlichen Abstand zwischen zwei aufeinander folgenden Impulsen. Ist dieser Abstand immer konstant T_P , dann gilt

$$f_P = \frac{1}{T_P}, \quad (3.61)$$

wobei T_P als Impulsabstand bezeichnet wird. Wenn die Laufzeit eines Impulses vom Radar zum Ziel und zurück kleiner ist als dieser zeitliche Pulsabstand, dann ist auch die Messung eindeutig. Wird die Laufzeit länger und sind die Impulse nicht so gekennzeichnet, daß man sie voneinander deutlich unterscheiden kann, dann wird die Messung mehrdeutig, weil man nicht feststellen kann, ob gerade der erste Impuls mit einer Laufzeit t_1 , der zweite Impuls mit einer Laufzeit $t_1 + T_P$, oder der n -te Impuls mit einer Laufzeit $t_1 + n \cdot T_P$ empfangen wird. Das bedeutet: Eindeutigkeit ist nur gewährleistet, solange gilt

$$t_1 < T_P = \frac{1}{f_P}. \quad (3.62)$$

Mit der Laufzeitrelation nach Gl. (2.81) aus Kap. 2 erhält man daraus den Eindeutigkeitsbereich

$$R_{\text{eind}} \leq \frac{c_0}{2 \cdot f_P}. \quad (3.63)$$

3.4.2 Geschwindigkeitsmehrdeutigkeit

Bei einem Pulsradar ist, wie ausgeführt, im allgemeinen das Sendesignal eine periodische Folge von Rechteck-Impulsen (Kap. 2.4.3). Das Spektrum eines derartigen Signals ist ein kammförmiges Linienspektrum, dessen einzelne benachbarte Linien im allgemeinen nicht durch Amplitudenvergleich voneinander getrennt werden können. Der Linienabstand ist gerade gleich der Pulsfolgefrequenz. Das dopplerverschobene Empfangsspektrum kann man also nur dann eindeutig zur Geschwindigkeitsmessung heranziehen, wenn gilt:

$$f_D \leq f_P. \quad (3.64)$$

Mit der Geschwindigkeitsrelation nach Gl. (2.80) $f_D = 2 \cdot f \cdot v/c_0$ erhält man demnach den eindeutig meßbaren Geschwindigkeitsbereich:

$$v_{\text{eind}} \leq \frac{c_0}{2} \cdot \frac{f_P}{f}. \quad (3.65)$$

Dies gilt, wenn man nur Ziele in Betracht zieht, die sich entweder dem Radar nähern oder aber sich vom Radar entfernen. Will man beide Fälle gleichzeitig betrachten, dann halbiert sich der eindeutige Dopplerbereich.

Für die Eindeutigkeitsrelation erhält man deswegen

$$v_{\text{eind}} \leq \frac{c_0}{4} \cdot \frac{f_P}{f}. \quad (3.66)$$

Setzt man in Gl. (3.66) für f_P den aus Gl. (3.63) resultierenden Wert ein, dann folgt:

$$R_{\text{eind}} \cdot v_{\text{eind}} \leq \frac{c_0^2}{8 \cdot f}. \quad (3.67)$$

Diese Gleichung ist eine Art Unschärferelation für die gleichzeitige Messung von Entfernung und Geschwindigkeit eines Ziels. Sie besagt, daß die Wahl der Frequenz eines Pulsdopplerradars bestimmt, inwieweit man gleichzeitig Entfernung und Geschwindigkeit von Radarzielen eindeutig messen kann, bzw. daß man eine Frequenzgrenze festlegt, wenn man die eindeutig zu messenden Werte für beide Größen vorgibt.

Beispiel: $v_{\text{eind}} = 300 \text{ m/s}$ und $R_{\text{eind}} = 40 \text{ km}$.

Daraus resultiert die Forderung: $f < 1 \text{ GHz}$.

Literaturverzeichnis

- [1] Barton, D.K.: *Radar Systems Analysis*. Norwood, MA: Artech, 1977, p. 100
- [2] Beckmann, P., Spizichino A.: *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*. Oxford: Pergamon Press, 1963
- [3] Blake, L.V.: *Radar Range-Performance Analysis*. Norwood, MA: Artech, 1986, p. 105
- [4] Börner, W. (ed.), et al.: *Direct and Inverse Methods in Radar Polarimetry*. NATO ASI Series, Series C: Mathematical and Physical Sciences, Vol. 350, Part 1 and 2, Dordrecht: Kluwer, 1992
- [5] Long, M.W.: *Radar Reflectivity of Land and Sea*. Norwood, MA: Artech, 1983
- [6] Morchin, W.C.: *Airborne Early Warning Radar*. Norwood, MA: Artech, 1990, p. 150
- [7] Mott, H.: *Antennas for Radar and Communications. A Polarimetric Approach*. New York: Wiley, 1992
- [8] Skolnik, M.I. (ed.): *Radar Handbook*. 1. ed., New York: McGraw-Hill, 1970
- [9] Skolnik, M.I. (ed.): *Radar Handbook*. 2. ed., New York: McGraw-Hill, 1990
- [10] Ulaby, F.T., Dobson, M.C.: *Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain*. Norwood, MA: Artech, 1989
- [11] Ulaby, F.T., Moore R.K., Fung A.K.: *Microwave Remote Sensing, Active and Passive*. Vol. I, Vol. II, Vol. III, Reading, MA: Addison Wesley, 1981, 1982, 1986.

-
- [12] Ulaby, F.T.: *Vegetation Clutter Model*. IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 38, No. 5, May 1980, p. 693 – 703
- [13] Swerling, P.: *More on Detection of Fluctuating Targets*. IEEE Trans. Information Theory, Vol. 11, July 1970
- [14] Barton, D.K.: *Land Clutter Model for Radar Design and Analysis*. Proc. IEEE, Vol. 73, No. 3, p. 198 – 204
- [15] Klement, D., Preißner, J., Stein, V.: *Special Problems in Applying the Physical Optics Method for Backscattering Computations of Complicated Objects*. IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 2, Febr. 1988, p. 228 – 237
- [16] Frieß, W., et al.: *Mono- and Bistatic RCS-Analysis of a Generic Airplane Design with Stealth Characteristics Using Low and High Frequency Computational Methods*. Ground Target Modeling & Validation Conference, 6th Annual Proc., Houghton, Michigan/USA, Aug. 1995
- [17] Graf, G.: *High Resolution Imaging of Radar Targets with Microwaves*. Proc. Military Microwaves 78, London, 1978, p. 295 – 302
- [18] Hartl, Ph.: *Persönliche Kommunikation*. TU Stuttgart, Institut für Navigation
- [19] Keydel, W.: *Stochastische Prozesse in der Mikrowellen-Fernerkundung*. Kleinheubacher Berichte, Bd. 32, 1989, S. 151 – 161
- [20] Keydel, W.: *Application and Experimental Verification of an Empirical Backscattering Cross Section Model for the Earths Surfaces*. IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing, Vol. GE-20, No. 1, Jan. 1982
- [21] Knott, E.F.: *Radar Cross Section*. In: [9], Chapter 11
- [22] Long, W.H., et al.: *Pulse Doppler Radar*. In: [9], Chapter 17
- [23] Lüneburg, E.: *Principles of Radar Polarimetry*. In: IEICE Trans. Electronics (Special Issue on Electromagnetic Theory), Vol. E78-C, No. 10, 1995, p. 1339 – 1345
- [24] Mott, H.: *Definitions of Polarization in Radar*. In: [4] Chapter I-1, p. 117 – 154
- [25] Sauer, T.: *Abbildung geradlinig bewegter Objekte durch Inverses-Synthetik-Apertur-Radar und automatische Objektklassifikation*. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 1996
- [26] Stein, V.: *RCS Prediction Models Based on PO and PTD and State of Validation*. Proc. AGARD, 48th AGARD-EPP Symp. on Target and Clutter Scattering and Their Effects on Military Radar Performance, Ottawa/Canada, May 1991, p. 12-1 to 12-15
- [27] Klement, D., et al.: *State of Development, Validation and Application of the Radar Signature Models SIGMA and BISTRO at DLR*. Ground Target Modeling & Validation Conference, 5th Annual Proc., Houghton, Michigan/USA, Aug. 1994

-
- [28] Hahn, G. J., Shapiro, S.S., Hahn, G.H.: *Statistical Models in Engineering*. New York: Wiley, 1994
- [29] Krogager, E., Börner, W.M., Madsen, S.N.: *Feature-motivated Sinclair Matrix (sphere/diplane/helix) Decomposition and its Application to Target Sorting for Land Feature Classification*. Proc. of SPIE Vol. 3120, 1997, p. 144–154
- [30] Henderson, F.M., Lewis, A.J.: *Principles & Applications of Imaging Radar*. Manual of Remote Sensing, 3. ed., Band 2, Falls Church: American Society of Photogrammetry, 1998