



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg  
*Hamburg University of Applied Sciences*

# Bachelorthesis

Bjarne-Christopher Drengberg

Charakterisierung von Radarreflektoren für das  
S- und X-Band

Bjarne-Christopher Drengberg  
Charakterisierung von Radarreflektoren für das S-  
und X-Band

Bachelorthesis eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung  
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik  
am Department Informations- und Elektrotechnik  
der Fakultät Technik und Informatik  
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer: Prof. Dr. -Ing. Ralf Wendel  
Zweitgutachter: Prof. Dr. -Ing. Jürgen Missun

Abgegeben am 1. April 2016

## **Bjarne-Christopher Drengberg**

### **Thema der Bachelorthesis**

Charakterisierung von Radarreflektoren im S- und X-Band

### **Stichworte**

Radartechnik, Radarquerschnitt, RCS, Radarreflektor CST Microwave Studio, Streuung, Reflexion

### **Kurzzusammenfassung**

Diese Arbeit untersucht drei Radarreflektoren in Hinblick auf ihre Reflexionscharakteristik. Es wird der Radarrückquerschnitt mittels *CST Microwave Studio* simuliert. Die Ergebnisse werden auf ihre Einhaltung des Leistungsstandards für passive Radarreflektoren MSC.164(78) hin überprüft.

## **Bjarne-Christopher Drengberg**

### **Title of the paper**

Characterisation of radarreflector in the S- and X-Band

### **Keywords**

radar engineering, radar cross section, RCS, radar reflector, CST Microwave Studio, Scattering, Reflection

### **Abstract**

This work examines three radar reflectors in view of their reflection characteristics. The radar cross section is simulated by means of *CST Microwave Studio*. The results are checked for the observance of the performance standart for passiv radarreflectors MSC.164(78).

# Inhaltsverzeichnis

<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>6</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>7</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>9</b>
<b>2 MSC 164(78)</b>	<b>11</b>
<b>3 Allgemeine Grundlagen</b>	<b>13</b>
3.1 Eigenschaften elektromagnetischer Wellen . . . . .	13
3.1.1 Freiraumausbreitung . . . . .	13
3.1.2 Reflexion und Transmission . . . . .	13
3.1.3 Nahfeld-Fernfeld-Relation . . . . .	14
3.2 Streuung elektromagnetischer Wellen . . . . .	15
3.2.1 Rückstreuung an Objekten . . . . .	15
3.3 Allgemeine Kenngrößen der Antennen . . . . .	18
<b>4 Grundlagen der Radartechnik</b>	<b>20</b>
4.1 Radarprinzip und Radararten . . . . .	20
4.1.1 Radarprinzip . . . . .	20
4.1.2 Radararten . . . . .	21
4.2 Radarrückquerschnitt . . . . .	23
4.3 Die Radargleichung . . . . .	25
<b>5 Simulation</b>	<b>28</b>
5.1 Solver . . . . .	28
5.1.1 Integral Equation Solver . . . . .	32
5.2 Simulationsumgebung . . . . .	38
5.2.1 Durchführung der Simulation . . . . .	41
5.3 Simulationsobjekte . . . . .	43
5.3.1 Plastimo Oktaeder . . . . .	43
5.3.2 Davis Echomaster . . . . .	43
5.3.3 SR6 . . . . .	44
5.4 Verifikation der Simulationsergebnisse von CST Microwave Studio . . . . .	45

---

5.5	Simulationsergebnisse . . . . .	47
5.5.1	Plastimo . . . . .	48
5.5.2	Davis Echomaster . . . . .	51
5.5.3	SR6 . . . . .	53
5.6	Auswertung . . . . .	57
5.6.1	Auswertung nach MSC164 . . . . .	57
5.6.2	Vergleich mit Bericht <i>Performance Investigation of Marine Radar Reflectors on the Market</i> . . . . .	60
5.7	Worst-Case-Simulation des SR6 . . . . .	61
<b>6</b>	<b>Schluss</b>	<b>63</b>
6.1	Diskussion der Ergebnisse . . . . .	63
6.2	Fazit der Simulation . . . . .	64
6.3	Ausblick . . . . .	64
<b>7</b>	<b>Anhang</b>	<b>65</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>67</b>

# Tabellenverzeichnis

5.1	CST Microwave Studio: Vergleich Genauigkeiten . . . . .	30
5.2	CST Microwave Studio: Vergleich Genauigkeiten . . . . .	40
5.3	CST Microwave Studio: Vergleich Genauigkeiten (Flächen pro Wellenlänge) .	41
5.4	Statistik Plastimo: S-Band . . . . .	49
5.5	Statistik Plastimo: X-Band . . . . .	50
5.6	Statistik Davis Echomaster: S-Band . . . . .	52
5.7	Statistik Davis Echomaster: X-Band . . . . .	53
5.8	Statistik SR6: S-Band . . . . .	54
5.9	Statistik SR6: X-Band . . . . .	56
5.10	Übersicht der Auswertung bzgl. der Einhaltung der Spezifikation nach MSC.164(78) . . . . .	57
5.11	Vergleich der RCS-Werte des Plastimo von CST Microwave Studio und QinetiQ	60
5.12	Statistik SR6: Worst Case . . . . .	61
5.13	Statistik SR6: Worst Case . . . . .	62

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Azimut und Elevation . . . . .	11
3.1	Reflexion an einer rauen Oberfläche . . . . .	16
3.2	Streuung: Polarisationsänderung . . . . .	17
3.3	Richtcharakteristik eines hertz'schen Dipols . . . . .	18
4.1	Primärradarverfahren: monostatisch . . . . .	22
4.2	Primärradarverfahren: bistatisch . . . . .	22
4.3	Sekundärradarverfahren . . . . .	23
4.4	Veranschaulichung zur Herleitung der Radargleichung . . . . .	25
5.1	Hexahedrisches Mesh . . . . .	29
5.2	hexaedrisches Mesh . . . . .	31
5.3	Surface Mesh . . . . .	31
5.4	Algorithmus des Integral Equation Solvers . . . . .	33
5.5	Mesh-Generierung: konsistentes/ nicht-konsistentes Mesh . . . . .	36
5.6	Mesh-Generierung: non-manifold-Mesh . . . . .	36
5.7	Beispiel MLFMM . . . . .	37
5.8	MLFMM: Upward pass . . . . .	38
5.9	Plane Wave . . . . .	39
5.10	Veranschaulichung der Durchführung der Simulation . . . . .	42
5.11	Veranschaulichung des Plastimo . . . . .	43
5.12	Veranschaulichung des Davis Echomaster . . . . .	44
5.13	Veranschaulichung des SR6 . . . . .	44
5.14	Verifikation der Simulationsergebnisse: Kugel . . . . .	45
5.15	Verifikation der Simulationsergebnisse: Zylinder . . . . .	46
5.16	Simulationsergebnis Plastimo: S-Band . . . . .	48
5.17	Simulationsergebnis Plastimo: X-Band . . . . .	49
5.18	Simulationsergebnis Davis Echomaster: S-Band . . . . .	51
5.19	Simulationsergebnis Davis Echomaster: X-Band . . . . .	52
5.20	Simulationsergebnis SR6: S-Band . . . . .	54
5.21	Simulationsergebnis SR6: X-Band . . . . .	55

---

5.22 Polardiagramm des Davis Echomaster für den maximalen und minimalen RCS-Wert bei einem Elevationswinkel von $0^\circ$ im X-Band . . . . .	58
5.23 Fernfeld des Davis Echomaster: X-Band . . . . .	59
5.24 Polardiagramm des SR6 für den maximalen und minimalen RCS-Wert bei einem Elevationswinkel von $0^\circ$ im X-Band . . . . .	59
5.25 Fernfeld des SR6: X-Band . . . . .	60

# 1 Einleitung

In der heutigen Zeit hat der Mensch durch die Radartechnik, welche ein Gebiet der Nachrichtentechnik ist, die Möglichkeit, durch das Aussenden elektromagnetischer Wellen und durch deren Reflexion an Objekten, über den optischen Bereich des menschlichen Auges hinauszublicken. Die Radartechnik ist jedoch durch natürliche Einflüsse wie z.B. das Wetter begrenzt. Der Begriff *Radar* steht für **Radio Detection and Ranging**. Das Ziel der ersten Radarsysteme war die Entdeckung und Entfernungsbestimmung feindlicher Flugzeuge. Im Jahr 1904 wurde, im Bereich der Schifffahrt, das allererste Patent mit dem ursprünglichen Nutzen zu Vermeidung von Unfällen auf dem Rhein angemeldet. In der heutigen Zeit hat die Radartechnik eine viel größere Anwendung im zivilen Bereich sowie im militärischen. Im zivilen Bereich dient sie vor allem im Flug- bzw. Schiffsverkehr zur Orientierung und Verkehrslenkung durch Lotsen an Land. Eine weitere Anwendung von Radarsensoren ist die Schadensuntersuchung von Straßen und Schienen. Des Weiteren dient Radartechnik zur Beobachtung der Erdoberfläche aus dem Weltall. Im militärischen Bereich dient sie zum Beispiel der Freund-/Feinderkennung [siehe Klausing und Holpp (2000), Huder (1999) und Göbel (2001)].

In dieser Bachelorarbeit werden passive Radarreflektoren in Hinsicht auf ihre Reflexionscharakteristik und auf ihre Einhaltung des *Leistungsstandard für passive Radarreflektoren Nr. 164*, welche auf der 78. Sitzung des *Marine Safety Comitee (MSC)* im Jahr 2004 beschlossen wurde, untersucht. Unter passiven Radarreflektoren werden geometrische Objekte verstanden, welche beim Auftreffen einer elektromagnetischen Welle auf ihrer Oberfläche, diese ausreichend in die entgegengesetzte der Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle reflektieren. Sie werden vorwiegend in der Kleinschifffahrt eingesetzt. Die Spezifikation *MSC.164(78)* ist Bestandteil der internationalen Konvention *Safety of Life at Sea (SOLAS)*. Die *SOLAS*, welche nach dem Titanic-Unglück im Jahre 1912 entstand, ist eine Norm zum Schutz des menschlichen Lebens auf See [siehe IMO (1974)]. Für die Untersuchung werden die Radarrückquerschnitte (RCS<sup>1</sup>)  $\sigma$  von drei Radarreflektoren mit Hilfe einer Simulationssoftware für elektromagnetische Felder simuliert. Der RCS ist ein Maß in der Radartechnik um die Reflexionseigenschaften eines Objektes beurteilen zu können.

---

<sup>1</sup>Radar Cross Section

Die Ergebnisse werden dahingehend untersucht, ob die Spezifikation *MSC.164(78)* eingehalten wird. Abschließend wird eine Worst-Case-Simulation des passiven Radarreflektors durchgeführt, welcher am ehesten die Spezifikation *MSC.164(78)* einhält. Es wird analysiert, welche Dimensionen für Radarreflektoren möglich sind.

Zunächst wird in dieser Bachelorarbeit auf allgemeine Grundlagen (Kapitel 3) elektromagnetischer Wellen eingegangen. Des Weiteren werden im Kapitel 4 allgemeine Grundlagen der Radartechnik beschrieben, wobei zu erwähnen sei, dass nur auf das Radarprinzip, die Radararten, den Radarrückquerschnitt (RCS) und die Radargleichung eingegangen wird auf Grund der Größe des Themengebietes der Radartechnik. Anschließend wird im Kapitel 5 auf die Simulationssoftware näher eingegangen und erläutert wie der Radarrückquerschnitt berechnet wird.

## 2 MSC 164(78)

Die Spezifikation *MSC.164(78)* schreibt vor, dass Schiffe mit einer Bruttoreaumzahl<sup>1</sup> kleiner als 150 einen aktiven oder passiven Radarreflektor an Bord haben müssen, um von einem Radarsystem erkannt zu werden. Die Radarreflektoren müssen für die Frequenzen 3 GHz (S-Band) und 9 GHz (X-Band) ausreichend reflektieren, damit sie von Radarsystemen anderer Schiffe detektiert werden können. So können Kollisionen verhindert werden. Radarsysteme können durch ihre Reichweite grob in drei Kategorien (Weitbereichsradar, Mittelbereichsradar, Nahbereichsradar) eingeteilt werden. Die beiden Frequenzen werden im *Mittelbereichsradar* angewendet, welche eine Reichweite von 50 bis 100 km erreichen kann [siehe MSC (2004) und Göbel (2001)].

Für das bessere Verständnis werden im Folgenden kurz die Begriffe *Azimut* und *Elevation* anhand eines dreidimensionalen Koordinatensystems erläutert: Der Azimutwinkel ist der Winkel auf der horizontalen Eben zwischen dem Zielpunkt und der Nord-Achse. Der Elevationswinkel bezieht sich auf den Winkel eines Zielpunktes. Der Bezugspunkt ist die vertikale Ebene. Die beiden Winkel sind in der nachfolgenden Abbildung 2.1 zur Verdeutlichung abgebildet.

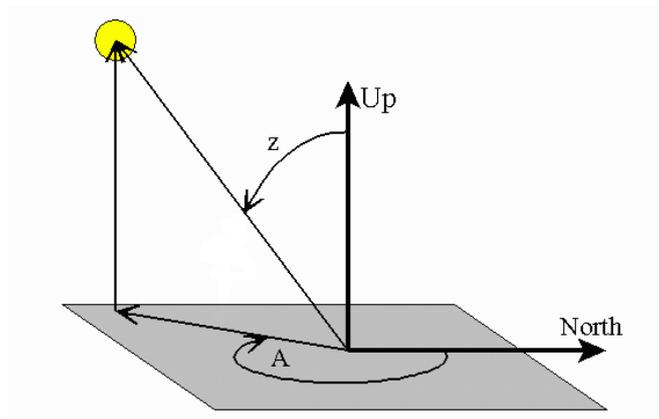


Abbildung 2.1: Azimutwinkel (A) und Elevationswinkel (z) [Earth System Research Laboratory]

<sup>1</sup> dimensionslose Bezeichnung für die Größe eines Schiffes

## Performance

Folgende Anforderungen werden in der *MSC.164(78)* an passive Radarreflektoren gefordert:

- Der RCS, gemessen in  $m^2$ , darf für 9 GHz (X-Band) den Wert von  $\sigma = 7,5 m^2$  und für 3 GHz (S-Band) den Wert von  $\sigma = 0,5 m^2$  nicht unterschreiten (siehe Punkt 3.1 in [MSC (2004)]).

Die nachfolgenden Vorgaben gelten für beide Frequenzen.:

- Der passive Radarreflektor darf im Azimut für mindestens  $280^\circ$  den vorgeschriebenen Wert des RCS nicht unterschreiten (siehe Punkt 3.2.1 in [MSC (2004)]).

- Wenn der RCS den vorgeschriebenen Wert unterschreitet, darf dieser Einbruch nicht mehr als  $10^\circ$  Azimut betragen (siehe Punkt 3.2.2 in [MSC (2004)]).

- Der Winkelabstand (Azimut) darf nicht kleiner als  $20^\circ$  zwischen zwei Einbrüchen sein (siehe Punkt 3.2.3 in [MSC (2004)]).

- Der RCS soll bei vertikaler Neigung (Elevation) von bis zu  $20^\circ$  den vorgeschriebenen Mindestwert nicht unterschreiten und die Spezifikation einhalten (siehe Punkt 3.3 in [MSC (2004)]).

Die Änderungen, die auf der 78. MSC beschlossen wurden, sind im Anhang im Ordner *MSC* einzusehen. Die Spezifikation *MSC.164(78)* ist ebenfalls im Anhang einzusehen.

Die oben aufgeführten Punkte der Spezifikation *MSC.164(78)* werden in Kapitel 5 auf ihre Einhaltung in Bezug auf die drei passiven Radarreflektoren *Plastimo*, *Davis Echomaster* und *SR6* hin (siehe Kapitel 5.3) überprüft.

# 3 Allgemeine Grundlagen

## 3.1 Eigenschaften elektromagnetischer Wellen

### 3.1.1 Freiraumausbreitung

Elektromagnetische Wellen gehen in der Realität von Stromelementen bzw. Strömen auf Antennen oder Streukörpern aus. Für das Fernfeld eines sehr kurzen Dipols der Länge  $l$  gilt:

$$\vec{E} = \frac{E_0 \cdot \omega^2}{c^2} \cdot \frac{1}{r} \cdot e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})} \cdot (\vec{r}_0 \times \vec{I} \times \vec{r}_0) \quad (3.1)$$

$$\vec{H} = \frac{I_0 \cdot \omega^2}{c^2} \cdot \frac{1}{r} \cdot e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})} \cdot (\vec{r}_0 \times \vec{I} \times \vec{r}_0) \quad (3.2)$$

In den beiden Gleichungen stellt der Vektor  $\vec{r}_0$  den Einheitsvektor in Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle dar.

Daraus folgt, dass die Antenne die Polarisationsbasis der elektromagnetischen Welle mittels der Richtung der auf ihr fließenden Ströme, definiert. Für die Radartechnik ist die Freiraumausbreitung von Bedeutung, da der RCS von den Eigenschaften (Polarisation, Frequenz) der elektromagnetischen Welle abhängt [siehe Klausing und Holpp (2000)].

### 3.1.2 Reflexion und Transmission

Eine Reflexion bzw. Transmission tritt auf, wenn elektromagnetische Wellen entlang ihres Ausbreitungsweges auf ein Objekt treffen. Dabei gilt das *Snellius'sche* Brechungsgesetz:

$$\sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \cdot \sin(\alpha_1) = \sqrt{\epsilon_2 \mu_2} \cdot \sin(\alpha_2) \quad (3.3)$$

$\epsilon$  und  $\mu$  sind die Materialkonstanten der jeweiligen Materialien in dem sich die elektromagnetische Welle ausbreitet bzw. auf welches die elektromagnetische Welle auftrifft. Für einen Raum mit gleichen Materialkonstanten gilt *Einfallswinkel* gleich *Ausfallswinkel*. Die Reflexion bzw. Transmission einer elektromagnetischen Welle ist abhängig von ihrer Polarisation. Die

Reflexions- bzw. Transmissionsfaktoren für die Polarisationsbasen parallel und senkrecht zur Einfallsebene berechnen sich durch die *Fresnel'schen Formeln*:

$$R_p = \frac{E_p^r}{E_p^i} = \frac{Z_1 \cdot \cos(\alpha_1) - Z_2 \cdot \cos(\alpha_2)}{Z_1 \cdot \cos(\alpha_1) + Z_2 \cdot \cos(\alpha_2)} \quad (3.4)$$

$$R_s = \frac{E_s^r}{E_s^i} = \frac{Z_2 \cdot \cos(\alpha_1) - Z_1 \cdot \cos(\alpha_2)}{Z_2 \cdot \cos(\alpha_1) + Z_1 \cdot \cos(\alpha_2)} \quad (3.5)$$

$$T_p = \frac{E_p^t}{E_p^i} = \frac{2 \cdot Z_1 \cdot \cos(\alpha_1)}{Z_1 \cdot \cos(\alpha_1) + Z_2 \cdot \cos(\alpha_2)} \quad (3.6)$$

$$T_s = \frac{E_s^t}{E_s^i} = \frac{2 \cdot Z_2 \cdot \cos(\alpha_1)}{Z_2 \cdot \cos(\alpha_1) + Z_1 \cdot \cos(\alpha_2)} \quad (3.7)$$

Dabei sind  $E_p^i, E_s^i$  die Feldkomponenten der einfallenden Welle.  $E_p^t, E_s^t$  sind die Feldkomponenten der in das Medium eindringenden Welle und  $E_p^r, E_s^r$  sind die Feldkomponenten der reflektierten Welle.  $Z_1$  und  $Z_2$  sind die Feldwiderstände der Medien.

Neben der Reflexion und Transmission gibt es noch die Effekte der Absorption und der Eindringtiefe elektromagnetischer Wellen, welche hier kurz erwähnt werden. Innerhalb eines Mediums erfährt eine elektromagnetische Welle bei ihrer Ausbreitung eine Dämpfung sowie eine Phasenänderung. Die Eindringtiefe ist der zurückgelegte Wert bei dem die Amplitude der elektromagnetischen Welle um  $\frac{1}{e}$  abgenommen hat [siehe Klausing und Holpp (2000)].

### 3.1.3 Nahfeld-Fernfeld-Relation

Wie aus Gleichung 3.1 und 3.2 in Kapitel 3.1.1 ersichtlich ist, besitzt eine elektromagnetische Welle bei ihrer Ausbreitung eine  $r^{-1}$ -Abhängigkeit. Dies führt zu einer Krümmung der elektromagnetischen Welle. Bei Vergrößerung der Entfernung  $r$  von der Quelle nähert sich die Wellenfront immer weiter einer ebenen Welle an. Wenn die Wellenfront als eben<sup>1</sup> angesehen werden kann, beginnt definitionsgemäß das Fernfeld. Die mathematische Definition der Fernfeldbedingung lautet:

$$r_F \geq 2 \cdot \frac{d^2}{\lambda} \quad (3.8)$$

wobei  $d$  die Abmessung der Sendeantenne ist [siehe Klausing und Holpp (2000)].

<sup>1</sup>Krümmung der betrachteten Wellenfront ist klein genug

## 3.2 Streuung elektromagnetischer Wellen

### 3.2.1 Rückstreuung an Objekten

Die in Kapitel 3.1.2 angeführten *Fresnelschen* Reflexionsformeln gelten bei Flächen nur bedingt. Durch die Rauigkeit der Oberfläche eines Objektes wird die elektromagnetische Welle bei ihrer Reflexion gestreut. Die *Fresnelschen* Reflexionsformeln können hingegen bei großen Wellenlängen über eine ebene Fläche, wie z.B. Eis-, Wasser- oder Sandflächen angewendet werden. Trifft eine Welle mit der Strahlungsdichte  $S_0$  auf eine raue Oberfläche, so wird diese über einen großen Winkelbereich gestreut. Das Maximum der gestreuten Wellen liegt im Streuwinkel, der dem Winkel der einfallenden Welle entspricht. Die maximale reflektierte Strahlungsdichte berechnet sich aus:

$$S = S_0 \cdot e^{-g} \quad (3.9)$$

Der Exponent  $-g$  wird als Rauigkeitsparameter beschrieben und ist folgendermaßen definiert als:

$$g = \frac{4\pi \cdot \sigma \cdot \sin(\delta)}{\lambda} \quad (3.10)$$

wobei  $\sigma$  die Standardabweichung ist. Die Unterscheidung zwischen einer regulären Reflexion und einer Streuung wird durch das *Rayleigh-Kriterium*<sup>2</sup> definiert. Dieses Kriterium dient zur Beurteilung der Rauigkeit einer Fläche bzw. Oberfläche eines Körpers und beinhaltet, dass die Rauigkeit einer Fläche in Hinblick auf die Reflexion bzw. Streuung einer elektromagnetischen Welle von den Höhenschwankungen der Geometrie abhängig ist. Des Weiteren ist die Streuung der elektromagnetischen Welle von dem Streifwinkel  $\delta$ , unter dem die Welle auf die Fläche trifft, abhängig. Es werden im Nachfolgenden die beiden Wellen, die am höchsten sowie am niedrigsten Punkt der Oberfläche gestreut werden betrachtet (siehe nachfolgende Abbildung 3.1).

---

<sup>2</sup>John William Strutt, 3. Baron Rayleigh (1842-1919)

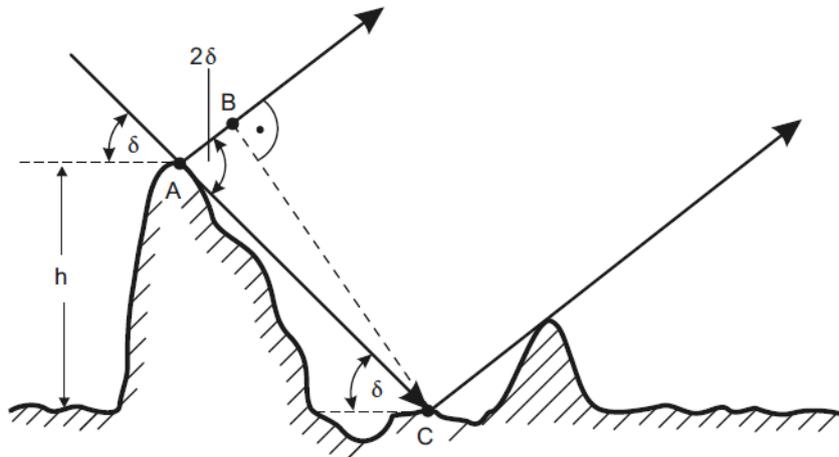


Abbildung 3.1: Reflexion an einer rauen Oberfläche zur Definition des *Rayleigh-Kriteriums* [Rembold (2015)]

Der Wegunterschied  $\Delta l$  der beiden reflektierten Wellen ist folgendermaßen definiert:

$$\Delta l = AC - AB = \frac{h}{\sin(\delta)} - \frac{h}{\sin(\delta)} \cdot \cos(2\delta) = 2 \cdot h \cdot \sin(\delta) \quad (3.11)$$

Aus dem Wegunterschied  $\Delta l$  kann die Phasendifferenz der beiden reflektierten Wellen berechnet werden:

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot \frac{\Delta l}{\lambda} = \frac{4\pi \cdot h}{\lambda} \cdot \sin(\delta) \quad (3.12)$$

Für eine reguläre Reflexion auf einer ebenen Fläche muss die Bedingung  $\Delta\varphi \leq \frac{\pi}{4}$  erfüllt sein. Aus dieser Bedingung ergibt sich die Grenze des *Rayleigh-Kriteriums*:

$$h_r \leq \frac{\lambda}{16 \cdot \sin(\delta)} \quad (3.13)$$

Daraus folgt:

- $h < h_r \rightarrow$  reguläre Reflexion
- $h > h_r \rightarrow$  rauer Grenzfläche  $\rightarrow$  Streuung

Bei einer Rückstreuung an einem Objekt ändert sich nicht nur die Phase der reflektierten bzw. gestreuten elektromagnetischen Welle, sondern auch ihre Polarisation. Die nachfolgende Abbildung 3.2 zeigt zum Verständnis eine elektromagnetische Welle in Richtung eines Objektes, sowie die gestreute elektromagnetische Welle mit den dazugehörigen Koordinatensystemen.

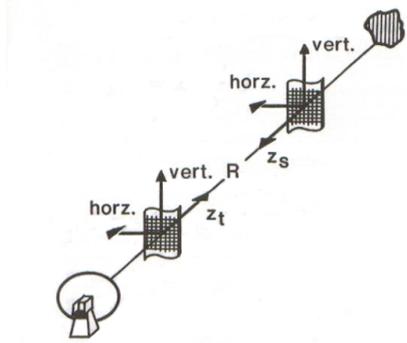


Abbildung 3.2: Polarisationsänderung einer elektromagnetischen Welle nach der Reflexion [Klausing und Holpp (2000)]

Die elektromagnetische Welle kann als eben angenommen werden, wenn die Fernfeldbedingung (siehe 3.1.3) eingehalten wird. Dann gilt für die elektromagnetische Welle:

$$\vec{E}_i = \frac{|\vec{E}_0|}{r} \cdot e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})} \cdot \vec{T} \quad (3.14)$$

Der Vektor  $\vec{T}$  charakterisiert die Polarisationsbasis der Sendeantenne und  $r$  bezeichnet die Entfernung zwischen dem Radarsystem und dem Objekt. Im Nachfolgenden wird nur die lineare Polarisation betrachtet. Für den Vektor  $\vec{T}$  bedeutet dies:

$$\vec{T} = (I_H, I_V) \quad (3.15)$$

Die reflektierte elektrische Feldstärke  $\vec{E}$  am Ort der Empfangsantenne ergibt sich aus:

$$\vec{E}_s = \begin{bmatrix} E_{sH} \\ E_{sV} \end{bmatrix} = \frac{e^{jkr}}{r} \cdot \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{iH} \\ E_{iV} \end{bmatrix} = \frac{e^{jkr}}{r} \cdot \mathbf{S} \cdot \vec{E}_i \quad (3.16)$$

Durch Einsetzen der Gleichung 3.14 in Gleichung 3.16 ergibt sich:

$$\vec{E}_s = |\vec{E}_0| \cdot \frac{e^{j(\omega t - 2kr)}}{r^2} \cdot \mathbf{S} \cdot \vec{T}_i \quad (3.17)$$

$\mathbf{S}$  ist dabei die monostatische Streumatrix. Durch sie wird vorgegeben, wie sich die Polarisation der elektromagnetischen Welle ändert. Aufgrund des Reziprozitätstheorems<sup>1</sup> ist die

<sup>1</sup>Das Reziprozitätstheorem besagt, dass sich eine elektromagnetische Welle auf dem Hin- und Rückweg gleich verhält. Das bedeutet, dass die Eigenschaften und Kenngrößen der elektromagnetischen Welle sowie ihre Änderungen auf einem Weg, unabhängig von der Richtung des Weges sind [siehe Klausing und Holpp (2000)].

Streumatrix  $\mathbf{S}$  symmetrisch ( $S_{HV} = S_{VH}$ ). Als Grundlage für dieses Kapitel dienen Klausing und Holpp (2000) und Rembold (2015).

### 3.3 Allgemeine Kenngrößen der Antennen

Antennen bieten die Möglichkeit des Übergangs zwischen einer leitungsgebundenen elektromagnetischen Welle und der Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle im freien Raum. Bei passiven Antennen kann der Übergang in beide Richtungen (Sende- und Empfangsantenne) erfolgen.

Bei sinusförmiger Anregung wird durch die Sendeantenne im Fernfeld eine elektromagnetische Welle erzeugt. Die elektromagnetische Welle breitet sich in Richtung des Radiusvektors  $\vec{r}$  aus und die elektrische Feldstärke  $\vec{E}$  und die magnetische Feldstärke  $\vec{H}$  stehen in jedem Betrachtungspunkt senkrecht aufeinander [Göbel (2001)].

#### Richtcharakteristik

Die Richtcharakteristik gibt Aufschluss über die räumliche Verteilung der ausgestrahlten bzw. empfangenen Energie und ist so ein wesentlicher Parameter einer Antenne. Abbildung 3.3 zeigt ein solches Richtdiagramm.

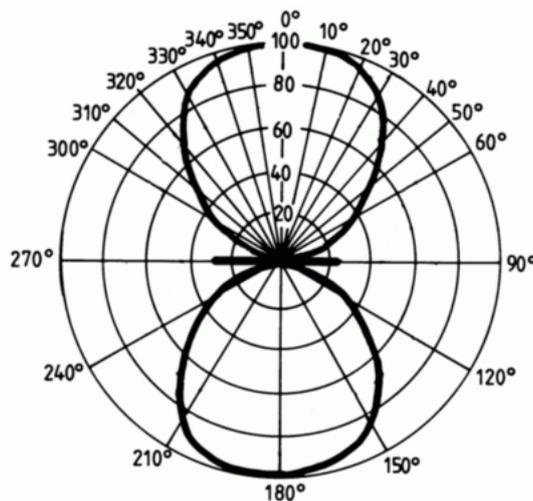


Abbildung 3.3: Richtcharakteristik eines hertz'schen Dipols [Deutscher Amateur Radio Club e.V. (2015)]

In der Radartechnik werden vor allem Antennen mit einer stark bündelnden Richtcharakteristik eingesetzt. Da jedoch die Möglichkeit besteht, dass durch die Antenne uninteressante Signale empfangen werden, werden diese durch Signalverarbeitung unterdrückt [siehe Göbel (2001)].

### Antennengewinn

Der Antennengewinn  $G$  ist definiert, als das Verhältnis der Leistungsdichte  $S_{max}$  in Hauptstrahlrichtung der zu charakterisierenden Antenne zu der erzeugten Leistungsdichte  $S_{isotrop}$  eines isotropen<sup>3</sup> Strahlers in der Entfernung  $R$  bei gleicher Sendeleistung  $P_S$ :

$$G = \frac{S_{max}}{S_{isotrop}} \quad (3.18)$$

Der Antennengewinn muss in anderen Raumrichtungen kleiner sein als der Gewinn in Hauptstrahlrichtung [siehe Huder (1999)].

### Antennenwirkfläche

Die Antennenwirkfläche  $A_e$  ist die Fläche, die beim Auftreffen einer elektromagnetischen Welle elektrisch wirksam wird. Sie ist ein Proportionalitätsfaktor zwischen der Leistungsdichte  $S_r(r)$  am Ort des Objektes und der reflektierten Leistung  $P_r$ :

$$A_e = \frac{\lambda^2 \cdot G}{4 \cdot \pi} \quad (3.19)$$

[siehe Klausing und Holpp (2000)]

---

<sup>3</sup>gleichmäßiges kugelförmiges Abstrahlen

# 4 Grundlagen der Radartechnik

## 4.1 Radarprinzip und Radararten

### 4.1.1 Radarprinzip

Unter dem Begriff *RADAR* versteht man ein Verfahren, dass durch reflektierte oder automatisch zurückgesendete elektromagnetische Wellen Informationen über entfernte Ziele gewinnt. Unter einem Ziel wird ein Objekt verstanden, welches durch seine Eigenschaften beschrieben wird. Das Prinzip eines Radarsystem ist das Echoprinzip. Über eine Antenne mit hoher Richtwirkung wird eine elektromagnetische Welle je nach Radarverfahren gebündelt in das beobachtete Gebiet ausgestrahlt. Diese wird an den Zielen teilweise absorbiert bzw. reflektiert. Die zur Empfangsantenne des Radar-Systems reflektierten bzw. zurückgesendeten elektromagnetischen Wellen werden von der Empfangsantenne empfangen und im Empfänger verarbeitet. Aus den Eigenschaften des empfangenen Signals (Amplitude, Frequenz, Phase, Polarisation und Laufzeit) können Informationen über das Ziel gewonnen werden. Die Aufgaben eines Radars zusammengefasst, sind:

- Entdeckung von Zielen in der eingesetzten Umgebung
- Bestimmung der Anzahl der Ziele in der eingesetzten Umgebung
- die genaue Position der einzelnen Ziele
- und die Eigenschaften der Ziele.

Die Qualität der Antworten hängt von der Reichweite, dem Auflösungsvermögen und von der Messgenauigkeit des Radars ab. Aus den Echosignalen lassen sich folgende Informationen gewinnen:

- Entfernung  $R_Z$ ,
- Winkelposition (Azimuth  $\alpha$ , Elevation  $\epsilon$ ),

- Höhe über dem Grund  $H_Z$ ,
- Geschwindigkeit  $v_Z$ ,
- Größe,
- Struktur,
- Materialeigenschaften.

Die Entfernung  $R_Z$  kann aus der Laufzeit, die die elektromagnetische Welle von der Sendeanenne zum Ziel und zurück zur Empfangsantenne braucht berechnet werden. Die Winkelpositionen  $\alpha$  und  $\epsilon$  werden aus der Position der Empfangsantenne beim Empfang ermittelt. Aus der Frequenzverschiebung zwischen dem gesendeten und empfangenen Signal kann die radiale Geschwindigkeit  $v_r$  berechnet werden. Aus dieser kann mit Hilfe anderer Parameter die Geschwindigkeit des Objektes  $v_Z$  berechnet werden. Mit Hilfe der Signalintensität (Amplitude) können Informationen über die Größe, sowie die Struktur des Zieles gewonnen werden. Dieser Abschnitt ist angelehnt an Klausing und Holpp (2000) und Göbel (2001).

### 4.1.2 Radararten

In der Radartechnik werden zwei verschiedene Verfahren angewendet, zum einen das Primärradarverfahren und zum anderen das Sekundärradarverfahren. Das Primärradarverfahren arbeitet im Gegensatz zu dem Sekundärradarverfahren ausschließlich mit dem am Ziel reflektierten Signal, während das Sekundärradarverfahren auf der Kommunikation zwischen dem Radarsystem und dem Ziel beruht.

#### Primärradarverfahren

Das Primärradarverfahren wird in zwei Radararten unterteilt. Bei einem monostatischen Radar sind die Sende- und Empfangsantenne an einem Ort. Es ist das meist eingesetzte Radarverfahren aufgrund seines kleinen gerätetechnischen Aufwands. Dabei besteht die Möglichkeit eine einzelne Antenne oder zwei Antennen für den Sende- und Empfangsvorgang zu verwenden. Der Abstand zwischen den beiden Antennen  $R_{SE}$  liegt im Größenbereich der Wellenlänge des Radarsignals ( $R_{SE} \leq \lambda$ ). Das Prinzip eines monostatischen Radars ist in der nachfolgenden Abbildung 4.1 abgebildet.

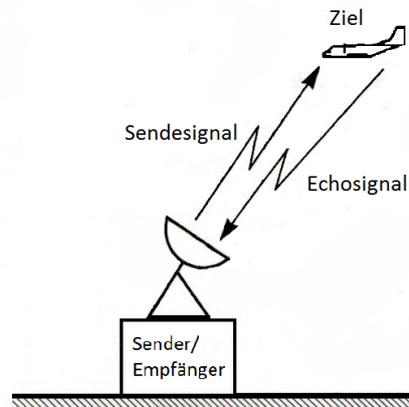


Abbildung 4.1: monostatisches Radarprinzip [Klausing und Holpp (2000)]

Bei einem bistatischen Radar sind die Sende- und Empfangsantenne an zwei unterschiedlichen Orten aufgestellt. Der Abstand zwischen den beiden Antennen ist im Gegensatz zur Wellenlänge des Radarsignals groß ( $R_{SE} \gg \lambda$ ). Das bistatische Radar hat vor allem einen militärischen Nutzen, da nur der Sender bei gewollter Störung gestört wird und der Empfänger von der Störung nicht beeinflusst wird. Außerdem ist bei bistatischen Radaren zu beachten, dass eine Kommunikationsverbindung zwischen der Sende- und Empfangsstation bestehen muss. Über die Verbindung erfolgt ein Austausch der gewonnenen Informationen, die die Synchronisation zwischen Sende- und Empfangssignal gewährleistet.

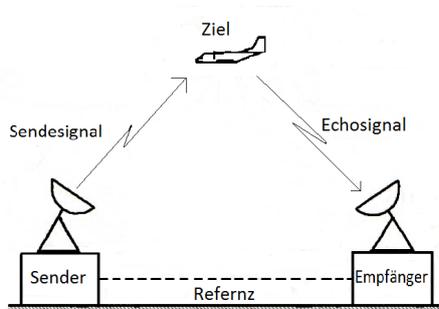


Abbildung 4.2: bistatisches Radarprinzip [Klausing und Holpp (2000)]

### Sekundärradarverfahren

Beim Sekundärverfahren werden vom Sender Impulsgruppen abgestrahlt, welche im Antwortgerät (Transponder) des Zieles eine Antwort auslösen. Diese werden mit einer anderen Trägerfrequenz zum Empfänger gesendet. Die vom Ziel abgestrahlten Impulsgruppen

enthalten Information über das Ziel. Das Sekundärverfahren hat im Gegensatz zum Primär-  
radarverfahren den Vorteil, dass durch die Kommunikation dem Radarsystem zusätzlich zu  
den Grundinformation (Entfernung, Geschwindigkeit, Richtung) weitere Informationen über  
das Ziel mitgeteilt werden können. Des Weiteren wird das Antwortsignal nicht durch die re-  
flektierten elektromagnetischer Wellen unrelevanter Ziele gestört, da die Antwort mit einer  
anderen Trägerfrequenz gesendet wird. Die Empfangsleistung  $P_E$  nimmt auf dem Ausbrei-  
tungsweg um den Faktor  $\frac{1}{R^2}$  ab.

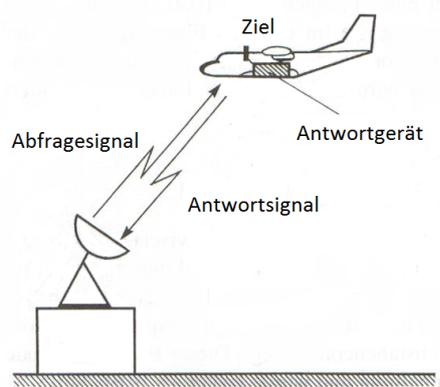


Abbildung 4.3: Sekundärradarverfahren [Klausing und Holpp (2000)]

Das Kapitel 4.1 ist angelehnt an Klausing und Holpp (2000), Göbel (2001) und Huder (1999).

## 4.2 Radarrückquerschnitt

In der Radartechnik werden Ziele durch ihren RCS  $\sigma$  beschrieben. Der RCS ist abhängig von den Eigenschaften des Zieles (Materialeigenschaften, Geometrie, Oberflächenstruktur), den Eigenschaften der elektromagnetischen Welle (Polarisation, Sendefrequenz des Radarsystems) und von dem Winkel, mit dem die elektromagnetische Welle auf das Ziel trifft, sowie dem Ausfallwinkels der elektromagnetischen Welle. Für den monostatischen RCS ist der Winkel gleich. In den meisten Fällen ist der Einfallswinkel und Ausfallswinkel für das bistatische Radar unterschiedlich. Die mathematische Definition des RCS ist das Verhältnis der pro Einheitsraumwinkel zum Empfänger zurückgestreuten Leistung zu der auf das Ziel einfallenden Leistung:

$$\sigma = 4\pi r^2 \cdot \frac{|E_2|^2}{|E_1|^2} \quad (4.1)$$

$r$  entspricht der Entfernung, die die elektromagnetische Welle vom Radarsystem zum Ziel zurücklegt. Der RCS hat die Dimension einer Fläche und ist entfernungsabhängig. Aus der

Gleichung 4.16 in Kapitel 4.3 ist der RCS als Skalar definiert. Für die genaue Beschreibung der Rückstreuung einer elektromagnetischen Welle an einem Objekt ist die komplette Streumatrix  $\mathbf{S}$  erforderlich. Diese kann aus Radarstreuquerschnitten beschrieben werden:

$$S = S_0 = \begin{bmatrix} \sqrt{\sigma_{HH} e^{j\varphi_{HH}}} & \sqrt{\sigma_{HV} e^{j\varphi_{HV}}} \\ \sqrt{\sigma_{VH} e^{j\varphi_{VH}}} & \sqrt{\sigma_{VV} e^{j\varphi_{VV}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Es gilt das Reziprozitätstheorem. Die Indizes H und V stehen hier für *horizontale* und *vertikale* Polarisation. Die Streumatrix  $\mathbf{S}$  eines Objektes kann in drei elementare Matrizen zerlegt werden:

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

Diese Matrizen werden *Pauli*-Matrizen genannt.

Obwohl der RCS die Dimension einer Fläche hat, entspricht er nicht der geometrischen Fläche des Objektes und kann dadurch einen höheren bzw. niedrigeren Wert als die Schattfläche des Objektes besitzen. Da die elektromagnetische Welle nicht isotrop vom Objekt zurück gestreut wird, hat der Gewinn  $G$  des Objektes für eine bestimmte Reflexionsrichtung einen Einfluss auf den RCS. Der Gewinn  $G$  ist definiert als:

$$G = \frac{|E_2|^2 \cdot 4\pi r^2}{|E_1|^2 \cdot A_e} \quad (4.3)$$

Aus Gleichung 4.1 folgt, dass der RCS das Ergebnis aus dem Produkt der effektiven Fläche  $A_e$  und dem Gewinn  $G$  ist:

$$\sigma = G \cdot A_e \quad (4.4)$$

Die Fernfeldbedingung muss eingehalten sein (siehe Kapitel 3.1.3).

Für eine exakte Berechnung des RCS wird die Lösung der *Maxwell'schen Gleichungen* benötigt.

### Reduzierung des RCS

Obwohl es in der Radartechnik um die Entdeckung von Objekten im Raum geht, wird in manchen Anwendungsgebieten probiert, den RCS eines Objektes so zu reduzieren, dass

es von einem Radarsystem nicht erkannt wird. Zur Reduzierung des RCS kann das Objekt mit absorbierendem Material beschichtet werden, welches frequenzabhängig ist. Diese Technologie wird *Stealth*-Technologie genannt. Sie findet vor allem im militärischen Bereich einen Nutzen. So haben z.B. die Stealth-Bomber F-117 und B2 einen RCS von unter einem Quadratmeter. Eine weitere Möglichkeit ist, die Geometrie des Objektes so zu konstruieren, dass die elektromagnetische Welle durch mehrfache Reflexion ihre Energie verliert oder durch die Geometrie über einen großen Winkelbereich gestreut wird.

Das Kapitel 4.2 richtet sich nach Klausing und Holpp (2000), Huder (1999) und Göbel (2001).

### 4.3 Die Radargleichung

Die Radargleichung beschreibt nach H. Klausing und W. Holpp [Klausing und Holpp (2000)] den physikalischen Zusammenhang zwischen der Sende- und Empfangsleistung als Funktion der Radarsystemparameter. Durch sie können Optimierungen des Radarsystems vorgenommen werden. Die Radargleichung gilt allgemein unter der Voraussetzung, dass die Fernfeldbedingung eingehalten wird (siehe Kapitel 3.1.3). Im nachfolgenden wird die Radargleichung idealisiert für ein monostatisches Radar hergeleitet. Für die Herleitung der Radargleichung wird die nachfolgende Abbildung 4.4 als Veranschaulichung genutzt.

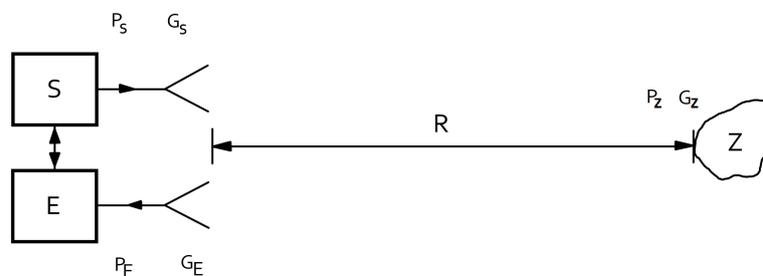


Abbildung 4.4: Veranschaulichung zur Herleitung der Radargleichung [Huder (1999)]

Zunächst wird angenommen, dass ein Radarsender die Leistung  $P_S$  isotrop abstrahlt. Damit ergibt sich die Leistungsdichte  $S_S$  auf einer Kugeloberfläche mit dem Radius  $r$  und dem Radarsender im Kugelmittelpunkt:

$$S_S(r) = \frac{P_S}{4\pi \cdot r^2} \quad (4.5)$$

Der Term  $\frac{1}{4\pi r^2}$  entspricht der Übertragungsdämpfung elektromagnetischer Energie. In der Radartechnik werden häufig Antennen verwendet, die eine hohe Richtcharakteristik (siehe Kapitel 3.3) besitzen. Für die Leistungsdichte  $S_S(r)$  am Ziel im Abstand  $R_Z$  in Hauptstrahlrichtung der Radarantenne gilt:

$$S_S(R_Z) = \frac{P_S \cdot G}{4\pi \cdot R_Z^2} \quad (4.6)$$

Die vom Ziel zurück gestreute Leistung  $P_Z$  ergibt sich aus der Multiplikation der Leistungsdichte  $S_S(R_Z)$  mit der elektrisch wirksamen Fläche  $A_Z$  des Zieles:

$$P_Z = S_S(R_Z) \cdot A_Z \quad (4.7)$$

Dabei ist zu beachten, dass die elektrisch wirksame Fläche  $A_Z$  nicht der physikalischen Querschnittsfläche des Zieles entspricht. Bei isotroper Streuung am Ziel berechnet sich die Leistungsdichte  $S_Z$  im Abstand  $r$  zu:

$$S_Z(r) = \frac{P_Z}{4\pi \cdot r^2} = \frac{P_S \cdot G_S \cdot A_Z}{4\pi \cdot R_Z^2} \cdot \frac{1}{4\pi \cdot r^2} \quad (4.8)$$

Die eintreffende Leistung wird durch Verluste und/oder winkelabhängige Reflexion um den Faktor  $G_Z$  kleiner oder größer reflektiert. Daraus ergibt sich für die Leistungsdichte  $S_Z$  im Abstand  $r$ :

$$S_Z(r) = \frac{P_Z}{4\pi \cdot r^2} = \frac{P_S \cdot G_S \cdot A_Z}{4\pi \cdot R_Z^2} \cdot \frac{1}{4\pi \cdot r^2} \cdot G_Z \quad (4.9)$$

Wie aus der Gleichung 4.4 in Kapitel 4.2 entnommen werden kann, ergibt die Multiplikation der elektrisch wirksamen Fläche  $A_Z$  und dem Gewinn  $G_Z$  den RCS  $\sigma$ :

$$\sigma = A_Z \cdot G_Z \quad (4.10)$$

Die Leistungsdichte  $S_E$  am Ort des Empfängers im Abstand  $R_Z$  ergibt sich zu:

$$S_E(R_Z) = \frac{P_S \cdot G_S}{4\pi \cdot R_Z^2} \cdot \sigma \quad (4.11)$$

Aus der Leistungsdichte  $S_E$  am Ort des Empfängers (Gleichung 4.11) und der elektrisch wirksamen Fläche  $A_e$  der Empfangsantenne ergibt sich die Empfangsleistung  $P_E$  zu:

$$P_E = S_E \cdot A_e \quad (4.12)$$

Die elektrisch wirksame Fläche  $A_e$  (siehe Kapitel 3) einer Antenne ist definiert als:

$$A_e = \frac{\lambda^2 \cdot G_E}{4\pi} \quad (4.13)$$

Im Fall eines monostatischen Radarsystems gilt für die elektrisch wirksame Fläche der Antenne  $A_e = A_s = A$  und den Gewinn der Antenne  $G_S = G_E = G$ . Durch Einsetzen der Gleichungen 4.13 und 4.11 ergibt sich für die Empfangsleistung  $P_E$  eines monostatischen Radars

$$P_E = \frac{P_S \cdot \lambda^2 \cdot G^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R_Z^4} \quad (4.14)$$

Da auf dem Ausbreitungsweg des Signals ( $L_D$ ) im Radarsystem durch die Geräteauslegung ( $L_{SYS}$ ) und die Zielfluktuationen ( $L_F$ ) Verluste entstehen, werden diese mit in die Radargleichung einberechnet. Die gesamten Verluste werden logarithmisch addiert und gehen als  $L_{GES}$  in die Radargleichung ein.

$$P_E = \frac{P_S \cdot \lambda^2 \cdot G^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R_Z^4 \cdot L_{GES}} \quad (4.15)$$

Wie aus der monostatischen Radargleichung entnommen werden kann, ist die Empfangsleistung  $P_E$  proportional

- zur Sendeleistung  $P_S$ ,
- zum Quadrat des Gewinns  $G$  der Antenne des Radarsystems,
- zum Radarquerschnitt  $\sigma$ ,
- zum Quadrat der Wellenlänge  $\lambda$ ,

und umgekehrt proportional zur vierten Potenz der Entfernung  $R_Z$ .

### Maximale Reichweite

Ein wichtiger Punkt bei Radarsystemen ist die maximale Reichweite des Radarsystems. Die maximale Reichweite ist gegeben, wenn die Empfangsleistung  $P_E$  ihren minimalen detektierbaren Wert erreicht (minimaler Signal-Rausch-Abstand):

$$R_{max}^4 = \frac{P_S \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot L_{ges} \cdot P_{Emin}} \quad (4.16)$$

Das Kapitel 4.3 richtet sich nach Klausing und Holpp (2000) und Huder (1999).

# 5 Simulation

Die Simulationen des RCS werden mit der Software „CST Studio Suite 2015“ der Firma „CST - Computer Simulation Technology“ (CST) durchgeführt, welche eine Simulationssoftware für die effiziente Berechnung und 3D-Simulation von elektromagnetischen Feldern und der Analyse von hochfrequenten Betrachtungen von Objekten ist.

Die Berechnung des RCS wird mit dem Tool *CST Microwave Studio* durchgeführt, welches zu den Hauptanwendungen von „CST Studio Suite 2015“ gehört. Dieses Tool bietet die Möglichkeit elektromagnetische Felder von passiven Komponenten im hochfrequenten Bereich zu simulieren und zu analysieren. Des Weiteren bietet *CST Microwave Studio* explizit die Möglichkeit den RCS von Objekten zu berechnen [siehe CST Studio Suite].

Im nachfolgenden wird die Simulationsumgebung für die Simulationen vorgestellt. Außerdem werden verschiedene Einstellungsmöglichkeiten für die Simulation getestet und deren Ergebnisse analysiert. Aufgrund der Erkenntnis aus der Analyse der Ergebnisse der verschiedenen Einstellungsmöglichkeiten, werden die Simulationen im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt.

## 5.1 Solver

Unter einem Solver wird in *CST Microwave Studio* die unterschiedlichen Berechnungsmethoden für elektromagnetische Felder verstanden. Für jedes elektromagnetische Problem bietet *CST Microwave Studio* verschiedene Solver an. Zur Berechnung des monostatischen RCS kann in *CST Microwave Studio* zwischen zwei verschiedenen Solvern gewählt werden, dem *Time Domain Solver* und dem *Integral Equation Solver*. Beide Solver arbeiten mit unterschiedlichen Algorithmen und haben jeweils ihre Vor- und Nachteile. Im Nachfolgenden werden beide Solver kurz vorgestellt und es wird insbesondere auf deren *Mesh*-Generation eingegangen. Unter dem *Mesh* wird ein Netz aus gleichen geometrischen Flächen bzw. Volumina verstanden, welche jeweils einen Teil der Gesamtlösung des elektromagnetischen Problems repräsentieren. In *CST Microwave Studio* werden unterschiedliche Arten des *Meshs* angeboten. Anschließend wird der in den Simulationen benutzten Solver genauer erläutert.

### Time Domain Solver

*CST Microwave Studio* besitzt zwei unterschiedliche Methoden für den Time Domain Solver. Der *Transient Solver* berechnet die elektromagnetischen Felder mittels der Finite Integration Technique (FIT), während der *TLM Solver* mit der Transmission-Line-Method agiert. Der Time Domain Solver benutzt ein hexahedrisches Mesh. Das Mesh kann durch zwei verschiedene Konzepte erzeugt werden. Das eine Konzept ist das *Automatic Mesh Generation with Expert System*, bei dem das Mesh automatisch erzeugt wird. Der Mesh-Generator ermittelt die wichtigsten Eigenschaften des zu simulierenden Objektes und ermittelt auf Grundlage der Eigenschaften das Mesh. Das andere Konzept ist das *Adaptive Mesh Refinement*. Bei diesem Konzept wird nach der Simulation die Abweichung des Ergebnisses mit einer, durch den Anwender, veränderbaren und vorher definierten Genauigkeit verglichen. Wenn die Abweichung kleiner ist, als die vordefinierte Genauigkeit, wird die Simulation beendet. Anderenfalls, wird das Mesh neu generiert und an Stellen mit einer hohen Feldkonzentration weiter verfeinert. Die nachfolgende Abbildung 5.1 zeigt den jeweiligen Ablaufplan der beiden Konzepte.

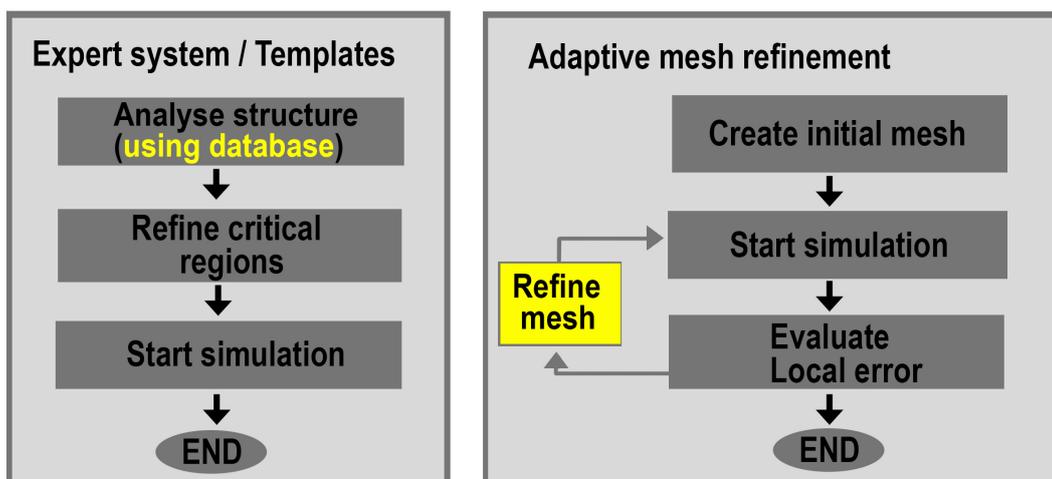


Abbildung 5.1: Konzepte des hexahedrisches Meshs [CST Studio Suite (2015)]

### Integral Equation Solver

Der *Integral Equation Solver* basiert auf der Berechnung von Flächen, welche sich nur auf der Oberfläche des zu simulierenden Objektes befinden. Es wird eine Matrix mit Informa-

tionen der Kopplung zwischen jedem Flächenpaar erzeugt. Die Berechnung des Matrix-Systems erfolgt durch den *Multilevel fast Multipole-Algorithmus (MLFMM)* (Kapitel 5.1.1). Der *MLFMM*-Algorithmus reduziert die Komplexität der Berechnung durch das Zusammenfügen mehrerer Flächen zur einer Gruppe (auch Box genannt). Dadurch werden die Kopplungen zwischen den Flächen kombiniert. Es wird ein rekursives Schema für die Berechnung benutzt, welches zusätzlich die Effizienz des *MLFMM*-Algorithmus erhöht.

### Vergleich der Solver

Für die in dieser Arbeit durchgeführten Simulationen ist es von Nöten, dass der benutzte Solver aufgrund der großen Anzahl der Simulationsschritte effizient arbeitet. Dafür werden mit beiden Solver jeweils der RCS des Plastimo (siehe 5.3.1) im X-Band simuliert und das Ergebnis, das Mesh und die Simulationsdauer verglichen. Die nachfolgende Tabelle zeigt das Ergebnis.

Solver	RCS [ $m^2$ ]	Simulationsdauer [s]	Mesh
Transient Solver	22,614	501	13213536
Integral Equation Solver	22,857	53	34874

Tabelle 5.1: Vergleich der Genauigkeiten am Beispiel des Plastimo ( $f = 9$  GHz)

Aus der Tabelle 5.1 ist zu entnehmen, dass die Ergebnisse beider Solver trotz unterschiedlicher Berechnungsalgorithmen geringe Abweichungen aufweisen. Die Unterschiede liegen hingegen in den Meshs sowie in der Simulationsdauer. Der Integral Equation Solver braucht für die Simulation 84 Sekunden, während der Transient Solver ca. acht mal länger braucht. Die unterschiedlichen Simulationszeiten kommen durch das Mesh zustande. Beim Integral Equation Solver wird das Mesh nur an der Oberfläche des Objektes angelegt, während das hexaedrische Mesh beim Transient Solver das Volumen des Objektes in kleinere Würfel unterteilt.

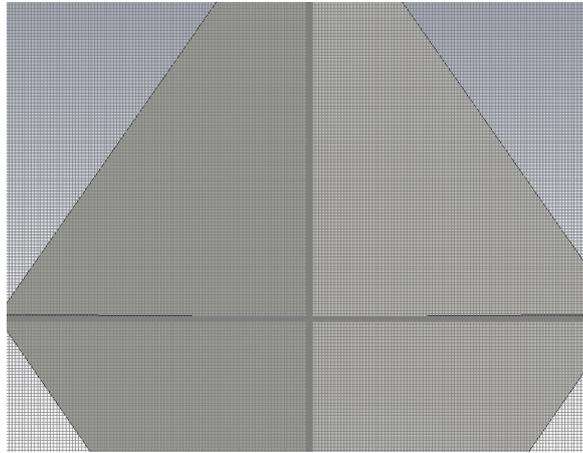


Abbildung 5.2: Beispiel des hexaedrisches Mesh am Beispiel des Plastimo

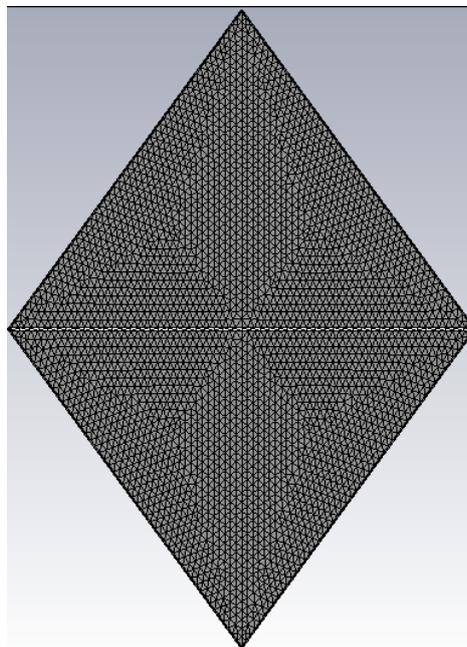


Abbildung 5.3: Beispiel des Surface Mesh am Beispiel des Plastimo

Aufgrund dieser Tatsachen werden die Simulationen im Rahmen dieser Arbeit mit dem *Integral Equation Solver* durchgeführt. Dieser wird im Nachfolgenden näher betrachtet. Das Kapitel 5.1 richtet sich nach CST Studio Suite (2014) und CST Studio Suite (2015).

### 5.1.1 Integral Equation Solver

Wie im vorherigen Kapitel entschieden, wird für die Simulation aufgrund seiner geringeren Simulationsdauer der *Integral Equation Solver* verwendet. Das Streuverhalten eines zu untersuchenden Objektes kann mit Hilfe von Integral-Gleichungen beschrieben werden. Integral-Gleichungen haben gegenüber Differentialgleichungen eine kleinere Anzahl von Unbekannten. Bei Integral-Gleichungen sind nur die Ursprungsquellen unbekannt, während bei Differentialgleichungen das gesamte Feld unbekannt ist. Der *Integral Equation Solver* basiert auf der *Method of Moments* (MOM) und dem *Multilevel fast Multipole Method* (MLFMM). Der *Integral Equation Solver* läuft in folgenden Schritten ab:

- Mesh-Generierung und die Diskretisierung des Objektes erfolgt durch MOM.
- Die Berechnung des Matrixsystems erfolgt durch MLFMM.

In der nachfolgende Abbildung 5.4 ist graphisch der Algorithmus des *Integral Equation Solvers* abgebildet.

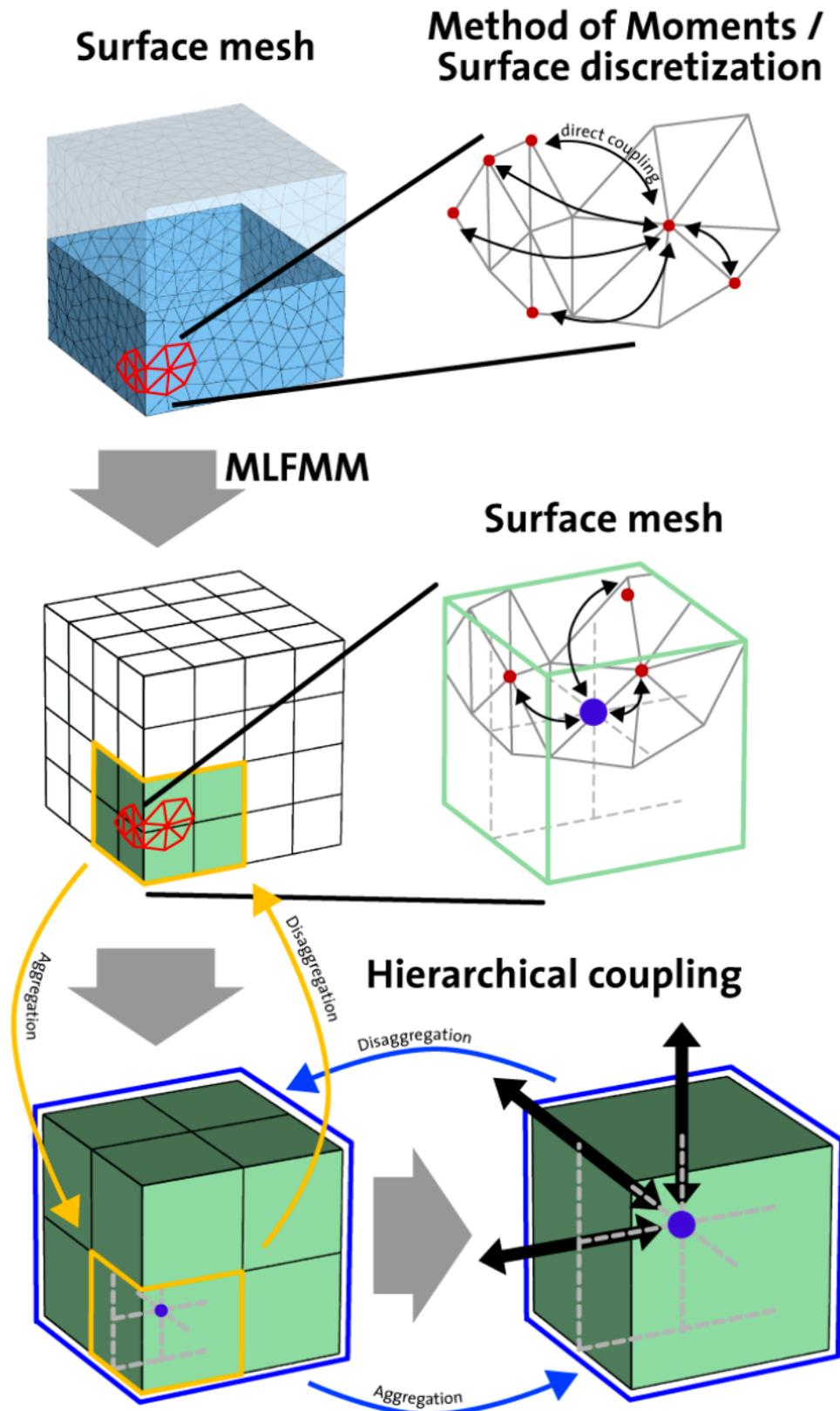


Abbildung 5.4: Algorithmus des Integral Equations Solvers [CST Studio Suite (2009)]

### Method of Moment

Die *Method of Moments* (MOM) ist eine Berechnungsmethode für elektromagnetische Probleme. Da sie innerhalb des *Integral Equation Solver* nur für die Diskretisierung des Objektes zuständig ist, wird im Nachfolgenden nur kurz auf die MOM eingegangen.

Es gilt folgendes Problem:

$$L(f) = g \quad (5.1)$$

Dabei ist  $L$  ein linearer Operator,  $f$  ist unbekannt und  $g$  eine bekannte Funktion.  $f$  wird als Summe aus  $N$  Basisfunktionen definiert, welche jeweils einen mit  $a_n$  gewichteten Teil der Gesamtlösung repräsentieren:

$$f = \sum_{n=1}^N a_n f_n \quad (5.2)$$

Durch Substitution ergibt sich:

$$\sum_{n=1}^N a_n L(f_n) = g \quad (5.3)$$

Die Basisfunktion wird dabei so gewählt, dass sie das zu erwartende elektromagnetische Verhalten des zu untersuchenden Objektes ausreichend repräsentiert. Dabei kann die Basisfunktion ein Skalar bzw. Vektor und lokal bzw. global sein. Die Basisfunktion  $f_n$  wird für einen Moment mit einer Testfunktion  $f_m$  definiert:

$$\langle f_m, f_n \rangle = \int_{f_m} f_m(r) \cdot \int_{f_n} f_n(r') dr' dr \quad (5.4)$$

Aus der Gleichung 5.3 ergibt sich durch Einsetzen in Gleichung 5.4:

$$\sum_{n=1}^N a_n \langle f_m, L(f_n) \rangle = \langle f_m, g \rangle \quad (5.5)$$

Daraus ergibt sich für die Matrix-Elemente der  $N \times N$ - Matrix:

$$z_{mn} = \langle f_m, L(f_n) \rangle \quad (5.6)$$

und für den Ergebnisvektor  $\mathbf{b}$ :

$$b_m = \langle f_m, g \rangle \quad (5.7)$$

Bei der MOM findet zwischen den Basisfunktionen eine Interaktion statt, wodurch ein dichtes Matrixsystem entsteht.

Die Testfunktion kann beliebig gewählt werden. Die meist angewandte Methode für Testfunktionen ist die *Galerkins*-Methode. Bei dieser Methode wird die Basisfunktion selbst als

Testfunktion benutzt. Dadurch wird die Grenzbedingung im gesamten Lösungsgebiet gültig. Die Basisfunktion soll zudem so gewählt sein, dass sie in jedem Punkt das elektromagnetische Verhalten des Lösungsgebietes beschreibt. Des Weiteren sollte sie so gewählt werden, dass sie keine Gleichung höherer Ordnung ist, weil dadurch die Komplexität der Matrix-Berechnung beeinflusst wird. Typische Basis-Funktionen sind:

- Rechteckfunktion
- Dreiecksfunktion
- Sinus-Funktion

Da *CST Microwave Studio* für die Flächen des Mesh Dreiecke verwendet, wird im Folgende nur auf die Dreiecksfunktion eingegangen. Die Dreiecksfunktion ist definiert mit den Bedingungen  $x_{n-1} \leq x \leq x_n$  und  $x_n \leq x \leq x_{n+1}$  als:

$$f_n(x) = \frac{x - x_{n-1}}{x_n - x_{n-1}} \quad (5.8)$$

$$f_n(x) = \frac{x_{n+1} - x}{x_{n+1} - x_n} \quad (5.9)$$

Die Dreiecksfunktion variiert in einem Wertebereich von 0 bis zum Mittelpunkt des Segmentes. Das Lösungsgebiet wird in N Punkte, N-1 Segmente und N-2 Basisfunktionen unterteilt. Da der Anfangs-/Endwert der Dreiecksfunktion den Wert 0 hat, wird am Anfang bzw. Ende der Funktion ein halbe Dreiecksfunktion angehängt. Das dortige Gebiet hat demnach nicht den Wert 0. Durch das Hinzufügen der beiden halben Dreiecksfunktionen, ergeben sich N Basisfunktionen. Die Berechnung des Matrixsystems kann durch verschiedene Methoden, wie z.B. die *Gauß'sche Eliminierungsmethode*, durch *LU Dekompensation*, mittels der *Condition Number* Methode oder durch andere iterative Methoden berechnet werden.

### Mesh-Generierung

Das Mesh spielt bei der Berechnung von elektromagnetischen Problemen eine wichtige Rolle. Es beeinflusst die Genauigkeit des Ergebnisses bzw. die Dauer der Simulation. Das Surface-Mesh wird in *CST Microwave Studio* so generiert, dass die einzelnen Flächen fließend in einander übergehen und so ein gleichmäßiges und konsistentes Mesh (Abbildung 5.5) entsteht. Dabei repräsentiert jedes Dreieck eine Basisfunktion.

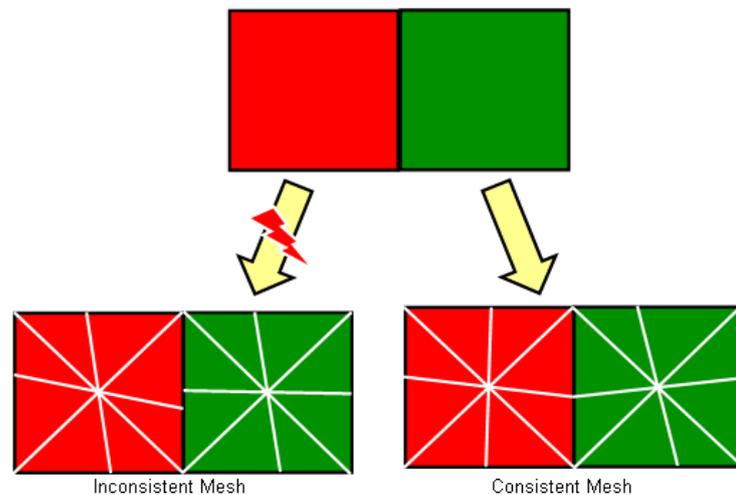


Abbildung 5.5: konsistentes (rechts)/ nicht-konsistentes (links) Mesh [CST Studio Suite (2015)]

Ein weiterer Grund ist, dass nur durch das konsistente Mesh die richtige Matrix aufgestellt werden kann. Die Mesh-Generierung erfolgt zunächst durch das *non-manifold*-Modell. Dabei werden zwei aneinanderliegende Flächen zu einer zusammengefasst und die Umrandung der beiden Flächen miteinander verbunden. Anschließend werden die Mittelpunkte der beiden Flächen mit den Rändern verbunden. Dadurch wird garantiert, dass die Schnittstellen mit allen benachbarten Flächen identisch sind.

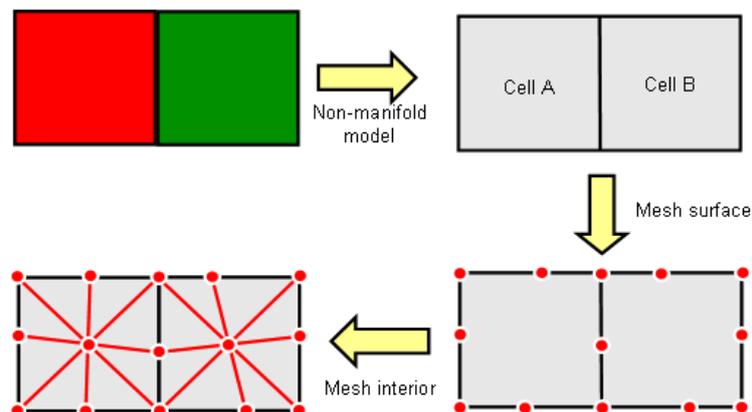


Abbildung 5.6: Entstehung des Mesh durch *non-manifold*-Methode [CST Studio Suite (2015)]

*CST Microwave Studio* besitzt zu dem noch weiter Möglichkeiten das Mesh zu verbessern,

wie z.B. die *Edge-Swapping*-Methode oder die *Curvature-Refinement*-Methode. Diese werden hier nur erwähnt und nicht weiter betrachtet.

### Multilevel fast Multipole Method (MLFMM)

Die *MLFMM* ist eine alternative Implementierung der Berechnungsmethode der MOM. Durch sie wird die Komplexität der Berechnung für die Speichermenge des Matrixsystems von  $N^2$  zu  $N \log(N)$  und die Dauer der Berechnung von  $N^3$  zu  $N_{iter} N \log(N)$  vermindert. Der Parameter  $N$  ist die Anzahl der Unbekannten und  $N_{iter}$  die Anzahl der Iterationen im Integral Equation Solver. Der Vorteil dadurch ist, dass größere Strukturen schneller berechnet werden können. Die *MLFMM* nutzt für die Berechnung ein hierarchisches Würfelsystem. Das Objekt wird innerhalb eines Würfels (Ebene 1) dargestellt. Dieser Würfel wird in acht kleinere Würfel (Ebene 2) unterteilt. Die sich in Ebene 2 befindlichen Würfel werden wiederum jeweils in acht kleinere Würfel (Ebene 3) unterteilt. Die Unterteilung wird so lange fortgesetzt, bis die Würfel eine Größe von  $\lambda/2$  bzw.  $\lambda/4$  haben. Zur Veranschaulichung wird dieses Vorgehen in der nachfolgenden Abbildung 5.7 dargestellt.

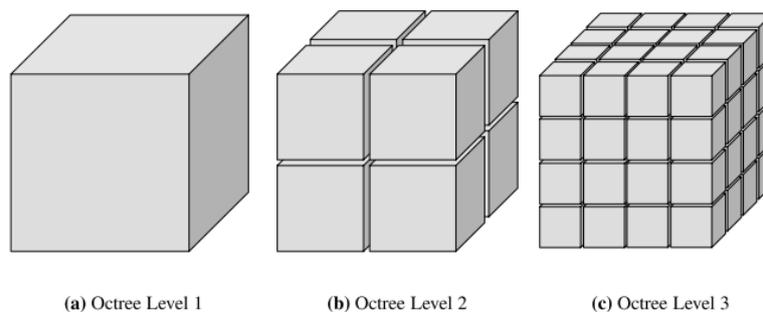


Abbildung 5.7: Beispiel für die Unterteilung eines Objekts in eine endliche Anzahl von Würfeln (hier für drei Unterteilungen dargestellt) [Gibson (2008)]

Das hierarchische Würfelsystem wird benutzt um das Matrix-Vektor-Produkt zu lösen. Es werden von der kleinsten Ebene bis zur höchsten Ebene die Kopplungen durch ein rekursives Schema kombiniert. Diese Methode wird *upward pass* genannt. Das Schema ist in der nachfolgenden Abbildung 5.8 dargestellt.

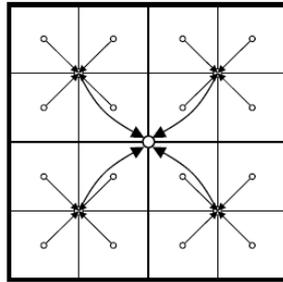


Abbildung 5.8: *Upward pass*-Methode zur Berechnung des Matrix-Vektor-Produkts [Gibson (2008)]

Das Kapitel 5.1.1 richtet sich nach CST Studio Suite (2014), CST Studio Suite (2015), CST Studio Suite (2009) und Gibson (2008).

## 5.2 Simulationsumgebung

Für die Simulationen des monostatischen RCS ist es notwendig generelle und spezielle Einstellungen in *CST Microwave Studio* vorzunehmen, die im nachfolgenden näher erläutert werden. Dabei sei jedoch zu beachten, dass nur auf die Einstellungsmöglichkeiten eingegangen wird, die letztendlich verwendet wurden.

### Grundeinstellungen

Beim Erstellen eines Projektes werden seitens *CST Studio Suite* Voreinstellungen abgefragt. Es kann zwischen verschiedenen Radararten wie z.B. monostatisches/bistatisches Radar gewählt werden. In den Simulationen wird nur das monostatische Radar betrachtet. Des Weiteren kann zwischen *kleinen* und *großen* Objekten gewählt werden. Da die zu simulierenden Objekte Abmessungen  $< 1\text{ m}$  haben, wird die Einstellung auf *kleine* Objekte eingestellt. Ein weiterer Punkt ist der Frequenzbereich, in dem simuliert werden soll. Für das S-Band wird der Frequenzbereich auf  $2 - 4\text{ GHz}$  eingestellt und für das X-Band auf  $8 - 10\text{ GHz}$ . Zusätzlich können Extra-Berechnungen bei einer vorgegebenen Frequenz eingestellt werden. In diesem Fall wird das Fernfeld bei den Frequenzen  $3\text{ GHz}$  (S-Band) und  $9\text{ GHz}$  (X-Band) von *CST Microwave Studio* berechnet. Der letzte Punkt für die grundlegenden Einstellungen sind die Einheiten der physikalischen Größen. Diese werden bei den Standardeinstellungen belassen und sind im Anhang als Abbildung einzusehen. In *CST Microwave Studio* kann zudem die Umgebung des Objektes verändert werden. Dafür wird eine Materialbibliothek zur Verfügung gestellt. Für die Simulation wird die Umgebung der Objekte auf *Normal* gestellt.

## Plane Wave

*CST Microwave Studio* bietet die Möglichkeit zur Berechnung des RCS, das zu untersuchende Objekt mit einer planaren elektromagnetischen Welle (plane wave) zu bestrahlen. Dafür kann zwischen einer linearen, elliptischen oder zirkularen Polarisierung der elektromagnetischen Welle gewählt werden. Zur Vereinfachung wird eine lineare Polarisierung gewählt. Die Abbildung 5.9 zeigt die lineare Polarisierung. Wie aus der Abbildung zu erkennen ist, breitet sich das E-Feld horizontal und das H-Feld vertikal zur Ausbreitungsrichtung aus. Die Amplitude des H-Vektors wird für die X- und Y-Komponente auf 0 und für die Z-Komponente auf -1 gestellt. Der E-Anteil der elektromagnetischen Welle wird in X-Richtung auf 1 und für die Y- und Z-Komponente auf 0 gesetzt.

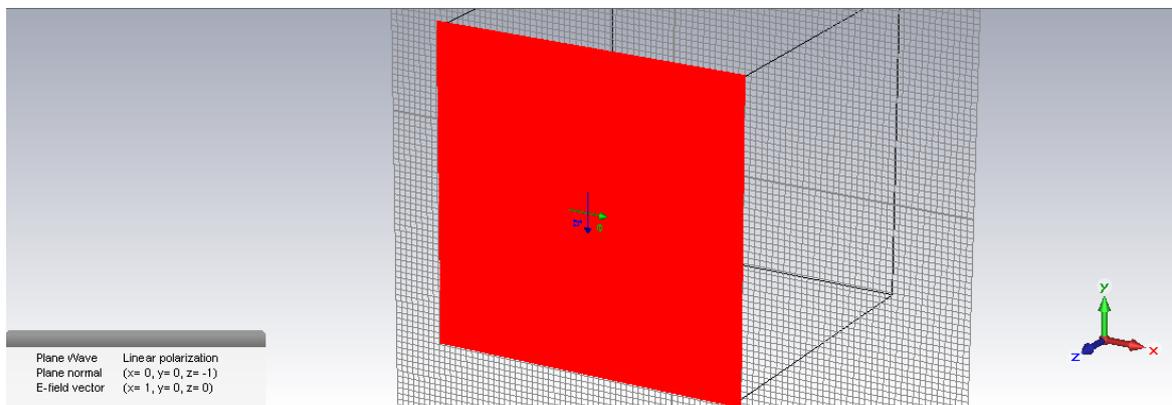


Abbildung 5.9: Plane Wave

## Post Processing

Unter dem Punkt *Post Processing* können in *CST Microwave Studio* weitere physikalische Größen, die berechnet werden sollen, eingestellt werden. Für die RCS-Berechnung wird unter dem Reiter *Farfield and Antenna Properties* der Punkt *Farfield results* ausgewählt und anschließend folgende Einstellungen vorgenommen. Der *Plot mode* wird auf *RCS (square meters)* und auf *linear* eingestellt. Der Output des Ergebnisses des RCS wird auf *0D* eingestellt. Die Winkel der elektromagnetischen Welle aus denen *CST Microwave Studio* die Amplituden der H- und der E-Komponente berechnet, werden auf 0 gesetzt. Abschließend wird die Option *single direction* ausgewählt. Die letzte Einstellung, die für die Simulation des RCS gemacht werden muss, ist im Menü des *Integral Equation Solver* unter dem *Frequency samples* zu finden. Hier ist die Frequenz einzustellen, bei der der RCS berechnet werden soll. Für das X-Band ist die Frequenz  $f = 9 \text{ GHz}$  und für das S-Band  $3 \text{ GHz}$  einzustellen.

## Genauigkeit

Die Genauigkeit des Ergebnisses des Radarrückquerschnittes ist für Radarsysteme zur Detektierung eines empfangenen Signals wichtig, da wie aus der Radargleichung (4.14) ersichtlich, der Radarrückquerschnitt ein Proportionalitätsfaktor der Empfangsleistung  $P_E$  ist. *CST Microwave Studio* bietet drei Stufen *Low*, *Medium* und *High* für die Genauigkeit des Ergebnisses beim Integral Solver an.

Dabei sei jedoch zu beachten, dass die Genauigkeit des Ergebnisses für diese drei Einstellungsmöglichkeiten durch weitere Einstellungen verfeinert werden kann, auf die in dieser Arbeit nicht weiter eingegangen wird. Zur Auswahl der Genauigkeit wird der Plastimo (siehe 5.3.1) für die drei Genauigkeitseinstellungsmöglichkeiten für einen Winkel im X-Band simuliert. Die Ergebnisse sind in der nachfolgenden Tabelle 5.2 dargestellt. Es wird dabei der Radarrückquerschnitt, die Simulationsdauer und die Anzahl der Flächen des Meshs betrachtet.

Genauigkeit	RCS [ $m^2$ ]	Simulationsdauer [s]	Flächenanzahl
Low	22,97	55	34874
Medium	23,875	94	34874
High	25,223	146	34874

Tabelle 5.2: Vergleich der Genauigkeiten am Beispiel Plastimo ( $f = 9$  GHz)

Der Vergleich der Genauigkeiten zeigt, dass sich durch eine höhere Genauigkeit die Simulationsdauer erhöht wird. Das Ergebnis des RCS ist für alle drei Genauigkeiten unterschiedlich. Die Anzahl der Flächen bleibt jedoch für alle Genauigkeiten gleich. Für die Simulationen wird die Genauigkeit auf *Medium* gestellt.

## Global Mesh View Options

Unter dem Punkt *Global Mesh View Options* kann die Genauigkeit des Ergebnisses weiter beeinflusst werden. In *CST Microwave Studio* wird vor der eigentlichen Berechnung das *Mesh* berechnet. In den *Global Mesh View Options* kann die Anzahl der Flächen pro Wellenlänge festgelegt werden. In der nachfolgenden Tabelle 5.3 sind für drei verschiedene Werte das Ergebnis des RCS, die Simulationsdauer, sowie die Anzahl der Flächen (Surfaces) im X-Band dargestellt und werden miteinander verglichen.

Flächen pro Wellenlänge	RCS [ $m^2$ ]	Simulationsdauer [s]	Flächenanzahl
5	22,857	94	34874
10	23,653	419	137654
15	23,324	1468	308538

Tabelle 5.3: Vergleich der Genauigkeiten am Beispiel Plastimo für Flächen pro Wellenlänge

Wie der Vergleich der Werte aus der Tabelle 5.3 zeigt, steigt bei Erhöhung der Flächen pro Wellenlänge die Anzahl der zu berechnenden Flächen und somit die Simulationsdauer. Bei einer Anzahl von zehn bis fünfzehn Flächen pro Wellenlänge ändert sich das Ergebnis des RCS nur in den Nachkommastellen. Obwohl das Ergebnis für fünf Flächen pro Wellenlänge niedriger ist, wird die Anzahl der Flächen pro Wellenlänge für die nachfolgenden Simulationen auf fünf festgesetzt. Dies hat den Grund, dass die Simulationsdauer bei einer Verdoppelung der Flächen pro Wellenlänge um ca. das vierfache ansteigt und aufgrund der Anzahl der durchzuführenden Simulationsschritte (siehe 5.2.1) pro Objekt zeitlich nicht möglich ist.

### 5.2.1 Durchführung der Simulation

Für die Durchführung der Simulation gelten folgende Bedingungen:

1. Die Simulationen werden mit Hilfe der Funktion *Parameter Sweep* durchgeführt.
2. Das zu simulierende Objekt wird in einen Bereich von  $0 - 360^\circ$  horizontal um die Y-Achse gedreht, so dass der aktuell zu berechnende Winkel auf der Z-Achse liegt. Das Objekt wird gegen den Uhrzeigersinn gedreht.
3. Für die Simulation der vertikalen Neigung (Elevation) wird das zu simulierende Objekt um die X-Achse in die Richtung, aus der die elektromagnetische Welle sich ausbreitet, geneigt. Die Richtung des Neigungswinkel bleibt für jede Winkelposition gleich, d.h. die Neigung des Objektes bleibt immer an der gleichen Stelle und das Objekt dreht sich nur in der horizontalen Ebene.

Zur Veranschaulichung ist in der nachfolgenden Abbildung (5.10a und 5.10b) am Beispiel des Plastimo für zwei verschiedene Winkelpositionen in der horizontalen Ebene und für eine vertikale Neigung von  $5^\circ$  die Bedingungen zur Durchführung der Simulationen dargestellt.

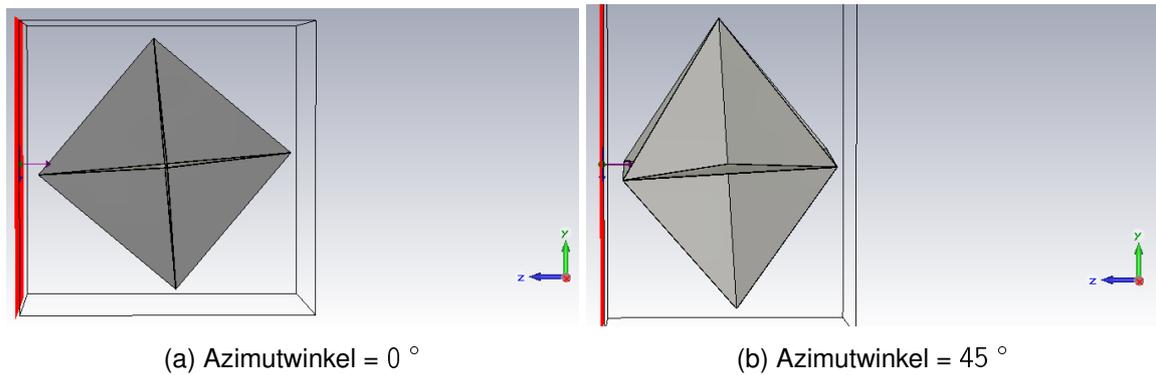


Abbildung 5.10: Veranschaulichung der Durchführung der Simulation für zwei Azimutwinkel bei einem Elevationswinkel von  $5^\circ$

Es sei anzumerken, dass die Neigung eines Radarreflektors sich bei jeder beliebigen Winkelposition in der Azimutebene befinden kann. Diese werden in dieser Arbeit nicht simuliert.

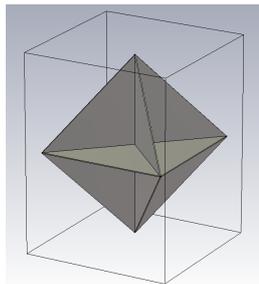
Das Kapitel 5.2 ist angelehnt an CST Studio Suite (2014) und CST Studio Suite (2015).

## 5.3 Simulationsobjekte

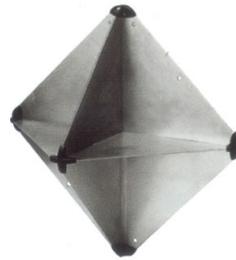
Zur Überprüfung der Spezifikation *MSC.164(78)* werden drei passive Radarreflektoren in *CST Microwave Studio* modelliert und wie im Kapitel 5.2.1 beschrieben, der RCS simuliert. Im Nachfolgenden werden die drei passiven Radarreflektoren kurz vorgestellt. Die Datenblätter sind im Anhang einzusehen.

### 5.3.1 Plastimo Oktaeder

Der Plastimo Oktaeder ist ein passiver Radarreflektor aus drei ineinandergreifenden rechteckigen Platten. Die rechteckigen Platten haben jeweils eine Kantenlänge von  $l = 300 \text{ mm}$ . In den nachfolgenden Abbildungen 5.11a und 5.11b ist zum einen das Original und zum Anderen das in *CST Microwave Studio* modellierte Objekt abgebildet. Die im Original benutzten Plastikhalter für den Zusammenhalt des *Plastimo* werden in der Simulation vernachlässigt [siehe *Plastimo*].



(a) *CST Microwave Studio*-Modell

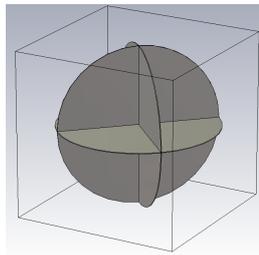


(b) *Original-Modell* [Echomax (2002)]

Abbildung 5.11: Vergleich des *CST Microwave Studio*-Modells mit dem Original-Modell des *Plastimo*

### 5.3.2 Davis Echomaster

Der Davis Echomaster besteht aus drei ineinandergreifenden kreisrunden Flächen. Der Radius der Kreisfläche beträgt  $r = 160 \text{ mm}$ . Die Dicke der Kreisflächen ist  $d = 1,3 \text{ mm}$  [siehe Davis Instrument Corporation (2009)]. Ein Vergleich des *CST Microwave Studio* Modell und des Originalmodells ist in den nachfolgenden Abbildungen 5.12a und 5.12b dargestellt.

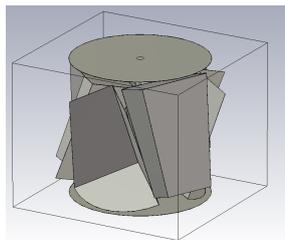
(a) *CST Microwave Studio*-Modell

(b) Original Modell [Davis Instrument Corporation (2009)]

Abbildung 5.12: Vergleich des *CST Microwave Studio*-Modells mit dem Original-Modell des Davis Echomaster

### 5.3.3 SR6

Der SR6 besteht aus sechs Winkelreflektoren, die zu der Form eines Zylinders, mit einer Höhe von  $640 \text{ mm}$  und einem Radius von ebenfalls  $640 \text{ mm}$  verbunden, sind. Die sechs Winkelreflektoren sind mittels einer Stange (Radius  $18 \text{ mm}$ ) in der Mitte befestigt. Drei der sechs Dreiecksradarreflektoren zeigen mit ihrer längeren Kante nach unten, während die anderen drei Winkelreflektoren um  $180^\circ$  gedreht sind. Der Neigungswinkel der Winkelreflektoren zur Mittelstange, beträgt  $27.5^\circ$ . Die längere Seite ist  $500 \text{ mm}$  und die kürzere Seite ist  $309,42 \text{ mm}$  lang. Aufgrund der aus dem Datenblatt nicht zu entnehmenden Abmessungen zur exakten Nachbildung des SR6 wird mit einem ähnlichen Modell simuliert [siehe Julius Signal B.V. (2015)]. Nachfolgend ist das *CST Microwave Studio* Modell und das Original abgebildet.

(a) *CST Microwave Studio*-Modell

(b) Original Modell [IMT (2016)]

Abbildung 5.13: Vergleich des *CST Microwave Studio*-Modells mit dem Original-Modell des SR6

## 5.4 Verifikation der Simulationsergebnisse von CST Microwave Studio

Um von der Richtigkeit der Simulationsergebnisse von *CST Microwave Studio* ausgehen zu können, wird für zwei von der Komplexität her einfache geometrische Objekte der RCS simuliert und mit der jeweiligen theoretischen Näherungsformeln für den RCS verglichen. Die für den Vergleich gewählten Objekte sind eine Kugel mit variablem Durchmesser  $d$ , ein Zylinder mit fester Höhe  $h$  und variablem Radius  $r$  und ein Zylinder mit festem Radius  $r$  und variabler Höhe  $h$ .

### Kugel

Der RCS einer Kugel berechnet sich aus der Näherungsformel [Huder (1999)]:

$$\sigma = \frac{\pi \cdot d^2}{4} \quad (5.10)$$

Wie aus der Gleichung 5.10 abzuleiten ist, ist der RCS einer Kugel nicht frequenzabhängig, sondern nur abhängig vom Durchmesser  $d$  der Kugel. In der nachfolgenden Abbildung sind die Ergebnisse der Simulation sowie der Näherungsformel (Gleichung 5.10) abgebildet.

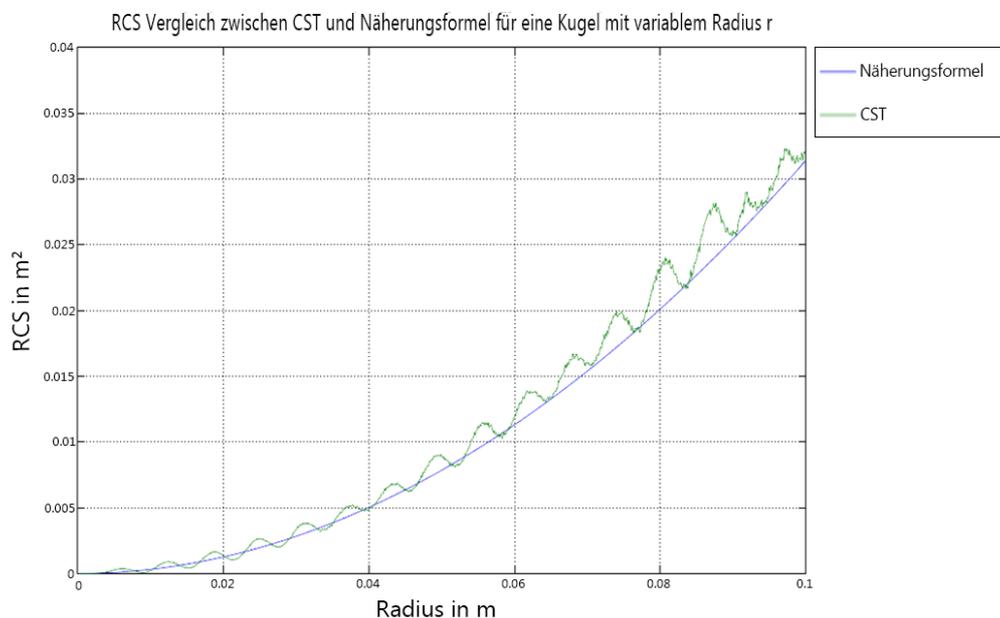


Abbildung 5.14: Verifikation der Simulationsergebnisse für eine Kugel

## Zylinder

Als nächstes wird die Richtigkeit der Simulationsergebnisse des RCS mit der Näherungsformel für den RCS eines Zylinders verglichen. Der RCS eines Zylinders berechnet sich aus der Näherungsformel [Huder (1999)]:

$$\sigma = \frac{\pi \cdot d \cdot h^2}{\lambda} \quad (5.11)$$

Aus der Gleichung zur Berechnung des RCS eines Zylinders (Gleichung 5.11) ist erkennbar, dass der RCS proportional zu  $\lambda^{-1}$  ist und somit frequenzabhängig ist. Für die Simulation mit variablem Radius wird die Höhe  $h$  auf  $h = 0.5 \text{ m}$  festgesetzt und der Radius  $r$  von  $0.0001 \text{ m}$  bis  $0,1 \text{ m}$  in  $0.0001$  Schritten variiert. Für die Simulation mit variabler Höhe  $h$  wird der Radius  $r$  des Zylinders auf  $r = 0,2 \text{ m}$  gesetzt und die Höhe  $h$  von  $0,01 \text{ m}$  bis  $1 \text{ m}$  in  $0,01$  Schritten variiert. Die Ergebnisse sind in der nachfolgenden Abbildung 5.15 dargestellt.

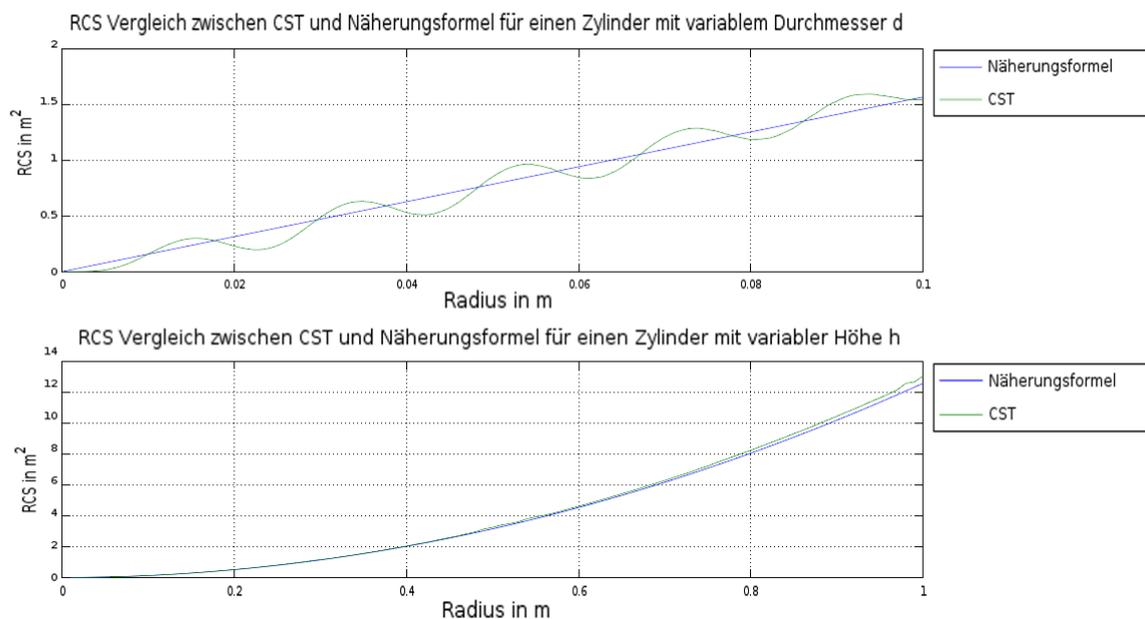


Abbildung 5.15: Verifikation der Simulationsergebnisse für einen Zylinder

Der Vergleich der Simulationsergebnisse für eine Kugel und einen Zylinder mit ihrer jeweiligen theoretischen Näherungsformel zeigt, dass die Näherungsformeln annähernd den gleichen Verlauf haben, wie die von *CST Microwave Studio* berechneten Ergebnisse. Zum besseren Vergleich wird der jeweilige arithmetische Mittelwert der Ergebnisse berechnet und verglichen.

Der arithmetische Mittelwert der Kugel ist:

$$\begin{aligned}\overline{RCS}_{CST} &= 0,0112 \text{ m}^2 \\ \overline{RCS}_{Theorie} &= 0,0105 \text{ m}^2\end{aligned}$$

Der arithmetische Mittelwert des Zylinders mit variabler Höhe  $h$  ist:

$$\begin{aligned}\overline{RCS}_{CST} &= 4,3522 \text{ m}^2 \\ \overline{RCS}_{Theorie} &= 4,2518 \text{ m}^2\end{aligned}$$

Der arithmetische Mittelwert des Zylinders mit variablem Radius  $r$  ist:

$$\begin{aligned}\overline{RCS}_{CST} &= 0,7819 \text{ m}^2 \\ \overline{RCS}_{Theorie} &= 0,7862 \text{ m}^2\end{aligned}$$

Wie die Ergebnisse der arithmetischen Mittelwerte zeigen, stimmen die Werte größtenteils überein. Die Unterschiede in den Nachkommastellen kommen durch die unterschiedliche Berechnungsmethode zustande, da *CST Microwave Studio* den RCS durch Lösung der *Maxwell'schen Gleichungen* berechnet. Aufgrund des annähernd gleichen Verlaufes der Graphen aus den Abbildungen 5.14 und 5.15 und der minimalen Unterschiede in den arithmetischen Mittelwerten kann von der Richtigkeit der Simulationsergebnisse ausgegangen werden.

## 5.5 Simulationsergebnisse

Der nachfolgende Abschnitt zeigt die Simulationsergebnisse der drei passiven Radarreflektoren (Plastimo, Davis Echomaster, SR6). Unter den graphisch dargestellten Simulationsergebnissen werden in den Tabellen der maximale Wert des RCS (max. RCS), der arithmetischer Mittelwert der Simulationsergebnisse des RCS ( $\overline{RCS}$ ), die Winkelanzahl in der Azimutebene die größer als die vorgegebenen RCS's sind (totaler Winkel > RCS), die Winkelanzahl in der Azimutebene des größten Einbruches (max. totaler Winkel < RCS) und die Winkelanzahl in der Azimutebene des kleinsten Abstandes zwischen zwei Einbrüchen (min. Abstand zw. Einbrüchen) dargestellt. Zusätzlich zu den Simulationsergebnissen wird mittels einer horizontalen Linie, der RCS Wert dargestellt, den es nicht zu unterschreiten gilt.

## 5.5.1 Plastimo

### S-Band

Die nachfolgende Abbildung 5.16 zeigt den graphischen Verlauf des RCS für die Elevationswinkel  $0^\circ$  -  $20^\circ$  in einem horizontalen Winkelbereich von  $0^\circ$  -  $360^\circ$  im S-Band. Aufgrund der geometrischen Symmetrie des *Plastimo* ist der Verlauf seines RCS für alle Elevationswinkel symmetrisch. Das Ergebnis zeigt auch, dass der *Plastimo* bei einer geraden Ausrichtung (Elevation =  $0^\circ$ ) am effektivsten die elektromagnetische Welle reflektiert. Der Verlauf zeigt insgesamt vier Maxima, welche bei den Winkelpositionen auftreten, wo die größtmögliche Fläche von der einfallenden elektromagnetischen Welle getroffen wird. Das Maximum wiederholt sich alle  $90^\circ$ . Des Weiteren ist erkennbar, dass ein Großteil des Winkelbereiches unterhalb des vorgeschriebenen RCS-Wertes liegt.

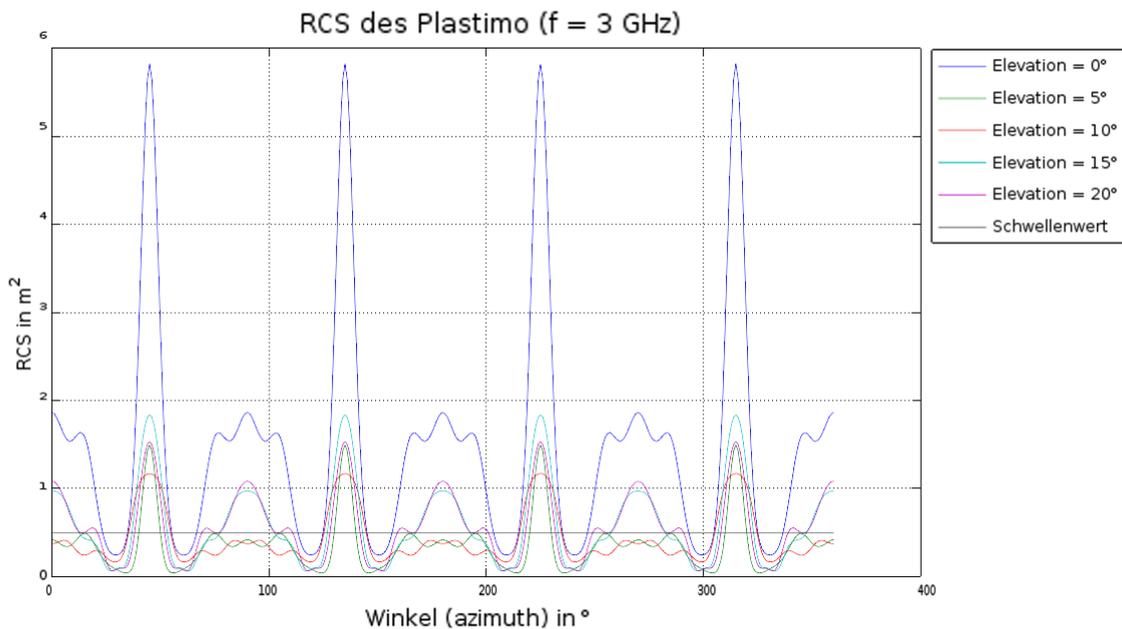


Abbildung 5.16: Simulationsergebnis des *Plastimo* im S-Band

Die nachfolgende Tabelle 5.4 zeigt, die in der Einführung dieses Kapitels, erwähnten Werte. Aus den Werten ist zu erkennen, dass der RCS bei einer geraden Ausrichtung (Elevationswinkel =  $0^\circ$ ) am besten die elektromagnetische Welle reflektiert. Außerdem ist aus den Ergebnissen abzuleiten, dass bei einer leichten Neigung in der Elevationsebene, der *Plastimo* nicht effizient die elektromagnetische Welle reflektiert.

Elevationswinkel	max. RCS [ $m^2$ ]	$\overline{RCS}$ [ $m^2$ ]	totaler Winkel $> 0,5 m^2$	max. totaler Winkel $< 0,5 m^2$	min. Abstand zw. Einbrüchen
0	5.8266	1.4998	273	11	21
5	1.4945	0.3675	36	81	9
10	1.1713	0.4377	76	71	19
15	1.8388	0.5970	169	24	17
20	1.5352	0.5735	196	18	5

Tabelle 5.4: Statistik des Plastimo im S-Band

### X-Band

Die nachfolgende Abbildung 5.17 zeigt den graphischen Verlauf des RCS für die Elevationswinkel  $0^\circ - 20^\circ$  in einem horizontalen Winkelbereich von  $0^\circ - 360^\circ$  im X-Band. Der Verlauf des RCS ist wie im S-Band symmetrisch aufgrund der symmetrischen Geometrie des *Plastimo*. Es sind vier Maxima erkennbar. Diese treten ebenso wie im S-Band bei der Winkelposition auf, bei der die größte geometrische Fläche des *Plastimo* von der elektromagnetischen Welle getroffen wird. Das Maximum wiederholt sich alle  $90^\circ$ . Bei einem Elevationswinkel von  $0^\circ$  zeigt der *Plastimo* die besten Reflexionseigenschaften auf. Der graphische Verlauf zeigt zu dem, dass die meisten RCS-Werte des *Plastimo* unterhalb des Schwellenwertes liegen.

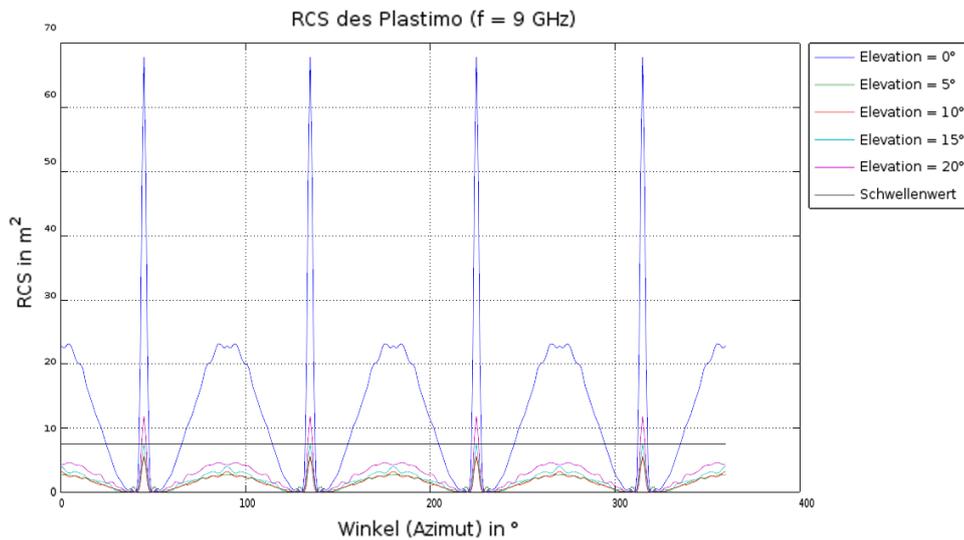


Abbildung 5.17: Simulationsergebnis des Plastimo im X-Band

Die nachfolgende Tabelle 5.5 listet die ausgewerteten Werte des *Plastimo* im X-Band auf. Es ist zu erkennen, dass der *Plastimo* für drei der fünf Elevationswinkel über den gesamten Winkelbereich in der Azimutebene unterhalb der vorgeschriebenen  $7,5 \text{ m}^2$  liegt. Des Weiteren ist, wie im S-Band, zu sehen, dass bei einer leichten Neigung des *Plastimo* in der Elevationsebene, die elektromagnetische Welle ineffizient reflektiert wird.

Elevationswinkel	max. RCS [ $\text{m}^2$ ]	$\overline{RCS}$ [ $\text{m}^2$ ]	totaler Winkel $> 7,5 \text{ m}^2$	max. totaler Winkel $< 7,5 \text{ m}^2$	min. Abstand zw. Einbrüchen
0	67,8821	12,6235	217	18	5
5	5,2527	1,511	0	360	0
10	5,644	1,4286	0	360	0
15	7,4695	1,8073	0	360	0
20	11,8136	2,6299	12	87	3

Tabelle 5.5: Statistik des *Plastimo* im X-Band

## 5.5.2 Davis Echomaster

### S-Band

Die nachfolgenden Abbildungen 5.18 zeigt den graphischen Verlauf des RCS des *Davis Echomaster* für die Elevationswinkel von  $0^\circ$  -  $20^\circ$  über einen horizontalen Winkelbereich von  $0^\circ$  -  $360^\circ$  im S-Band. Wie bei dem *Plastimo* (Kapitel 5.5.1) ist der Verlauf symmetrisch aufgrund seiner symmetrischen Geometrie. Des Weiteren sind vier Maxima zu erkennen, die sich alle  $90^\circ$  wiederholen. Diese treten bei den Winkelpositionen auf, bei welchen der *Davis Echomaster* die größtmögliche elektrisch wirksame Fläche bietet.

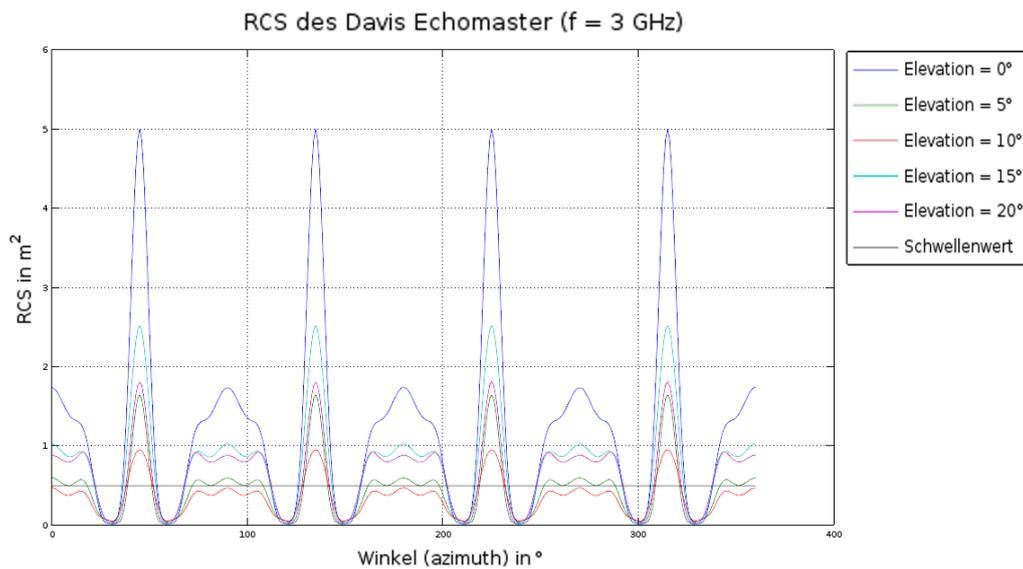


Abbildung 5.18: Simulationsergebnis des Davis Echomaster im S-Band

Die Tabelle 5.6 zeigt die relevanten Werte, die für die Spezifikation *MSC.164(78)* entscheidend sind. Wie beim *Plastimo* ist erkennbar, dass der RCS stark von dem Elevationswinkel des *Davis Echomaster* abhängig ist und bei einer leichten Neigung in der Elevationsebene die elektromagnetische Welle nicht effektiv reflektiert wird.

Elevationswinkel	max. RCS [ $m^2$ ]	$\overline{RCS}$ [ $m^2$ ]	totaler Winkel $> 0,5 m^2$	max. totaler Winkel $< 0,5 m^2$	min. Abstand zw. Einbrüchen
0	5,0001	1,2573	240	15	73
5	1,6461	0,4569	200	20	13
10	0,9535	0,3599	52	77	13
15	2,552	0,7863	241	15	17
20	1,8119	0,6623	241	15	15

Tabelle 5.6: Statistik des Davis Echomaster im S-Band

### X-Band

Die Abbildung 5.19 zeigt den Verlauf des RCS für die Elevationswinkel  $0^\circ - 20^\circ$  für einen Winkelbereich von  $0^\circ - 360^\circ$  im X-Band. Der Verlauf ist für alle Elevationswinkel symmetrisch, angesichts der symmetrisch Geometrie des *Davis Echomasters*. Genauso wie beim *Plastimo* sind vier Maxima bei der Winkelposition erkennbar, welche sich dort befinden, wo die größtmögliche elektrisch wirksame Fläche ist. Die Maxima treten alle  $90^\circ$  auf.

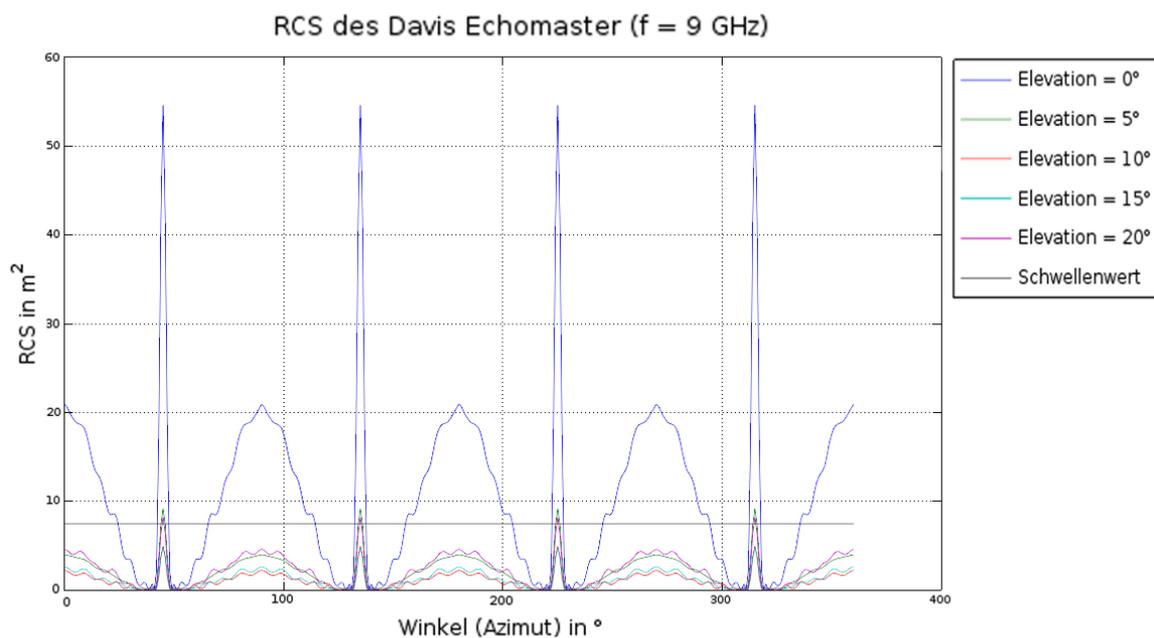


Abbildung 5.19: Simulationsergebnis des Davis Echomaster im X-Band

Die nachfolgende Tabelle 5.7 zeigt die Werte des *Davis Echomaster* im X-Band, die für die

Auswertung, über die Einhaltung der Spezifikation *MSC.164(78)*, entscheidend sind. Wie bei dem *Plastimo* im X-Band sind für zwei Elevationswinkel alle RCS-Werte unterhalb des vorgeschriebenen RCS-Wertes. Bei einer geraden Ausrichtung (Elevationswinkel = 0 °) besitzt der *Davis Echomaster* die besten Reflexionseigenschaften gegenüber den anderen simulierten Elevationswinkeln.

Elevationswinkel	max. RCS [m <sup>2</sup> ]	$\overline{RCS}$ [m <sup>2</sup> ]	totaler Winkel > 7,5 m <sup>2</sup>	max. totaler Winkel < 7,5 m <sup>2</sup>	min. Abstand zw. Einbrüchen
0	54,6129	10,8184	217	18	5
5	9,1866	2,1044	4	89	1
10	4,9595	1,0508	0	360	0
15	4,8582	1,1962	0	360	0
20	8,2267	2,2317	4	89	1

Tabelle 5.7: Statistik des Davis Echomaster im X-Band

### 5.5.3 SR6

#### S-Band

Die nachfolgenden Abbildungen 5.20 zeigt den graphischen Verlauf des RCS des *SR6* für die Elevationswinkel von 0 ° - 20 ° über einen horizontalen Winkelbereich von 0 ° - 360 ° im S-Band. Der Verlauf des RCS ist genauso wie bei den beiden anderen Radarreflektoren symmetrisch aufgrund seiner symmetrischen Geometrie. Im Gegensatz zum *Plastimo* und *Davis Echomaster* ist der Verlauf des RCS bei einer geraden Ausrichtung des Radarreflektors (Elevationswinkel = 0 °) am schlechtesten. Des Weiteren ist zu sehen, dass Maxima auftreten je höher der Elevationswinkel sich in Richtung der elektromagnetischen Welle neigt. Außerdem ist zu sehen, dass der RCS sehr stark schwankt, jedoch kaum Einbrüche auftreten.

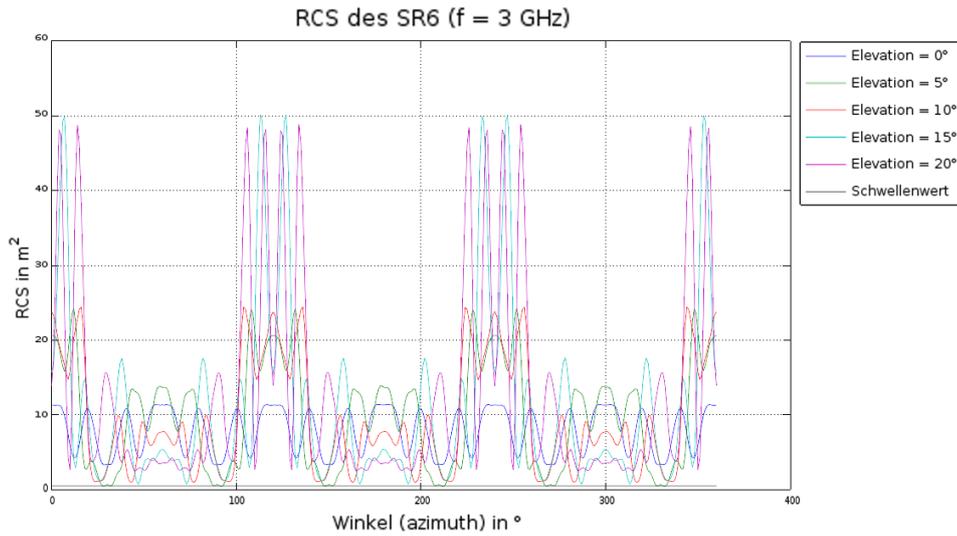


Abbildung 5.20: Simulationsergebnis des SR6 im S-Band

Die Tabelle 5.8 zeigt die ausgewerteten Werte des SR6 im S-Band. Im Gegensatz zu den anderen beiden Radarreflektoren sind für alle Winkelpositionen in der Azimutebene die RCS-Werte oberhalb der vorgeschriebenen  $0,5 \text{ m}^2$ .

Elevationswinkel	max. RCS [ $\text{m}^2$ ]	$\overline{RCS}$ [ $\text{m}^2$ ]	totaler Winkel $> 0,5 \text{ m}^2$	max. totaler Winkel $< 0,5 \text{ m}^2$	min. Abstand zw. Einbrüchen
0	16,9860	10,8553	360	0	0
5	24,2410	9,8804	350	1	3
10	24,4659	9,6647	360	0	0
15	50,1536	11,1756	360	0	0
20	48,8618	13,0345	360	0	0

Tabelle 5.8: Statistik des SR6 im S-Band

## X-Band

Die nachfolgenden Abbildungen 5.21 zeigt den graphischen Verlauf des RCS des *SR6* für die Elevationswinkel von  $0^\circ$  -  $20^\circ$  über einen horizontalen Winkelbereich von  $0^\circ$  -  $360^\circ$  im X-Band. Der Verlauf ist wie bei allen Radarreflektoren, symmetrisch wegen der Geometrie. Im Gegensatz zu dem *SR6* im S-Band schwankt der RCS-Wert bei Änderung der Winkelposition sehr stark. Zu dem sind Einbrüche des RCS erkennbar. Dennoch liegen die meisten RCS-Werte oberhalb des Schwellenwertes.

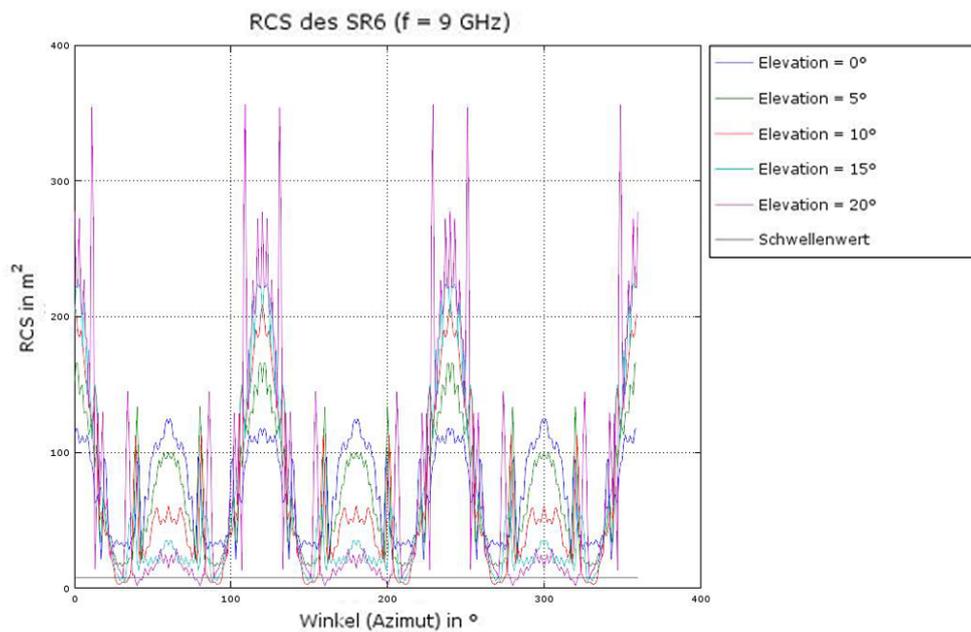


Abbildung 5.21: Simulationsergebnis des *SR6* im X-Band

Die Tabelle 5.9 zeigt die ausgewerteten Daten des *SR6* im X-Band. Der *SR6* besitzt im X-Band die höchsten Werte für den RCS als alle anderen simulierten Radarreflektoren. Bei zwei der fünf Elevationswinkel liegen alle RCS-Werte in der Azimutebene über dem vorgeschriebenen RCS-Wert.

Elevations- winkel	max. RCS [ $m^2$ ]	$\overline{RCS}$ [ $m^2$ ]	totaler Win- kel > 7,5 $m^2$	max. tota- ler Winkel < 7,5 $m^2$	min. Ab- stand zw. Einbrüchen
0	124,8222	72,4739	360	0	0
5	166,0601	70,4716	360	0	0
10	209,3774	66,0789	306	9	51
15	224,5016	66,0843	342	2	1
20	356,3193	73,6893	325	5	7

Tabelle 5.9: Statistik des SR6 im X-Band

## 5.6 Auswertung

### 5.6.1 Auswertung nach MSC164

Für die Auswertung werden alle Punkte des MSC164 mit den Simulationsergebnissen der drei passiven Radarreflektoren in Hinblick auf ihre Einhaltung überprüft und in der Tabelle 5.10 zusammengefasst. Falls ein Punkt der Spezifikation zu trifft, wird in die entsprechende Zelle ein Haken (✓) und für Nichteinhaltung eines Punktes ein x eingetragen.

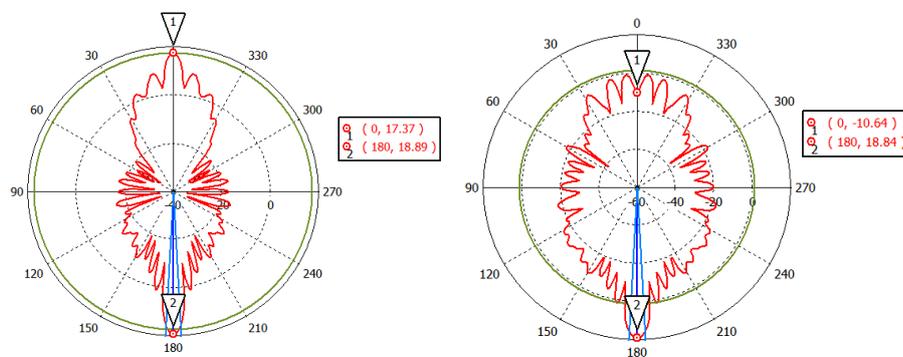
	Totaler Winkel > RCS		Totaler Winkel < RCS		Abstand zw. Einbrüchen	
	3 GHz	9 GHz	3 GHz	9 GHz	3 GHz	9 GHz
<b>Plastimo</b>						
0 Elevation	x	x	x	✓	x	x
5 Elevation	x	x	x	x	x	x
10 Elevation	x	x	x	x	x	x
15 Elevation	x	x	x	x	x	x
20 Elevation	x	x	x	x	x	x
<b>Davis Echomaster</b>						
0 Elevation	x	x	x	x	✓	x
5 Elevation	x	x	x	x	x	x
10 Elevation	x	x	x	x	x	x
15 Elevation	x	x	x	x	x	x
20 Elevation	x	x	x	x	x	x
<b>SR6</b>						
0 Elevation	✓	✓	✓	✓	x	✓
5 Elevation	✓	✓	✓	✓	✓	✓
10 Elevation	✓	✓	✓	✓	✓	✓
15 Elevation	✓	✓	✓	✓	✓	x
20 Elevation	✓	✓	✓	✓	✓	x

Tabelle 5.10: Übersicht der Auswertung bzgl. der Einhaltung der Spezifikation nach MSC.164(78)

#### Plastimo und Davis Echomaster

Wie die Tabelle 5.10 zeigt, wird die Spezifikation MSC.164(78) für den *Plastimo* und den *Davis Echomaster* für beide Frequenzen nicht eingehalten. Die Werte des RCS für das X-Band sind höher als für das S-Band, aufgrund der kleineren Wellenlängen der elektromagnetischen Welle im X-Band. Sowohl beim *Plastimo*, als auch beim *Davis Echomaster*, wird

die elektromagnetische Welle über einen großen Winkelbereich gestreut. Ein weiterer Teil der Leistung geht über Wärmeverluste verloren. So gelangt ein zu geringer Teil der elektromagnetischen Welle zurück zum Radarsystem. Dennoch findet nicht nur eine Streuung der elektromagnetischen Welle an dem *Plastimo* und *Davis Echomaster* statt, sondern sie erfährt auch eine hohe Transmission. Daraus lässt sich schließen, dass der Transmissionsfaktor größer als der Reflexionsfaktor ist. In den nachfolgenden Abbildungen 5.22a und 5.22b ist für den *Davis Echomaster* der minimale und der maximale Wert des RCS in dB als Beispiel für die Reflexion und Transmission im Polardiagramm dargestellt. Die Marker 1 und 2 markieren die reflektierte Leistung (Winkelposition  $0^\circ$ ) und die transmittierte Leistung (Winkelposition  $180^\circ$ ). Der Winkel  $0^\circ$  entspricht dabei der Richtung, aus der sich die elektromagnetische Welle ausbreitet. Der Mittelpunkt des Polardiagramms ist die Position des Radarreflektors.



(a) Maximalwert des RCS (Azimutwinkel =  $315^\circ$ ) (b) Minimalwert des RCS (Azimutwinkel =  $139^\circ$ )

Abbildung 5.22: Polardiagramm des Davis Echomaster für den maximalen und minimalen RCS-Wert bei einem Elevationswinkel von  $0^\circ$  im X-Band

Wie die Abbildungen 5.22a und 5.22b auch zeigen, wird die elektromagnetische Welle bei der linken Abbildung gebündelter in Richtung des Radarsystems reflektiert. Bei der rechten Abbildung wird die elektromagnetische Welle aufgrund der Winkelposition des *Davis Echomasters* und der auftretenden Geometrie über einen größeren Bereich gestreut. Neben dem Azimutwinkel hat der Elevationswinkel einen weiteren Einfluss auf den RCS. Durch die Neigung des Radarreflektors wird ein weiterer Teil der Leistung in Richtung des Neigungswinkels des Radarreflektors reflektiert. Dies ist in der Abbildung 5.23 abgebildet.

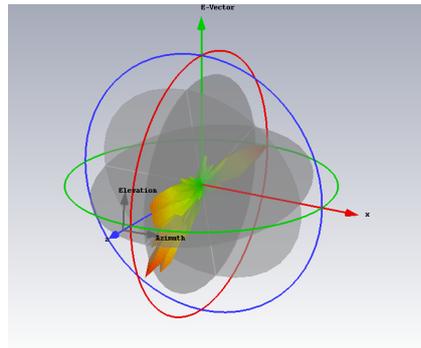


Abbildung 5.23: Fernfeld des Davis Echomaster im X-Band bei einem Elevationswinkel von  $\varepsilon = 15^\circ$

## SR6

Der SR6 hält die Spezifikation *MSC.164(78)* bei den jeweiligen Elevationswinkeln für zumindest eine der beiden Frequenzen ein. Die Reflexion der elektromagnetischen Welle findet beim SR6 gebündelter statt. Dies ist durch die Geometrie der Winkelreflektoren gegeben, da die elektromagnetische Welle zur Mitte hin reflektiert wird. Dies ist in den Abbildungen 5.24a und 5.24b zu sehen.

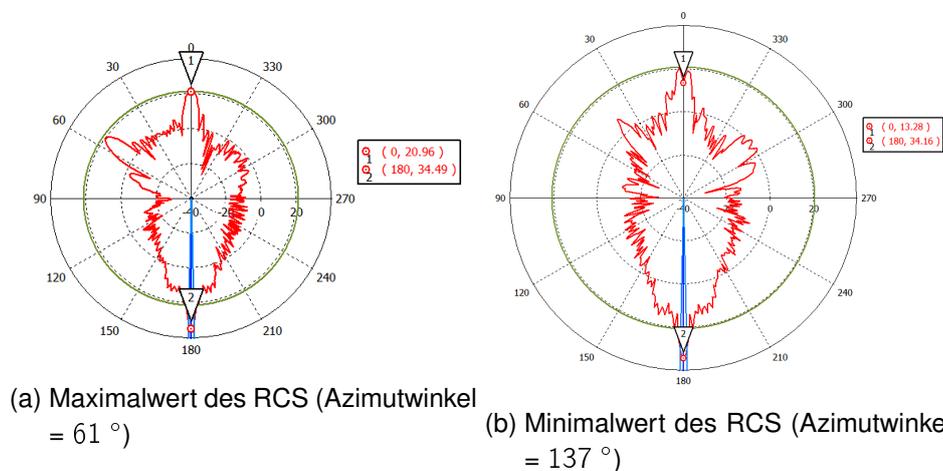


Abbildung 5.24: Polardiagramm des SR6 für den maximalen und minimalen RCS-Wert bei einem Elevationswinkel von  $0^\circ$  im X-Band

Wie die Abbildungen 5.24a und 5.24b zeigen, wird vom SR6 ein Großteil der Leistung wieder in Richtung des Radarsystems reflektiert. Trotz der gebündelten Reflexion geht der größte Teil der Leistung über die Transmission verloren. Aus den Tabelle 5.8 und 5.8 ist zu erkennen, dass der Elevationswinkel im Gegensatz zu den anderen beiden passiven Radarreflektoren

den RCS kaum beeinflusst. Dies ist durch die Neigung der einzelnen Winkelreflektoren bei gerader Ausrichtung (Elevationswinkel =  $0^\circ$ ) des SR6 gegeben. Die Abbildung 5.25 zeigt das Fernfeld des SR6 für einen Elevationswinkel von  $15^\circ$ .

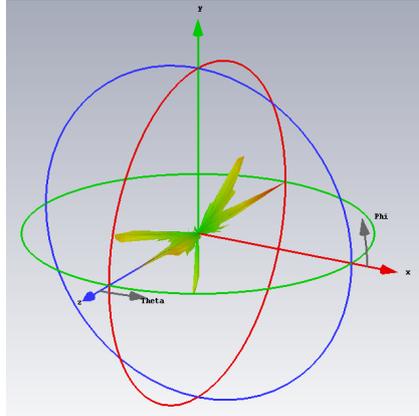


Abbildung 5.25: Fernfeld des SR6 im X-Band bei einem Elevationswinkel von  $\varepsilon = 15^\circ$

Weitere Polardiagramme sowie 3D-Grafiken der Fernfelder der minimalen und maximalen Werte des RCS sind im Anhang im Ordner *Bilder\_Polardiagramm\_Fernfeld* einzusehen.

### 5.6.2 Vergleich mit Bericht *Performance Investigation of Marine Radar Reflectors on the Market*

Für die Auswertung werden zusätzlich die Simulationsergebnisse des *Plastimo* mit einem Bericht über die Messung von Radarreflektoren der Firma *QinetiQ Ltd* im X-Band verglichen. Der Bericht beschreibt die Messung von zehn unterschiedlichen Radarreflektoren bei einer Frequenz von  $f = 9,41 \text{ GHz}$  (X-Band). Lediglich die Werte für den maximalen RCS und den Mittelwert des RCS werden verglichen (siehe Tabelle 5.11). Die Werte sind aus dem Bericht von *QinetiQ* entnommen [siehe Luke (2007)] und ist im Anhang im Ordner *Internet-adressen* einzusehen.

Elevationswinkel	max. $RCS_{QinetiQ}$	max. $RCS_{CST}$	$\overline{RCS}_{QinetiQ}$	$\overline{RCS}_{CST}$
0	66,76	67,8821	11,92	12,6235
5	25,52	5,2527	1,97	1,5110
10	7,17	5,6440	1,75	1,4286
15	4,4	7,4695	2,17	1,8073
20	6,79	11,4695	3,41	2,6299

Tabelle 5.11: Vergleich der RCS-Werte des *Plastimo* von *CST Microwave Studio* und *QinetiQ*

Der Vergleich der Ergebnisse des Berichtes und der Simulation mit *CST Microwave Studio* zeigt, dass die Werte für den RCS sich beim maximalen RCS, außer bei einem Elevationswinkel von  $0^\circ$  gegeben, stark unterscheiden. Die größte Abweichung ist bei einem Elevationswinkel von  $5^\circ$ .

## 5.7 Worst-Case-Simulation des SR6

Da der SR6 im Gegensatz zu den beiden anderen simulierten Radarreflektoren am ehesten die Spezifizierungen *MSC.164(78)* einhält, wird eine Worst Case Simulation durchgeführt. Der Worst Case tritt ein, wenn keine Anforderung mehr eingehalten wird. Dafür wird die Länge der Dreiecksreflektoren des SR6 systematisch verkleinert und die Höhe angepasst. Dabei wird beachtet, dass keine großen Freiräume zwischen den Dreiecksreflektoren entstehen, in denen sich die elektromagnetische Welle ungehindert ausbreiten kann. Die Simulationen werden im S-Band ( $f = 3 \text{ GHz}$ ) aufgrund der geringeren Simulationsdauer gegenüber dem X-Band ( $f = 9 \text{ GHz}$ ) durchgeführt. Es werden die gleichen Einstellungen wie bei den normalen Simulationen benutzt (vgl. Kapitel 5.2). Der SR6 wird über einen Winkelbereich von  $360^\circ$  (Azimut) und einer vertikalen Neigung von  $0^\circ$  (Elevation) simuliert. Zunächst wird die Länge der Dreiecksreflektoren um  $100 \text{ mm}$  verkleinert. Ab einer Länge von  $100 \text{ mm}$  wird die Länge um  $25 \text{ mm}$  verkleinert. Die Ergebnisse sind nachfolgend tabellarisch dargestellt (siehe Tabelle 5.12). Die Länge der kürzeren Seite des Dreiecksradarreflektors wird konstant gehalten.

Länge des Dreiecksreflektor [mm]	Höhe des SR6 [mm]	max. RCS [ $m^2$ ]	$\overline{RCS}$ [ $m^2$ ]	totaler Winkel $> 7,5 \text{ m}^2$	max. totaler Winkel $< 7,5 \text{ m}^2$	min. Abstand zw. Einbrüchen
400	637	19,0847	11,9473	360	0	0
300	637	15,1727	10,0972	360	0	0
200	527	12,3792	8,2742	360	0	0
100	400	6,934	2,8654	348	2	23
75	370	2,7511	0,9414	198	9	5
50	337	1,4722	0,4825	120	10	31

Tabelle 5.12: Statistik des SR6 im S-Band bei Verkleinerung der Dreiecksradarreflektor Länge und der Höhe des SR6

Zunächst wird analysiert, wann der Punkt 3.2.1 (siehe Kapitel 2) der Spezifizierung *MSC.164(78)* nicht mehr eingehalten wird. Wie in der Tabelle 5.12 zu erkennen ist, wird bei einer Länge von 75 mm der Punkt 3.2.1 nicht mehr eingehalten, da der RCS nur in einem Winkelbereich von 198 ° azimuth anstatt der geforderten 280 ° oberhalb der Vorgabe von 0,5 m<sup>2</sup> liegen. Des Weiteren wird auch der Punkt 3.2.3 (siehe Kapitel 2) der Spezifizierung nicht mehr eingehalten, der Punkt 3.2.2 (siehe Kapitel 2) jedoch schon. Es kann davon ausgegangen werden, dass der Punkt 3.2.2 zwischen den Längen 100 mm - 75 mm ebenfalls eingehalten wird. Dementsprechend wird die Länge der Dreiecksradarreflektoren in 2,5 mm-Schritten verkleinert und simuliert. Das Ergebnis ist in der nachfolgenden Tabelle 5.13 zu sehen.

Länge des Dreiecksreflektor [mm]	Höhe des SR6 [mm]	max. RCS [m <sup>2</sup> ]	$\overline{RCS}$ [m <sup>2</sup> ]	totaler Winkel > 7,5 m <sup>2</sup>	max. totaler Winkel < 7,5 m <sup>2</sup>	min. Abstand zw. Einbrüchen
72,5	366	2,3611	0,8731	204	9	5
70	362	2,0016	0,8073	204	9	5
67,5	359	1,7229	0,7367	192	9	5
65	356	1,5668	0,6058	198	9	5
62,5	353	1,533	0,6055	182	9	5
60	350	1,4084	0,5319	168	9	4
57,5	348	1,3632	0,475	142	11	2

Tabelle 5.13: Statistik des SR6 im S-Band bei Verkleinerung der Dreiecksradarreflektor Länge und der Höhe des SR6 - Schrittweite 2,5 mm

Da die Punkte 3.2.1 (siehe Kapitel 2) und 3.2.3 (siehe Kapitel 2) bei einer Länge von 75 mm nicht mehr eingehalten werden, wird nur noch der Punkt 3.2.2 überprüft. Wie aus Tabelle 5.13 ersichtlich, werden ab einer Länge von 57,5 mm des Dreiecksreflektors keiner der Punkte der Spezifikation *MSC.164(78)* mehr eingehalten und der worst case tritt ein.

# 6 Schluss

## 6.1 Diskussion der Ergebnisse

Die Ergebnisse der Simulationen zeigen, dass der durch das *MSC* vorgegebene Leistungsstandard für passive Radarreflektoren für den *Plastimo* und *Davis Echomaster* Reflektor nicht eingehalten werden. Der Leistungsstandard des *SR6* wird für keines der beiden Frequenzbänder komplett eingehalten. Mindestens ein Elevationswinkel des *SR6* hält den Leistungsstandard nicht ein.

Die Untersuchung der Polardiagramme des *Plastimo* und *Davis Echomaster* hat gezeigt, dass die elektromagnetische Welle über einen zu großen Winkelbereich gestreut wird, was für die Anwendung von Radarreflektoren ungeeignet ist. Dies hat zur Folge, dass die Möglichkeit besteht, dass die Leistung des zum Radarsystem zurück reflektierten Signals unter dem Wert der minimalen Empfangsleistung  $P_E$  liegt und nicht vom Radarsystem detektiert wird.

Eine weitere Erkenntnis aus den Simulationsergebnissen ist, dass der RCS sehr stark von dem Winkel der einfallenden Welle, abhängt. So können bei der Änderung des Einfallswinkel von  $1^\circ$  Änderungen von bis zu  $30 \text{ m}^2$  für den RCS auftreten.

Außerdem wurde festgestellt, dass Radarreflektoren bei gerader Ausrichtung (Elevationswinkel =  $0^\circ$ ) die elektromagnetische Welle am effektivsten reflektieren. Die elektromagnetische Welle wird bei gerade Ausrichtung (Elevationswinkel =  $0^\circ$ ) am Wenigsten in die vertikalen Ebene reflektiert. Auf einem Schiff jedoch ist die gerade Ausrichtung eines passiven Radarreflektors aufgrund der Bewegung des Wassers schwer einzuhalten.

Durch die Untersuchung des *SR6* wurde festgestellt, dass der Dreiecksreflektor durch seine Geometrie gute Reflexionseigenschaften hat und die elektromagnetische Welle gebündelter reflektiert.

Durch die Worst-Case-Simulation des *SR6* wurde außerdem festgestellt, dass bei gut gewählter Geometrie, Radarreflektoren konstruiert werden können, welche die Spezifikation des *MSC* einhalten können.

Letztendlich sind die aktiven Radarreflektoren gegenüber den passiven Radarreflektoren effizienter. Die elektromagnetischen Wellen erfahren auf dem Weg vom Radarsystem zum Objekt und vom Objekt zum Radarsystem zurück auf jeweils nur einer Wegstrecke eine Dämpfung, da das Antwortsignal vom Objekt mit einer anderen Trägerfrequenz gesendet

wird. Ein Nachteil der aktiven Radarreflektoren ist jedoch der Kostenfaktor und die Strahlungsbelastung an Bord eines Schiffes.

## 6.2 Fazit der Simulation

Durch die symmetrische Geometrie der Radarreflektoren kann die Simulation des RCS's effizienter durchgeführt werden. Es ist ausreichend die Radarreflektoren über einen Winkelbereich von  $0 - 90^\circ$  zu simulieren. Dadurch wird die Simulationszeit auf  $1/4$  der eigentlichen Simulationsdauer, die für einen Winkelbereich von  $0 - 360^\circ$  benötigt werden, reduziert. Eine andere Möglichkeit in *CST Microwave Studio* ist, dass so genannte *Boundarie Conditions* eingestellt werden können, die Symmetrien des elektromagnetischen Feldes ausnutzen. Dadurch kann die Simulationsdauer verkürzt werden.

## 6.3 Ausblick

Wie die Simulationsergebnisse zeigen, wird die Spezifikation *MSC.164(78)* größtenteils nicht eingehalten. Zur Verbesserung des RCS eines Objektes sollte seine Geometrie so gewählt werden, dass die elektromagnetische Welle gebündelter in Richtung des Radarsystems reflektiert wird. Die Geometrie sollte so gewählt werden, dass sie über einen Bereich von  $360^\circ$  (Azimut) einen konstanten RCS aufweist. Des Weiteren kann die Geometrie eines bestehenden Radarreflektors so konstruiert werden, dass seine elektrisch wirksame Fläche größer wird. Das hat zur Folge, dass der RCS des Radarreflektors ansteigt. Das Material aus dem der Radarreflektor besteht, sollte danach ausgesucht werden, dass sich die Reflexionseigenschaften des Radarreflektors verbessern. Als Letztes können neue geometrische Formen konstruiert werden, welche bessere Reflexionseigenschaften aufweisen, um so das menschliche Leben auf See besser schützen.

# 7 Anhang

Der Anhang enthält:

- Bilder\_Polardiagramm\_Fernfeld
  - Der Ordner *Bilder\_Polardiagramm\_Fernfeld* enthält Screenshots der Polardiagramme sowie der Fernfelder aller drei passiven Radarreflektoren in beiden Frequenzbänder (S- und X-band) für die Elevationswinkel  $0^\circ$  -  $20^\circ$ . Es wurden die Winkelpositionen aufgenommen, bei welcher der RCS seinen minimalen bzw. seinen maximalen Wert hat.
- CST
  - Der Ordner *CST* enthält zum Einen eine Präsentation der Firma *CST Studio Suite* über den *Integral Equation Solver (6-1-3-Electrically-Large-Applications-and-Integral-Equation-solver)* und zum Anderen ein Screenshot, der für die Simulation verwendeten Einheiten. Die sich in dem Ordner befindende .txt-Datei enthält die Internetadresse der Präsentation.
- Datenblätter
  - In dem Ordner *Datenblätter* befinden sich die Datenblätter der drei passiven Radarreflektoren *Plastimo*, *Davis Echomaster* und *SR6* als .pdf-Dateien. Die Datenblätter wurden für die Modellierung der drei passiven Radarreflektoren in *CST Microwave Studio* verwendet. Außerdem befinden sich in dem Ordner .txt-Dateien, welche die Internetadresse der Datenblätter enthalten.
- Internetseiten
  - Der Ordner *Internetadressen* enthält PDF-Dateien von verwendeten Internetadressen.
- MSC
  - Der Ordner *MSC* enthält zwei PDF-Dateien (*MSC78-26-Add.1.pdf* und *MSC78-26-Add.2.pdf*) mit denen auf der 78. Sitzung des MSC beschlossenen Punkten.

Des Weiteren ist der Punkt, der die neue Spezifikation für passive Radarreflektoren (*MSC.164(78)*) enthält, in der PDF-Datei *MSC164(78)* zu finden. Die Internetadressen für die Dateien *MSC78-26-Add.1.pdf* und *MSC78-26-Add.2.pdf* befinden sich in der .txt-Datei *MSC78\_26*.

- Simulationsergebnisse
  - In dem Ordner *Simulationsergebnisse* befinden sich die Simulationsergebnisse von *CST Microwave Studio* als .txt-Dateien. In jedem Ordner befinden sich insgesamt fünf .txt-Dateien mit den fünf simulierten Elevationswinkeln. Außerdem befinden sich in dem Ordner *Worst Case des SR6* die Simulationsergebnisse der Worst-Case Simulation des SR6. Zu dem befindet sich in dem Ordner *Verifikation\_der\_Simulationsergebnisse* die Simulationsergebnisse für die Kugel und den Zylinder. Die linke Spalte der jeweiligen .txt-Datei entspricht dem Winkel in der Azimutebene. Die rechte Spalte der jeweiligen .txt-Datei entspricht dem RCS für die entsprechende Winkelposition.

Die CD mit Anhang ist bei Prof. Dr. -Ing Ralf Wendel einsehbar.

# Literaturverzeichnis

- [Borkar u. a. 2010] BORKAR, V. G. ; GOSH, A. ; SINGH, R.K. ; CHOURASIA, N.: Radar Cross-section Measurement Techniques. In: *Defence Science Journal* 60 (2010), März, Nr. 2, S. 204–212
- [Chew u. a. 1997] CHEW, Weng C. ; JIN, Jian-Ming ; LU, Cai-Cheng ; MICHIELSEN, Eric ; SONG, Jiming M.: Fast Solution Methods in Electromagnetics. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 45 (1997), März, Nr. 3, S. 533–543
- [CST Studio Suite ] CST STUDIO SUITE: *CST Microwave Studio*. – URL <https://www.cst.com/products/CSTMWS>. – Zugriffsdatum: 25.2.2016
- [CST Studio Suite 2009] CST STUDIO SUITE: *(Electrically) Large Applications & Integral Equation Solver*. 2009. – URL <https://www.cst.com/Content/Events/UGM2009/6-1-3-Electrically-Large-Applications-and-Integral-Equation-solver.pdf>. – Zugriffsdatum: 2.2.2016
- [CST Studio Suite 2014] CST STUDIO SUITE: *Handbuch CST Microwave Studio*. S. 71; 89–91, CST Studio Suite, 2014
- [CST Studio Suite 2015] CST STUDIO SUITE: *Online Hilfe CST Microwave Studio 2015*. CST Studio Suite, 2015
- [Davis Instrument Corporation 2009] DAVIS INSTRUMENT CORPORATION: *Davis Echo-master Radar Reflectors*. 2009. – URL [http://www.davisnet.com/product\\_documents/marine/manuals/00155-010\\_IM\\_00152\\_153\\_157.pdf](http://www.davisnet.com/product_documents/marine/manuals/00155-010_IM_00152_153_157.pdf). – Zugriffsdatum: 30.9.2015
- [Deutscher Amateur Radio Club e.V. 2015] DEUTSCHER AMATEUR RADIO CLUB E.V.: *DARC e.V. Online zur Amateurfunkprüfung Klasse E - Technik E11 Antennentechnik*. 2015. – URL <http://www.darc.de/referate/ajw/ausbildung/darc-online-lehrgang/technik-klasse-e/technik-e11/>. – Zugriffsdatum: 16.3.2016

- [Earth System Research Laboratory ] EARTH SYSTEM RESEARCH LABORATORY: *Solar Calculator Glossary*. – URL <http://www.esrl.noaa.gov/gmd/grad/solcalc/azelzen.gif>. – Zugriffsdatum: 30.3.2016
- [Echomax 2002] ECHOMAX: *Competing Products*. 2002. – URL <http://www.echomax.co.uk/competing-products.html>. – Zugriffsdatum: 1.3.2016
- [Gibson 2008] GIBSON, Walter C.: *The Method of Moments in Electromagnetics*. S. 43–48; 222–223; 226, Taylor& Francis Group, 2008. – ISBN 978-1-4200-6145-1
- [Göbel 2001] GÖBEL, J.: *Radartechnik*. S. 1; 16–18; 24–28; 49–54; 57–61, VDE Verlag Berlin und Offenbach, 2001. – ISBN 3-80007-2582-7
- [Huder 1999] HUDER, B.: *Einführung in die Radartechnik*. S. 1–2; 5–8; 13–15; 29; 33–37, B.G. Teubner Stuttgart Leipzig, 1999. – ISBN 3-519-06261-5
- [IMO 1974] IMO: *International Convention for the Safety of Life at Sea (SOLAS), 1974*. 1974. – URL [http://www.imo.org/en/About/Conventions/ListOfConventions/Pages/International-Convention-for-the-Safety-of-Life-at-Sea-\(SOLAS\)-1974.aspx](http://www.imo.org/en/About/Conventions/ListOfConventions/Pages/International-Convention-for-the-Safety-of-Life-at-Sea-(SOLAS)-1974.aspx). – Zugriffsdatum: 30.3.2016
- [IMT 2016] IMT: *Radarreflektor SR6*. 2016. – URL <http://www.imt-deutschland.de/de/produkte/seezeichen/zubehoer/radarreflektor-sr6.html>. – Zugriffsdatum: 31.3.2016
- [Julius Signal B.V. 2015] JULIUS SIGNAL B.V.: *SR6 Radarreflektor*. 2015. – URL [www.julius-signal.com/de/produkte/zubehoer/sr6-radar-reflektor.html](http://www.julius-signal.com/de/produkte/zubehoer/sr6-radar-reflektor.html). – Zugriffsdatum: 5.01.2016
- [Klausing und Holpp 2000] KLAUSING, H. ; HOLPP, W.: *Radar mit realer und synthetischer Aperatur: Konzeption und Realisierung*. S. 1–8; 30–34; 35–37; 39–41; 55–63; 105–107; 112–113, H. Klausing W., 2000. – ISBN 3-486-23475-71
- [Luke 2007] LUKE, Steve: *Performance Investigation of Marine Radar Reflectors on the Market*. 2007. – URL <http://www.ussailing.org/wp-content/uploads/daroot/Offshore/SAS%20Studies/2007%20Radar%20Reflector%20Test.pdf>
- [MSC 2004] MSC, Maritime Safety C.: *REVISED PERFORMANCE STANDARDS FOR RADAR REFLECTORS*. International Maritime Organization. 2004. – URL [http://www.navcen.uscg.gov/pdf/marcomms/imo/msc\\_resolutions/MSC164\(78\).pdf](http://www.navcen.uscg.gov/pdf/marcomms/imo/msc_resolutions/MSC164(78).pdf). – Zugriffsdatum: 30.9.2015

- [Plastimo ] PLASTIMO: *Octaeder Type Radar Refeectors*. – URL <http://www.plastimo.com/en/safety/radar-reflectors/reflecteurs-radar-type-octaedre-9562.html>. – Zugriffsdatum: 3.1.2016
- [Rembold 2015] REMBOLD, B.: *Wellenausbreitung Grundlagen - Modelle - Messtechnik - Verfahren*. S. 21–23, Springer Fachmedien Wiesbaden, 2015. – ISBN 978-3-658-08641-1
- [Song u. a. 1997] SONG, Jiming M. ; LU, Cai-Cheng ; CHEW, Weng C.: Multilevel Fast Multipole Algorithm for Electromagnetics. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 45 (1997), Oktober, Nr. 10, S. 1488–1492

# Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 1. April 2016

Ort, Datum

Unterschrift