

Entwicklung und Realisierung einer hochauflösenden echtzeitfähigen 3D Sonar Kamera für den Einsatz in der Tiefsee

Dissertation
zur Erlangung des Grades
des Doktors der Ingenieurwissenschaften
der Naturwissenschaftlich-Technischen Fakultät
der Universität des Saarlandes

von

Jörn Michael Ehrhardt

Saarbrücken

2017

Tag des Kolloquiums: 14.06.2017

Dekan: Prof. Dr. Guido Kickelbick

**Mitglieder
des Prüfungsausschusses:** Prof. Dr. Matthias Nienhaus
Prof. Dr. Heiko Zimmermann
i.V. für Prof. Dr. Günter Fuhr
Prof. Dr. Andreas Schütze
Dr. Andreas Tschöpe

Zusammenfassung. Die fortschreitende Erkundung und Nutzung der Tiefsee machen Visualisierungswerkzeuge notwendig, welche für einen Betrieb unter den extremen Umgebungsbedingungen geeignet sind. Optische Kamerasysteme sind durch die Beeinträchtigungen aufgrund hoher Schwebstoffkonzentrationen besonders im Bereich des Meeresbodens stark eingeschränkt. Als Alternative kommen akustische Bildgebungssysteme in Betracht, die von diesen Beeinträchtigungen deutlich weniger stark betroffen sind. Um eine optische Bildgebung ersetzen zu können, müssen diese akustischen Systeme eine hochaufgelöste volumetrische Abbildung der Umgebung in Echtzeit erlauben. Die bislang kommerziell verfügbaren bildgebenden Sonar-Systeme sind für viele Anwendungen im Bereich der Tiefsee nicht oder nur unzureichend geeignet. Deshalb wurde in dieser Arbeit ein bildgebendes Sonar-System entwickelt, welches die Limitationen bisheriger akustischer Systeme für diesen speziellen Einsatzbereich überwindet. Im Rahmen des Entwicklungsprozesses wurden Simulationswerkzeuge erstellt, die wichtige Parameter des Kamerasystems abbilden und zu dessen Auslegung genutzt werden können. Hierzu zählen beispielsweise Simulationen zu den Schallfeldgeometrien und zu den Auflösungseigenschaften. Mit Hilfe verschiedener Filter-Algorithmen konnten betriebsbedingte Bildartefakte minimiert werden. Die Ergebnisse der Systementwicklung wurden in einen Demonstrator überführt, mit dem die Leistungsfähigkeit des Konzeptes anhand von Phantommessungen validiert werden konnte.

Summary. The ongoing exploration and utilization of the deep sea necessitate visualization tools which are suitable for an operation under the extreme environmental conditions. Optical camera systems are very restricted for this purpose due to a high concentration of suspended matter in the sea floor area. Acoustic imaging systems can be an appropriate alternative since they do suffer much less from this limitation. In order to substitute optical imaging systems, the acoustic systems have to provide high-resolution volumetric images of the environment in real-time. The commercially available sonar imaging systems to date are insufficient for most applications in the field of deep sea. Therefore, within this work a sonar imaging system has been developed and constructed which overcomes the limitations of the present systems for that specific scope of application. Simulation tools have been implemented during the development process which model important parameters of the camera system and can be used for its design. These include simulations concerning the sound field geometry as well as the spatial resolution capabilities. By the aid of different filter algorithms, operational image artifacts could be suppressed. The results of the system development have been transferred into a demonstrator. Measurements on various phantoms have been performed with this demonstrator in order to validate the performance of the system concept.

Für Jakob Werner Ehrhardt.

Inhaltsverzeichnis

Teil I Grundlagen

1	Einleitung	9
1.1	Einführung Tiefsee	9
1.2	Motivation	11
2	Stand der Technik	13
2.1	Überblick bildgebende Ultraschallsysteme	13
2.2	Limitationen der bisherigen Systeme	20
3	Wirkmechanismen bei der Ultraschallbildung	21
3.1	Funktionsweise von bildgebenden Ultraschallsystemen	21
3.1.1	Grundlegendes Funktionsprinzip	21
3.1.2	Ultraschallarrays	26
3.1.3	Sende- und Empfangsmodalitäten bei Ultraschallantennen	30
3.1.4	Arten von Ultraschallwandlern	38
3.1.5	Akustische Materialien	39
3.1.5.1	Aktive Materialien	39
3.1.5.2	Passive Materialien	47
3.1.6	Beamformer	49
3.2	Schallausbreitung in Seewasser	51
3.3	Designparameter und limitierende Faktoren	53
4	Konzept	59

Teil II Algorithmen und Simulationen

5	Algorithmen und Signalverarbeitung	65
5.1	Punktquellensynthese	65
5.2	Rekonstruktionsalgorithmen	66
5.3	Rekonstruktionsfilter	68
5.4	Kodierte Signale	74
5.5	Apodisierung	76
6	Simulationen	79
6.1	Schallfeldsimulationen	79
6.1.1	Schallfeld in Endausprägung	79
6.1.2	Schallfeld im zeitlichen Verlauf	86

6	Inhaltsverzeichnis	
6.2	Rekonstruktionssimulationen	90
6.2.1	Räumliche Auflösung	91
6.2.2	Einfluss verschiedener Parameter auf die Bildqualität	93
6.2.3	Rekonstruktionsartefakte	97
6.3	Materialsimulationen	99

Teil III Experimentelle Arbeit

7	Ultraschallantenne	107
7.1	Aufbau und Validierung von Testwandlern	107
7.2	Aufbau der Antenne	114
7.3	Evaluierung der elektroakustischen Eigenschaften	117
8	Elektronik und Software	125
8.1	Aufbau und Funktionsweise des Beamformers	125
8.2	Limitierende Faktoren	128
8.3	Steuerungs- und Auswertesoftware	131
9	Auslegung und Validierung des Gesamtsystems	133
9.1	Aufbau des Gesamtsystems	133
9.2	Schallfeldmessungen	136
9.3	Messungen an Phantomen	141

Teil IV Zusammenfassende Betrachtungen

10	Zusammenfassung und Diskussion	161
11	Ausblick	163
	Literaturverzeichnis	165

Teil V Anhang

A	Abkürzungsverzeichnis	171
B	Danksagung	173
C	Lebenslauf	175

Grundlagen

Einleitung

1.1 Einführung Tiefsee

Der Ozean steuert wichtige globale Prozesse und spielt eine Schlüsselrolle im weltweiten Klimageschehen. Rund ein Drittel des freigesetzten Kohlendioxids wird vom tiefen Ozean aufgenommen und für lange Zeiträume gespeichert. In den Sedimenten der Tiefsee ist die Klimageschichte der Erde aufgezeichnet. Diese Informationen können genutzt werden, um zukünftige Entwicklungen des Weltklimas in Modellen zu erfassen [1]. Eine einheitliche Definition der Tiefsee existiert nicht. Jedoch haben sich die meisten Forscher auf eine Tiefe von etwa 1000 m geeinigt, da bei dieser Grenze kein natürliches Licht mehr detektiert werden kann und auch die Temperaturschwankungen auf weniger als 1 °C abfallen. Die Gebiete der Meere, welche tiefer als 1000 m sind, bedecken mehr als 60 % der Erdoberfläche und bilden somit den bei weitem größten Lebensraum der Erde. Zudem gelten bislang nur etwa ein bis zwei Prozent dieses Gebietes als erforscht [2]. Die Tiefsee stellt infolge dessen ein riesiges, bislang weitgehend unerforschtes Terrain für eine Vielzahl an wissenschaftlichen Disziplinen dar. Die Forschungsinteressen der Geologie umfassen in diesem Bereich unter anderem Untersuchungen an unterseeischen Gesteinsformationen, den Aufbau der Erdschichten im Meeresboden, Gashydratvorkommen an Kontinentelhängen sowie Austrittsstellen von Hydrothermalquellen aus vulkanischen Gesteinsschichten im Erdinnern, den sogenannten *Schwarzen Rauchern*. Die Untersuchung dieser Gesteine und ihres mineralischen Inhaltes lässt Rückschlüsse auf die Entstehung und die Veränderung der Erde im Laufe ihrer Geschichte zu und erlaubt Prognosen für ihre zukünftige Entwicklung.

Die immense Artenvielfalt der Tiefsee bildet einen Forschungsschwerpunkt der Meeresbiologie. Die verschiedenen Lebewesen zu zählen, zu untersuchen, zu kategorisieren, zu benennen sowie ihre Lebensweisen näher zu beleuchten ist Gegenstand mehrerer international geförderter und vernetzter Forschungsprojekte [3]. Konservative Schätzungen gehen aktuell von etwa zehn Millionen verschiedenen Arten von Lebewesen in den Ozeanen aus. Hiervon sind bislang nur etwa 240.000 verschiedene Arten untersucht und dokumentiert [2]. Über die Lebensformen im Bereich der Tiefsee ist bislang nur sehr wenig bekannt. Insbesondere ihre Arten der Anpassung an die extremen Umweltbedingungen sind von Interesse für die Forscher (Biolumineszenz, Chemosynthese, Symbiosen u.v.m.). Chemiker und Pharmazeuten sehen das Potenzial in Tiefseeorganismen zur Herstellung neuartiger Medikamente oder biologisch abbaubarer Kunststoffe. Die Erforschung der biochemischen Substanzen aus der Tiefsee und der Möglichkeiten ihrer Verwendung befindet sich derzeit noch im Anfangsstadium, sodass die Forscher ein besonderes Interesse an der weiteren Exploration der Tiefsee und der darin befindlichen Organismen haben. Nicht zuletzt hat die Entdeckung von großflächigen mineralischen Ablagerungen am Meeresboden auch das Interesse der Rohstoffindustrie geweckt. Die mineralischen Anteile in den Massivsulfiden der Schwarzen Raucher sind um ein Vielfaches höher als die Konzentrationen, welche in Erzminen an Land gefördert

werden. Durchschnittlich finden sich in einer Tonne Massivsulfid zwischen fünf und zwanzig Gramm Gold, bis zu 1200 g Silber, 50 % Zink und 15 % Kupfer [2]. Auch die polymetallischen Knollen oder Manganknollen, bilden eine interessante und womöglich lukrative Quelle für verschiedene teilweise seltene Mineralien und Spurenelemente. Bei diesen Knollen handelt es sich um unregelmäßig-rundlich geformte Gesteinskörper mit Durchmessern zwischen 1 und 6 cm. Sie bilden sich im Laufe von Jahrmillionen in sedimentationsarmen Tiefseegebieten durch Ausfällung von Mangan- und Eisenoxiden sowie weiteren Neben- und Spurenelementen aus dem Meerwasser und dem Porenwasser im Sediment. Sie liegen in unterschiedlicher Dichte über den Boden der Tiefsee in etwa 5000 m verstreut. Im Nordpazifik befinden sich die größten Vorkommen an Manganknollen. Hier sind häufig 50 % der Sedimentoberfläche belegt [4]. Die Knollen besitzen hohe Anteile an Mangan, Eisen, Kobalt, Nickel und Kupfer sowie Molybdän, Indium, Selen und Tellur. Wie auch bei den Massivsulfiden sind hierbei die mineralischen Anteile im Erz deutlich höher als diejenigen, welche an Land gefördert werden [2]. Die Förderung von Rohöl, Gold und Diamanten aus Meerestiefen von einigen hundert Metern findet bereits seit vielen Jahren statt. Nun beabsichtigen erste Unternehmen auch den industriellen Abbau mineralischer Erze aus der Tiefsee. Firmen wie Nautilus Minerals, Neptune Minerals, AngloGold Ashanti oder De Beers planen in naher Zukunft den Abbau von Manganknollen und Massivsulfiden im industriellen Stil und haben zu diesem Zweck verschiedene Erkundungs- sowie Förderungslizenzen erworben [2]. In der Tiefsee unterhalb von 5000 m herrschen extreme Umweltbedingungen. Die Temperaturen können bis auf -4°C sinken, der Druck liegt bei mehreren hundert Bar und es herrscht völlige Dunkelheit. Zudem sorgt der Salzgehalt im Wasser für eine erhöhte Korrosionsneigung ungeschützter Bauteile. Die in der Tiefsee vorherrschenden extremen Umgebungsbedingungen erschweren bislang eine umfassende wissenschaftliche Untersuchung und beschränken die kommerzielle Nutzung dieses Bereiches. Darüber hinaus ist die Erkundung mit einem immensen Kosten- und Zeitaufwand verbunden. Die Erkundung und Erforschung der Tiefsee geschieht mit Hilfe von Tauchbooten oder Tauchrobotern, welche mit akustischen und optischen Sensoren ausgerüstet sind. Diese Tauchroboter lassen sich in zwei Klassen einteilen. Die gesteuerten Unterwasserfahrzeuge (Remotely Operated Vehicle ROV) besitzen eine Kabelverbindung zum Steuerungsschiff an der Wasseroberfläche, welche zur Energieversorgung und zum Datentransport während des Betriebes genutzt wird. Die autonomen Unterwasserfahrzeuge (Autonomous Underwater Vehicle AUV) besitzen keine solche Verbindung zur Oberfläche und arbeiten Missionen selbstständig ohne äußere Eingriffe ab. Die autonomen Fahrzeuge werden insbesondere für die großflächige Kartographierung von Meeresbodeengebieten eingesetzt. Mit Hilfe mechanischer Manipulatoren vermessen die Fahrzeuge jeweils relativ kleine Gebiete und sammeln vereinzelt Proben von Organismen oder Gesteinsformationen auf. Die extremen Umgebungsbedingungen im Bereich der Tiefsee limitieren eine wissenschaftliche bzw. kommerzielle Nutzung derzeit stark, jedoch ist davon auszugehen, dass mittels geeigneter Technik in naher Zukunft der Zugang zu den Tiefen des Ozeans erleichtert wird. Die technische Entwicklung von hierfür benötigten Geräten und Fahrzeugen wird nicht zuletzt von Firmen vorangetrieben, welche sich für den kommerziellen Abbau von mineralischen Stoffen aus dem Bereich des Meeresbodens interessieren. Gemessen an dem gewinnbringenden Anteil an mineralischen Stoffen aus Tiefseerzen, welcher verglichen mit den Lagerstätten an Land um ein Vielfaches höher ist, kann auch der Abbau unter höheren Kosten- und Zeitaufwänden als wirtschaftlich rentabel eingestuft werden. Die notwendige Visualisierung der Umgebung bei der Erforschung der Tiefsee wird derzeit auf zwei Arten bereitgestellt. Für eine grobe Kartierung des Meeresbodens aus größerer Entfernung heraus werden akustische Systeme genutzt, welche über eine große Reichweite verfügen. Mit ihrer Hilfe kann der Meeresboden beim Überflug vermessen und abgebildet werden. Die Systeme generieren die Abbildung der Seebodenoberfläche hierbei während der Fahrt. Für die Bildgebung auf kurze Distanz kommen meist optische Kamerasysteme zusammen mit Scheinwerfersystemen für eine ausreichende

Beleuchtung zum Einsatz. Somit können dem Fahrzeugbediener im Steuerungsschiff hochaufgelöste Bildinformationen in Echtzeit zur Verfügung gestellt werden.

1.2 Motivation

Diese optischen Kamerasysteme sind allerdings sehr limitiert, wenn sie für Entfernungen von mehr als zehn Meter oder in Umgebungen mit hohem Schwebstoffanteil eingesetzt werden. Die Dämpfung des Lichtes im Seewasser und die Streuung an Partikeln machen eine optische Bildgebung unter diesen Umständen nahezu unmöglich. Bislang begegnet man diesen Problemen wie folgt: Zum einen versucht man die Fahrzeuge möglichst nahe an die zu untersuchenden Strukturen heran zu bringen und diese gut auszuleuchten. Zum andern wird versucht, während des Einsatzes jeglichen Kontakt mit dem Meeresboden zu vermeiden. Der Meeresboden ist mit einer mehreren Meter starken Schicht aus feinem Sediment bedeckt, welches sich unter anderem aus den abgesunkenen Überresten von abgestorbenen Organismen aus allen Meeresschichten zusammensetzt. Ein Kontakt mit dem Meeresboden führt dazu, dass große Mengen an Sediment aufgewirbelt werden, welche die Umgebung für Stunden undurchdringlich für optisches Licht machen. Der industrielle Abbau von mineralischen Ressourcen sowie das wissenschaftlich motivierte Aufsammeln von Proben am Meeresboden erfordern jedoch einen Kontakt mit diesem. Folglich ist die ständige Aufwirbelung von Tiefseesediment unvermeidlich, sodass optische Kamerasysteme für die Orientierung unter diesen Gegebenheiten ungeeignet sind. Um die Limitationen optischer Kamerasysteme am Meeresboden zu umgehen, kann die Verwendung akustischer Kamerasysteme zielführend sein, welche ausreichend hohe Auflösungen liefern. Akustische Systeme werden durch Schwebstoffe in der Wassersäule ungleich weniger beeinträchtigt als optische Systeme und benötigen überdies keine Lichtausleuchtung. Die Auflösungsfähigkeiten solcher akustischer Kamerasysteme müssen die Visualisierung von Objekten und Strukturen im Zentimeterbereich ermöglichen, um etwa Manganknollen erkennen, oder auch Manipulatoren von Fahrzeugen gezielt führen zu können. Um ablaufende Prozesse abbilden zu können bzw. eine visuelle Fahrzeugsteuerung vornehmen zu können, ist eine ausreichend schnelle Bildgenerierung notwendig, was die Anforderung einer echtzeitfähigen Bildgebung begründet. Ein weiterer Vorteil der akustischen Bildgebung liegt in der Möglichkeit der direkten Entfernungsbestimmung von reflektierenden Oberflächen über die Laufzeitmessung der Echosignale.

Das Ziel der vorliegenden Arbeit war die Entwicklung eines Systemkonzeptes für eine hochauflösende, echtzeitfähige volumenabbildende Sonar-Kamera, welche für den Betrieb im Bereich der Tiefsee geeignet ist. Das erarbeitete Systemkonzept sollte anschließend in einen Demonstrator überführt werden, welcher zur Evaluierung der Leistungsfähigkeit des Kamerakonzeptes verwendet werden kann. Diese Evaluierung sollte anhand von Schallfeldmessungen sowie Messungen an Phantomen erfolgen, welche aus verschiedenen Abständen abgebildet werden sollten. Hierdurch sollte die Tauglichkeit der Abbildungsqualität für eine Visualisierung von Objekten im Zentimeterbereich nachgewiesen werden.

Im folgenden Abschnitt 2 werden zunächst die bisherigen Methoden und Systeme im Bereich der bildgebenden Ultraschallverfahren beschrieben sowie die Limitationen der bisherigen Sonar-Systeme für die Anwendung in der Tiefsee dargestellt. Abschnitt 3 der Arbeit erläutert die zum Verständnis des Themas notwendigen physikalischen und technischen Grundlagen und zeigt Zusammenhänge bei der Auslegung eines bildgebenden Ultraschallsystems auf, welche kompromissbedürftig sind. Im Anschluss findet sich dann in Abschnitt 4 die Beschreibung und Diskussion des erarbeiteten Systemkonzeptes für die 3D Sonar-Kamera. Der darauf folgende Abschnitt 5 beschreibt alle Algorithmen und Signalverarbeitungskonzepte, welche bei der

Auslegung, Simulation und Optimierung des Systems verwendet wurden. In Abschnitt 6 werden anschließend die Ergebnisse der elektroakustischen Simulationen dargestellt und diskutiert. Diese Ergebnisse begründen die gewählten Systemparameter der Sonar-Kamera. Die Abschnitte 7 und 8 beschreiben die Systemkomponenten Ultraschallantenne, Beamformer sowie Steuerungs- und Auswertesoftware im Detail inklusive limitierender Faktoren. Abschnitt 9 beschreibt schließlich den Aufbau des Gesamtsystems und zeigt die Ergebnisse der validierenden Messungen mit der Sonar-Kamera. Die Abschnitte 10 und 11 fassen den Inhalt der vorliegenden Arbeit zusammen, diskutieren die erzielten Ergebnisse und geben einen Ausblick darüber, wie die Leistungsfähigkeit des entwickelten Kamera-Systems optimiert werden kann.

Stand der Technik

In diesem Abschnitt werden zunächst die Entwicklungen im Bereich der bildgebenden Ultraschallnutzung vorgestellt und der aktuelle Stand der Technik dargelegt. Aufgrund der Skalierbarkeit des Ultraschalls lassen sich viele Methoden und Wirkweisen gleichermaßen für den medizinischen sowie den technischen Ultraschall verwenden und somit Synergieeffekte nutzen. Viele Aspekte und Herangehensweisen, welche in dieser Arbeit verwendet wurden, stammen ursprünglich aus der medizinischen Ultraschallbildung. Daher wird im Folgenden auch ein kurzer Überblick über die medizinischen Ultraschallsysteme vorgestellt. Nach einer ausführlichen Beschreibung der am Markt vertretenen Systeme im Bereich der Unterwasserbildung werden die Limitationen dieser Systeme für die beschriebene Anwendung aufgezeigt und daraus die Motivation für die vorliegende Arbeit abgeleitet.

2.1 Überblick bildgebende Ultraschallsysteme

In der medizinischen Sonographie oder Ultraschall-Bildgebung bildet das B-Bild-Verfahren seit vielen Jahren den Stand der Technik. Hierbei werden mit Hilfe eines Ultraschallwandlers Schallimpulse in den Körper des Patienten appliziert. Diese durchdringen auf ihrem Weg verschiedene Gewebsschichten. An jeder Grenzfläche zwischen Gewebearten mit verschiedenen akustischen Impedanzen wird ein Teil der Schallenergie reflektiert. Ein Teil dieser reflektierten Schallwelle erreicht den Ultraschallwandler, wo die empfangenen Echosignale aufgezeichnet werden. Aus jedem Echosignal entsteht ein A-Bild, das heißt ein eindimensionaler zeitlicher Amplitudenverlauf. Wird dieser Amplitudenverlauf in einen äquivalenten Helligkeitsverlauf umgerechnet, so gelangt man zu einem B-Bild. Setzt man nun viele dieser eindimensionalen Verläufe entsprechend ihrer räumlichen Orientierung aneinander, so erhält man eine helligkeitscodierte zweidimensionale Abbildung des Körperinneren. Die folgende Abbildung 2.1 zeigt schematisch dieses Vorgehen am Beispiel eines bewegten einelementigen Ultraschallwandlers. Die Ultraschallbildung mit einem einelementigen Wandler stellt seit vielen Jahren nicht mehr den Stand der Technik dar, trotzdem lässt sich hieran das Funktionsprinzip gut erklären.

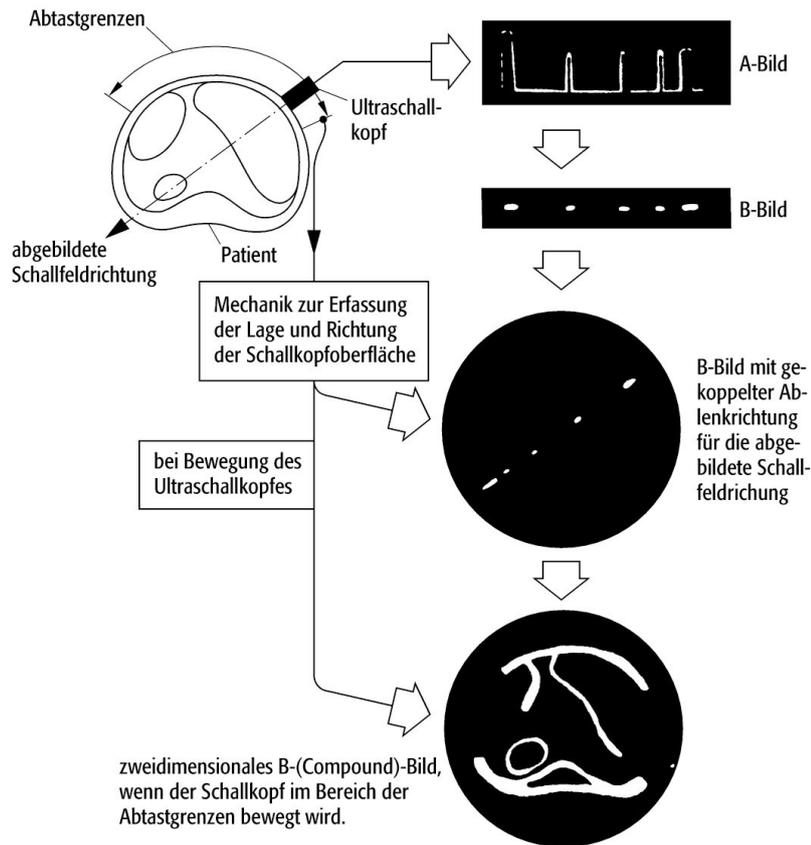


Abb. 2.1. B-Bild-Verfahren [5].

Bei der Verwendung von mehrelementigen Ultraschallantennen können aus den Laufzeitunterschieden der empfangenen Echosignale mehrdimensionale Abbildungen des Körperinneren erzeugt werden, ohne den Wandler während der Aufnahme zu bewegen. In den vergangenen Jahren geschah die Bildgebung zumeist linienbasiert mit fokussierten Ultraschallwellen im Sendefall. Dank leistungsfähiger Hardware und paralleler Signalverarbeitung auf Grafikprozessoren konnte sich in den vergangenen Jahren das Ultrafast-Ultrasound-Imaging als technologischer Standard etablieren. Im Gegensatz zu dem linienbasierten Verfahren werden hierbei ebene Schallwellen verwendet [6][7]. Diese erfassen beim Durchgang durch das Gewebe einen weitaus größeren Bereich, aus dem Echosignale zum Wandler reflektiert werden. Die Bildrekonstruktion geschieht mit Hilfe des Delay-and-Sum-Verfahrens pixelweise für jeden Punkt des Bildrasters. Dieses Verfahren ist deutlich schneller als das linienbasierte Verfahren und ermöglicht höhere Bildwiederholraten. Durch diese neue Art der echtzeitfähigen Ultraschallbildgebung sind in den letzten Jahren immer neue Abbildungsverfahren entstanden. Neben der nativen 4D-Bildgebung, das heißt der dreidimensionalen Bildgebung in Echtzeit, zählen hierzu unter anderem der hochsensitive Doppler-Ultraschall zur Visualisierung von vaskulären Strömungsprozessen [8]. Auch die Scherwellen-Elastographie bildet ein hochaktuelles Verfahren im Bereich des diagnostischen Ultraschalls. Hierbei lassen sich mit Hilfe von Scherwellen Elastizitätsunterschiede im Gewebe festgestellt, welche beispielsweise eine Lokalisation von Tumoren ermöglicht [9].

Sonar-Systeme für unterschiedliche Anwendungen gibt es bereits seit vielen Jahrzehnten. Insbesondere die militärische Forschung hat die Entwicklung in diesem Bereich vorangetrieben. Aber auch die zivile Nutzung bildet einen zunehmenden Markt mit immer neuen Anforderungen und Problemstellungen. Eingeteilt nach Aufbau und Arbeitsweise lassen sich verschiedene Gruppen von

Sonar-Systemen definieren. Ein guter Überblick über die verschiedenen Sonar-Systeme und ihre Anwendungen findet sich in [10].

Die einfachste und auch älteste Art von Sonar-Systemen bilden die Single-Beam-Echosounder, oder auch Echolote [11]. Sie besitzen einen Enelementwandler als akustische Antenne und werden zur einfachen Abstands- bzw. Tiefenmessung und Hindernisvermeidung verwendet. Über das Aussenden eines Schallsignals und der Detektion des reflektierten Echos kann aus der Laufzeit bei bekannter Schallgeschwindigkeit des Mediums (hier des Wassers) die Entfernung zum Hindernis bzw. zum Seeboden gemessen werden. Der Schallöffnungswinkel α des Systems ist hierbei klein, um die Schallenergie gebündelt in die gewünschte Richtung abzustrahlen. Wird dieses System zyklisch während der Fahrt betrieben, so lassen sich beispielsweise zweidimensionale Höhenprofile des Seebodens entlang der Fahrlinie abbilden.

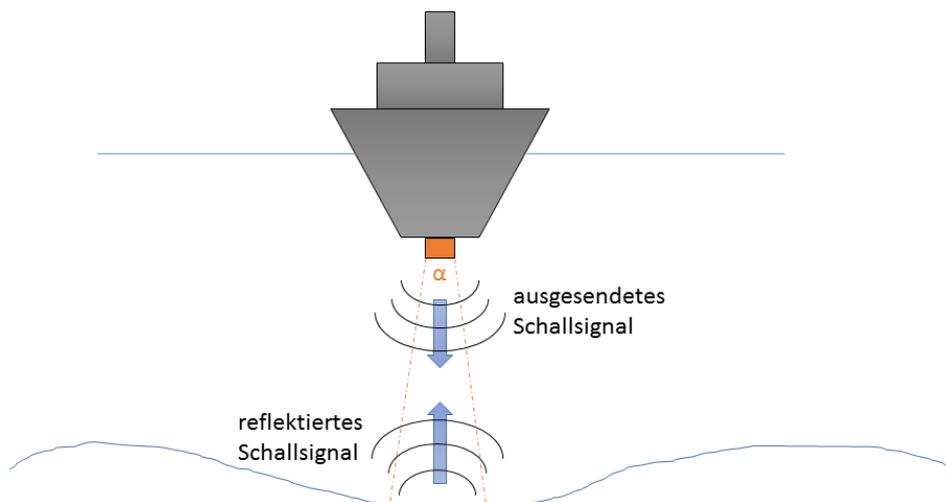


Abb. 2.2. Funktionsweise eines Echolotes.

Eine etwas komplexere Systemklasse bilden die Side-Scanning- oder Seitensicht-Sonare [11]. Sie bestehen meist aus zwei seitlich bzw. unter dem Schiff angebrachten Ultraschallwandlern und arbeiten ebenfalls im Sende-Empfangsbetrieb. Sie spannen einen weiten Schallöffnungswinkel senkrecht zur Fahrtrichtung auf, um beim Überflug einen möglichst großen Bereich des Seebodens zu erfassen. Der Öffnungswinkel längs zur Fahrtrichtung ist dagegen meist klein im Vergleich zum seitlichen Schallöffnungswinkel, um die Auflösung in Fahrtrichtung zu erhöhen.

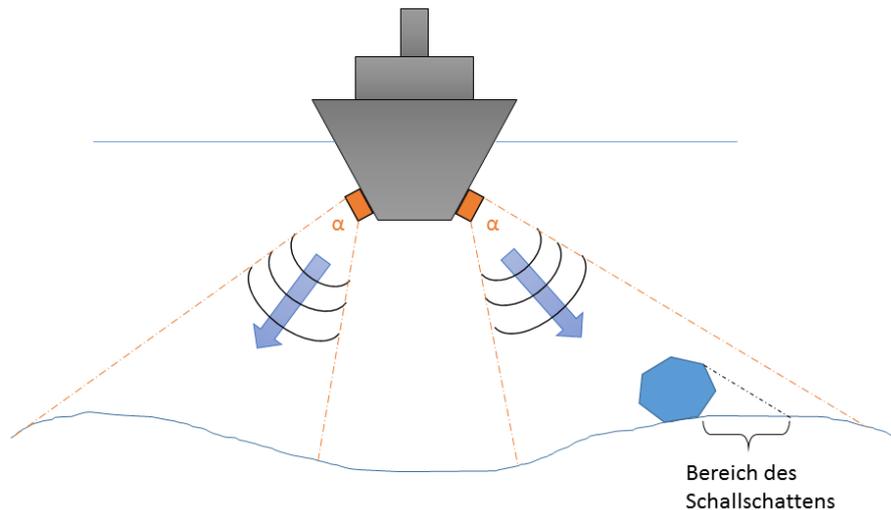


Abb. 2.3. Funktionsweise eines Seitensicht-Sonars.

Seitensicht-Sonare werden üblicherweise zum Kartographieren des Meeresbodens oder zur Objekt-suche auf dem Meeresboden verwendet. Da der Schallstrahl beim Seitensicht-Sonar im Vergleich zum Echolot deutlich stärker aufgefächert ist, liegt die Reichweite des Seitensicht-Sonars in der Regel auch deutlich unter der des Echolotes. Seitensicht-Sonare arbeiten kontinuierlich während der Fahrt und scannen somit den gesamten Bodenbereich entlang der Fahrtlinie ab. Am Boden befindliche Gegenstände, welche das ausgesendete Schallsignal reflektieren, werden im Bild durch den Verlauf ihrer Schallschatten sichtbar. Die Höheninformation der reflektierenden Strukturen kann beim einfachen Seitensicht-Sonar nur qualitativ über die Länge der Schallschatten gewonnen werden. Auch Höheninformationen des Meeresbodens können mit dem reinen Seitensicht-Sonar nicht gewonnen werden. Um quantitative Höheninformationen der abgebildeten Objekte bzw. des abgebildeten Meeresbodens zu erhalten, ist ein interferometrisches Seitensicht-Sonar notwendig. Dieses besteht aus mindestens zwei Ultraschallwandlern und kann somit Laufzeitunterschiede in zwei Dimensionen detektieren und auswerten [12]. Eine Möglichkeit zur deutlichen Steigerung des Auflösungsvermögens bildet der Betrieb des Seitensicht-Sonars als Synthetisches Apertur Sonar (abgekürzt SAS) [13][14][15]. Diese Betriebsform stammt ursprünglich aus dem Bereich der Radar-Technik. Hierbei werden die empfangenen Echosignale mit den jeweiligen Positionsinformationen des Schiffes kombiniert und alle aufgezeichneten Informationen zu einem Gesamtbild verrechnet. Dies entspricht einer virtuellen Vergrößerung der Antenne. Das Verfahren ist jedoch mit einem immensen Messaufwand verbunden, da im Vorfeld bereits detaillierte Informationen über das zu vermessende Gebiet vorliegen müssen. Zudem muss die Positionserfassung zu jedem Sende- und Empfangsereignis hochgenau sein, um das spätere Bild artefaktfrei rekonstruieren zu können. Trägt man den hohen Messanforderungen Rechnung, so lassen sich mit SAS-Verfahren Bilder mit sehr hoher Auflösung aus sehr großen Entfernungen generieren. Die Multi-Beam-Echosounder (MBES) oder Fächerlote [11] bestehen in der Regel aus zwei in T-Form angeordneten einzelnen Antennen, wovon eine zum Senden und eine zum Empfang verwendet wird. Während die Sendeantenne meist einelementig realisiert ist, besteht die Empfangsantenne aus mehreren linear angeordneten Einzelwandlern, um über die Laufzeitunterschiede eine Winkelinformation aus den eintreffenden Echosignalen ermitteln zu können. Die Sendeantenne spannt einen großen Schallfächer senkrecht zur Fahrtrichtung auf, während die Empfangsantenne den beschallten Bereich in Richtung des Sendeschallfächers abtastet. Somit entsteht entlang des Schallfächers eine zweidimensionale Messlinie, welche durch die Bewegung entlang der Fahrtrichtung zu einer dreidimensionalen Karte aufgezogen wird.

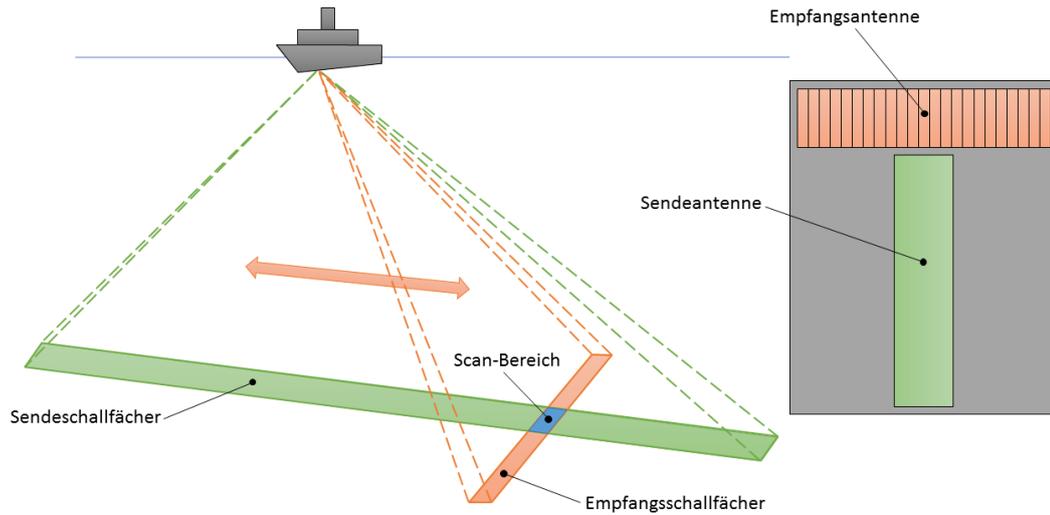


Abb. 2.4. Funktionsweise (links) und Antennenaufbau eines MBES.

Mit Hilfe dieses Verfahrens lassen sich also im Gegensatz zu den Seitensicht-Sonaren dreidimensionale Bildinformationen gewinnen. Diese Systeme sind in der Regel zur Abbildung des Seebodens und darauf befindlicher Gegenstände aus mehreren zehn bis hundert Metern Entfernung gedacht. Durch den Betrieb eines MBES als Synthetisches Apertur Sonar lassen sich - ebenso wie beim Seitensicht-Sonar - Bilder mit sehr hoher Auflösung generieren, allerdings auch hier nur mit einem entsprechenden Messaufwand [16]. Auch für die Bildgebung aus kürzeren Distanzen sind bereits Sonar-Systeme am Markt vertreten. Hierbei ist vor allem die Klasse der sog. Imaging Sonare zu nennen [17][18]. Dabei handelt es sich um Mehrelementantennen, in denen die einzelnen Wandlerelemente linear nebeneinander angeordnet und teilweise mit akustischen Linsen versehen sind. Während bei MBES-Antennen typischerweise ein kleiner Schallöffnungswinkel in elevationaler Richtung vorliegt, um in dieser Dimension eine höhere Ortsauflösung zu generieren, bewirken die Linsen bei Imaging Sonaren eine Aufweitung des elevationalen Öffnungswinkels. Dies dient dazu, ein möglichst großes Sichtfeld zu erhalten, in dem Strukturen detektiert und identifiziert werden können.

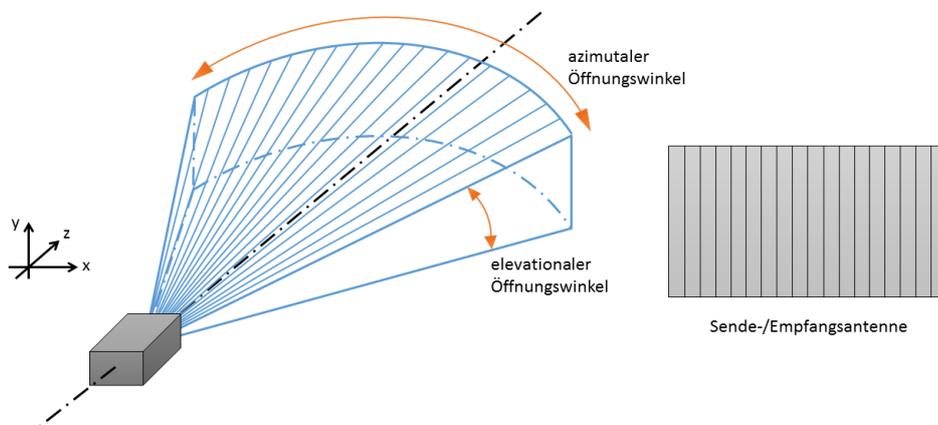


Abb. 2.5. Schallfeld (links) und Apertur (rechts) eines Imaging Sonars.

Imaging Sonare besitzen daher einen relativ großen azimuthalen Öffnungswinkel von 90° und mehr sowie einen elevationalen Öffnungswinkel im Bereich von etwa 14° bis 20° . Durch die Segmentierung der Ultraschallantenne in x-Richtung (vergleiche Abbildung 2.5), können die Winkelinformationen der eintreffenden Echosignale auch in dieser Richtung aufgelöst werden. Da die Segmentierung der Antenne in y-Richtung fehlt, ist eine räumliche Zuordnung der Echosignale in dieser Richtung allerdings nicht möglich. Mit Hilfe der Laufzeitinformation der Echosignale lässt sich ein zweidimensionales x-z-Bild rekonstruieren. Die Systeme erlauben eine echtzeitfähige hochaufgelöste Abbildung der näheren Umgebung und werden insbesondere auch als Taucherkameras für verschiedenste Anwendungsfelder angeboten. Um die dritte Dimension für eine volumetrische Bildgebung zu generieren, müssen die Sonar-Systeme, welche lediglich über eine linear strukturierte Antenne verfügen, während der Aufnahme bewegt werden. Mit Hilfe der genauen Kenntnis der Antennenposition zum jeweiligen Aufnahmezeitpunkt lassen sich die generierten Schichtbilder dann korrekt aneinander fügen. Die Bewegung der Antenne muss hierbei in elevationaler Richtung erfolgen. Für das Beispiel des Imaging Sonars aus Abbildung 2.5 wäre das die y-Richtung. Die Bewegung der Antenne muss hierbei jedoch nicht zwangsläufig translatorisch in eine bestimmte Raumrichtung geschehen, sie kann auch rotatorisch ausgeführt werden. Eine solche Art der volumetrischen Bildgebung nutzen die mechanischen Scanning-Sonare [19]. Hierbei wird eine linear strukturierte Antenne, welche analog zum Imaging Sonar in azimuthaler Richtung einen großen Öffnungswinkel besitzt, während der Aufnahme um ihre azimuthale Mittelachse gedreht (vgl. Abbildung 2.6). Zu jedem Winkelinkrement wird aus einem Sende-/Empfangsereignis ein Schichtbild generiert. Zusammen mit der jeweiligen Winkelinformation zum Zeitpunkt der Aufnahme kann dann aus den Schichtbildern ein Volumenbild der gescannten Umgebung rekonstruiert werden. Um ungewünschte Bewegungen der Antenne während der Aufnahme zu verhindern, wird die Antenne beispielsweise auf einem Stativ befestigt und auf dem Boden des Gewässers abgestellt.

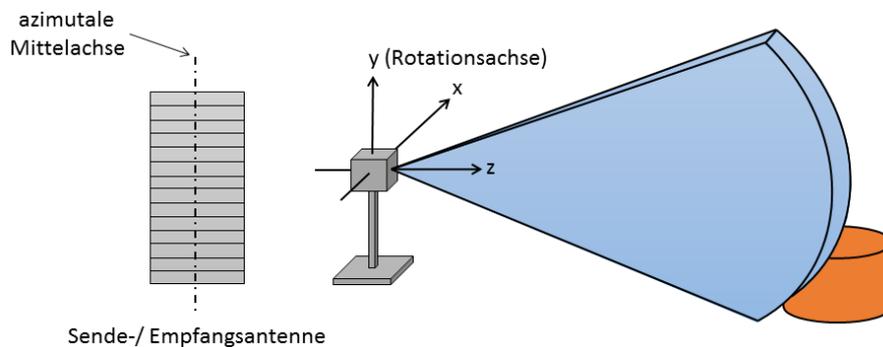


Abb. 2.6. Antenne (links) und Funktionsweise (rechts) eines mechanischen Scanning-Sonars.

Um eine volumetrische Abbildung der Umgebung in Echtzeit zu realisieren, muss eine Antenne in der Lage sein, die dreidimensionalen Rauminformationen mit einem einzigen Sende-/Empfangsereignis aufzuzeichnen. Dazu ist eine zweidimensional strukturierte Antenne notwendig, da die Winkelinformationen entlang zweier senkrechter Achsen x und y benötigt werden (siehe Abbildung 2.7). Die Positionsinformation entlang der dritten Achse z wird aus der Laufzeitinformation gewonnen.

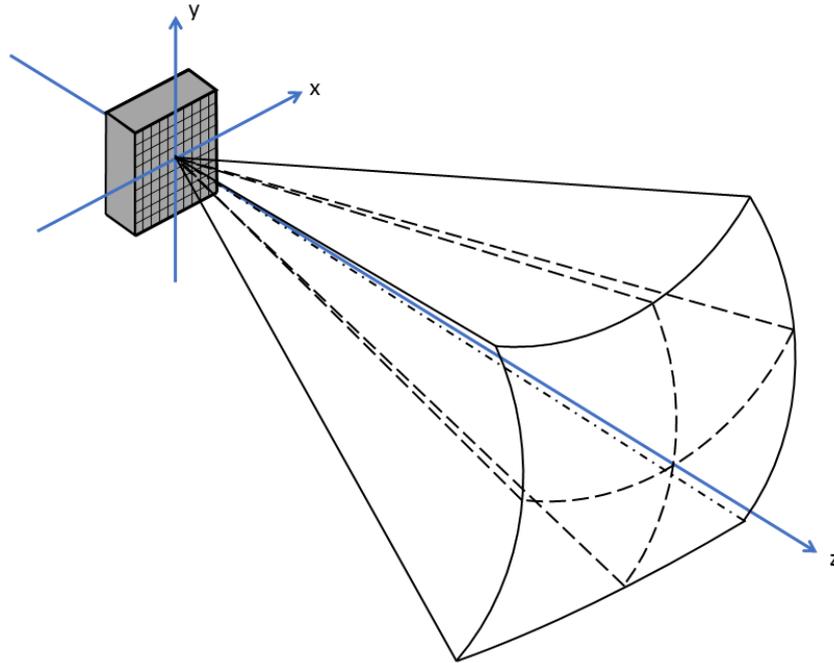


Abb. 2.7. Zweidimensional strukturierte Antenne mit defokussiertem Sendeschallfeld.

Auch hierzu existieren bereits Systemkonzepte im Sonar-Bereich. Die Gruppe um Prof. Khuri-Yakub von der Stanford University befasst sich seit vielen Jahren mit der Herstellung und Anwendung von CMUTs (siehe Abschnitt 3.1.4) und hat in diesem Zusammenhang ein Konzept für eine echtzeitfähige 3D Sonar-Kamera entwickelt [20]. Das System besitzt eine zweidimensional strukturierte Sende-/Empfangsantenne aus einzelnen Ultraschallwandlerelementen und kann somit volumetrische Bilder seiner Umgebung aus prinzipiell einem einzigen Sende-/Empfangsereignis rekonstruieren. Bislang handelt es sich hierbei jedoch nur um eine Konzeptstudie, welche noch nicht in einen Prototyp überführt wurde. Am Markt ist derzeit nur ein kommerziell verfügbares System etabliert, welches eine Volumenabbildung der Umgebung in Echtzeit leistet. Das Echoscope-System [21] der Firma CodaOctopus besteht aus einem gekrümmten einelementigen Sendewandler und einer zweidimensional strukturierten Empfangsantenne aus PVDF-Wandlerelementen (siehe Abschnitt 3.1.4). Es werden zwei Varianten des Systems angeboten, die sich in der verwendeten Frequenz unterscheiden. Das höherfrequente der beiden angebotenen Systeme arbeitet bei 675 kHz und es existiert eine System-Variante, welche für einen Umgebungsdruck von bis zu 300 bar ausgelegt ist. Das System verfügt über eine Bildwiederholrate von 12 Volumen pro Sekunde und ist konzipiert für Aufgaben unter anderem im Bereich der Hafensinspektion und Überwachung sowie der Inspektion von Pipelines und Fundamenten von Offshore-Ölförderanlagen und Windkraftanlagen. Ein Grund dafür, dass bislang so wenige verschiedene volumetrische 3D Sonare existieren, ist die Vielzahl der benötigten elektronischen Kanäle zur Steuerung und Auswertung einer zweidimensional strukturierten Matrixantenne. Mehrkanalelektroniken werden mit steigender Kanalzahl zunehmend komplexer und kostenintensiver. Lineare Antennenanordnungen besitzen meist deutlich weniger Einzelelemente als zweidimensional strukturierte Antennen und können dadurch mit einfacheren und kostengünstigeren Beamformern betrieben werden. Für viele Anwendungen im Bereich der Inspektion und Überwachung reichen Sonar-Systeme aus, welche zweidimensionale Schichtbilder generieren. Bei stationären Messobjekten bedeutet auch die Notwendigkeit zur Bewegung der Antenne für die Generierung volumetrischer Bilder keinen bedeutenden Nachteil.

2.2 Limitationen der bisherigen Systeme

Bildgebende Sonare werden derzeit vorwiegend in Flachwassergebieten oder Hafenanlagen eingesetzt. Hierbei stehen meist Aufgaben wie die Inspektion von Unterwasserfundamenten, Spundwänden oder Schiffshüllen im Vordergrund. Daneben gibt es einige Anwendungen im Bereich der Vermessung und Kontrolle von Hafenausfahrten und Schifffahrtswegen. Im Bereich der Tiefsee werden Sonar-Systeme derzeit nahezu ausschließlich für die großflächige Kartierung des Meeresbodens verwendet. Für die Orientierung, Objekterkennung und Klassifizierung im Bereich des Meeresbodens sind die oben genannten Sonar-Systeme nicht, oder nur unzureichend verwendbar. Die Klasse der Imaging Sonare liefert zwar bereits sehr gute Bilder der näheren Umgebung in Echtzeit, die Beschränkung auf eine zweidimensionale Bildgebung stellt jedoch einen entscheidenden Nachteil dar, wenn es beispielsweise um ein genaues Manövrieren von Fahrzeugen oder Manipulatoren geht. Es ist auch nicht immer möglich, ein gewünschtes Objekt mit einem MBES oder Imaging Sonar zu überfliegen, um dann aus den einzelnen Schichtbildern eine volumetrische Objektdarstellung zu rekonstruieren. Zudem sind für dieses Vorgehen sehr genaue Positions- und Orientierungsdaten des Sonar-Systems zu jedem Empfangszeitpunkt notwendig, welche ebenfalls nicht immer vorliegen. Um eine ausreichende Visualisierung bereitzustellen, muss das Sonar-System aus einem stationären Zustand heraus volumetrische Bilder seiner Umgebung in Echtzeit generieren können. Das bislang einzige kommerziell verfügbare 3D Sonar-System Echoscope ist zwar in der Lage, volumetrische Bilder seiner Umgebung in Echtzeit zu liefern, jedoch existiert keine Systemvariante, welche einem Umgebungsdruck von bis zu 600 bar standhält. Zudem ist die räumliche Auflösungsfähigkeit des Systems für Objekte, welche im Größenbereich einiger Zentimeter liegen, nicht ausreichend. Somit ist das System beispielsweise nicht in der Lage, Manganknollen zu erkennen, oder auch eine Visualisierung zur Führung von Fahrzeug-Manipulatoren bereitzustellen. Es lässt sich feststellen, dass die am Markt verfügbaren akustischen Bildgebungssysteme für die beschriebene Anwendung unzulänglich sind. Daher begründet sich der Anspruch zur Entwicklung einer hochauflösenden echtzeitfähigen Sonar-Kamera, welche Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist.

Der folgende Abschnitt 3 erläutert die physikalischen Grundlagen der akustischen Bildgebung und zeigt limitierende Zusammenhänge bei der Auslegung eines bildgebenden Ultraschallsystems auf. Ausgehend hiervon wird in Abschnitt 4 das Konzept der Sonar-Kamera vorgestellt und diskutiert.

Wirkmechanismen bei der Ultraschallbildgebung

In diesem Abschnitt werden alle zum Verständnis bildgebender Ultraschallsysteme notwendigen Zusammenhänge behandelt. Nach einer Beschreibung des grundlegenden Funktionsprinzips mit den zugehörigen physikalischen Zusammenhängen folgt eine Darstellung der verschiedenen Antennenstrukturen von Ultraschallsystemen mit ihren Möglichkeiten und Einsatzbereichen. Darauf folgend werden die verschiedenen Sende- und Empfangsmodalitäten von Ultraschallwandlern und Antennen detailliert geschildert. Im Anschluss werden die verschiedenen Arten von Ultraschallwandlern mit ihren jeweiligen Anwendungsbereichen beschrieben. Da für die in dieser Arbeit beschriebene Anwendung die Ultraschallwandlung auf Basis des piezoelektrischen Effektes gewählt wurde, werden die hierfür infrage kommenden aktiven und passiven Materialien mit ihren jeweiligen Eigenschaften vorgestellt und diskutiert. Die Beschreibung des Beamformers schließt die Behandlung der funktionalen Grundlagen bildgebender Ultraschallsysteme ab. Eine grundlegende Beschreibung der physikalischen Vorgänge bei der Schallausbreitung in Seewasser sowie weitere Erläuterungen zu den Designparametern von Ultraschallsystemen und ihren gegenseitigen Wechselwirkungen erfolgen am Ende dieses Abschnittes, sodass im folgenden Abschnitt 4 die Darlegung des gesamten Konzeptes der hochauflösenden echtzeitfähigen 3D Sonar-Kamera erfolgen kann.

3.1 Funktionsweise von bildgebenden Ultraschallsystemen

3.1.1 Grundlegendes Funktionsprinzip

Die meisten bildgebenden Sonar-Systeme arbeiten im Sende-Empfangsbetrieb, das heißt sie strahlen zunächst Schallsignale in den Abbildungsbereich ab und detektieren dann die reflektierten Echosignale. Um ein genaueres Verständnis für die Schallabstrahlung, die Reflektion an verschiedenen Strukturen sowie den Empfang der Ultraschallwellen zu erhalten, ist eine Betrachtung der physikalischen Zusammenhänge beim Auftreffen von Schallwellen an Grenzflächen notwendig.

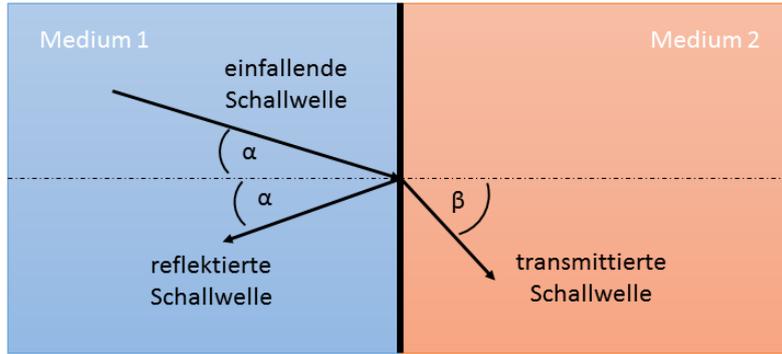


Abb. 3.1. Brechung einer Schallwelle an der Grenzfläche zwischen zwei Medien.

Trifft eine Schallwelle, welche sich in einem Medium ausbreitet auf eine Grenzfläche zu einem zweiten Medium, so wird ein Teil ihrer mechanischen Schwingungsenergie reflektiert und ein anderer Teil in das angrenzende Medium transmittiert. Der gesamte Vorgang wird hierbei als Brechung bezeichnet. Die Reflektion und Transmission geschehen im Allgemeinen unter einer Änderung von Amplitude und Phase der einfallenden Schallwelle. Trifft die Schallwelle nicht senkrecht auf die Grenzfläche sondern unter einem Winkel α zur Normalen, so verläuft auch die reflektierte Welle unter demselben Winkel (siehe Abbildung 3.1). Die in das angrenzende Medium eingekoppelte Schallwelle setzt sich hingegen unter einem anderen Winkel β zur Grenzflächennormalen fort. Die Maßzahlen für die reflektierte bzw. transmittierte Schallenergie hängen neben dem Einfallswinkel der ankommenden Schallwelle nur von den akustischen Eigenschaften der beiden Medien ab. Diese Eigenschaften werden von der akustischen Schallkennimpedanz Z beschrieben. Sie berechnet sich aus der Materialdichte ρ und der Schallgeschwindigkeit c des jeweiligen Mediums und besitzt die Einheit $[\frac{kg}{m^2 \cdot s}]$ oder [MRayl].

$$Z = \rho \cdot c \quad (3.1)$$

Der Transmissionskoeffizient T beschreibt das Verhältnis der Schalldruckamplituden von einfallender Welle und transmittierter Welle. Bezeichnet Z_1 die Schallkennimpedanz des Mediums der einfallenden Schallwelle, Z_2 die Schallkennimpedanz des Mediums der transmittierten Schallwelle sowie α den Einfallswinkel gegen die Grenzflächennormale, so berechnet sich der Transmissionskoeffizient gemäß

$$T = \frac{2 \cdot Z_2 \cdot \cos(\alpha)}{Z_2 \cdot \cos(\alpha) + Z_1 \cdot \cos(\beta)} \quad (3.2)$$

Der Reflektionskoeffizient R beschreibt das Verhältnis der Schalldruckamplituden von einfallender Welle und reflektierter Welle und berechnet sich gemäß

$$R = \frac{Z_2 \cdot \cos(\alpha) - Z_1 \cdot \cos(\beta)}{Z_2 \cdot \cos(\alpha) + Z_1 \cdot \cos(\beta)} \quad (3.3)$$

Für einen senkrechten Schalleinfall gilt $\cos(\alpha) = \cos(\beta) = 1$ und die Formeln für T und R vereinfachen sich zu

$$T = \frac{2 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (3.4)$$

und

$$R = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = T - 1 \quad (3.5)$$

Diese Zusammenhänge finden sich beispielsweise in [22].¹

Unterscheiden sich also die Schallkennimpedanzen der beiden Medien stark voneinander, so wird der größte Teil der einfallenden Schallenergie reflektiert und nur ein geringerer Teil über die Grenzfläche hinweg übertragen. Je näher die Werte der Schallkennimpedanzen beieinander liegen, desto mehr Schallenergie wird über die Grenzfläche hinweg transmittiert und umso weniger Schallenergie wird reflektiert. Dies hat zur Folge, dass besonders Strukturen, deren Schallkennimpedanz sich deutlich vom umgebenden Medium unterscheidet, starke Echosignale erzeugen und sich somit gut detektieren lassen. Weiterhin bedeutet dies auch, dass sich die akustischen Impedanzen von schallerzeugendem Material und Ausbreitungsmedium nicht zu stark voneinander unterscheiden dürfen, da sonst nur ein geringer Teil der erzeugten Schallenergie über die Grenzfläche hinweg ins Medium eingekoppelt werden kann bzw. nur ein geringer Teil der Echoenergie zum Wandlermaterial vordringen kann. Der letztgenannte Zusammenhang wird in Abschnitt 3.1.5.2 dieser Arbeit noch näher erläutert.

Ein bildgebendes Ultraschallsystem sendet also über die Apertur Schallwellen mehr oder weniger gerichtet in das abzubildende Volumen aus. Diese Schallwellen werden an Grenzschichten zu Strukturen gebrochen, das heißt zum Teil transmittiert und zum Teil reflektiert. Die reflektierten Echosignale laufen durch das Medium zurück und werden teilweise wieder von der Ultraschallantenne detektiert. Die Stärke der Echosignale hängen dabei von den akustischen Impedanzunterschieden der beschallten Strukturen im Vergleich zum Ausbreitungsmedium sowie vom Einfallswinkel der auftreffenden Schallwellen ab. Die an der Antenne eintreffenden Echosignale werden in entsprechende elektrische Signale umgesetzt und an den Beamformer übertragen. Hier werden dann ihre Laufzeitunterschiede erfasst und daraus die Positionen der reflektierenden Strukturen berechnet (vergleiche Abschnitt 5.2). Üblicherweise besteht jedes bildgebende Ultraschallsystem aus einer ein- oder mehrelementig ausgeführten Antenne, einer Elektronik zur Ansteuerung der Antenne und Digitalisierung der empfangenen Signale sowie einer nachgelagerten Signalverarbeitung der aufgenommenen Daten.

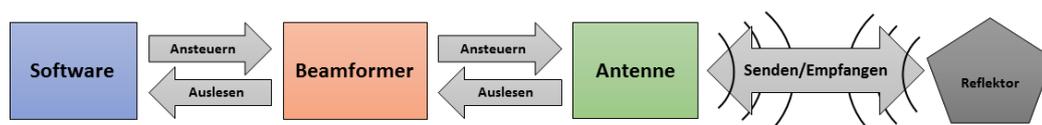


Abb. 3.2. Prinzipskizze eines bildgebenden Ultraschallsystems.

Die Antenne dient dazu, elektrische Anregungssignale in akustische Signale zu übertragen sowie empfangene Schallsignale in elektrische Signale zu wandeln. Der Beamformer übernimmt die Generierung der elektrischen Sendesignale, mit welchen dann die Antennenelemente angeregt werden. Im Empfangspfad übernimmt der Beamformer die Verstärkung und Digitalisierung der von der Antenne empfangenen und elektroakustisch gewandelten Signale und stellt diese für eine anschließende Auswertung zur Verfügung. Die Bediensoftware übernimmt schließlich die Festlegung der Sende- und Aufnahmemodalitäten und im Empfangspfad die Auswertung der empfangenen und

¹ Die hier angeführte Notation von Transmissions- und Reflektionskoeffizient entstammt dem Gebiet des Ultraschalls und ist insbesondere abweichend von der Notation aus dem Gebiet der Optik.

aufbereiteten Rohdaten inklusive Bildrekonstruktion und Filterung sowie geeigneter Darstellung. Diese drei Komponenten - Ultraschallantenne, Beamformer und Signalverarbeitung - bilden derzeit die Kernzellen jedes bildgebenden Ultraschallsystems.

Eine wichtige Kenngröße zur Bewertung der abbildenden Eigenschaften eines bildgebenden Ultraschallsystems bildet dessen Auflösungsfähigkeit. Sie bezeichnet grundsätzlich die minimale räumliche Größe von Strukturen, die vom System noch unverfälscht und isoliert abgebildet und dargestellt werden können. Strukturen, deren räumliche Ausdehnung unterhalb der Auflösungsgrenze des Systems liegt, werden auf die Auflösungsgrenze vergrößert dargestellt. Für die Messung der räumlichen Auflösung eines Ultraschallsystems existiert keine einheitliche Definition. Sehr gebräuchlich ist jedoch zu diesem Zweck die Verwendung der sogenannten Punktantwortfunktion oder Point-Spread-Function (abgekürzt PSF). Sie bezeichnet die Abbildung eines infinitesimalen Punktrefektors durch das Ultraschallsystem. Die folgende Abbildung zeigt schematisch das Zustandekommen einer PSF am Beispiel eines linearen Ultraschallarrays.

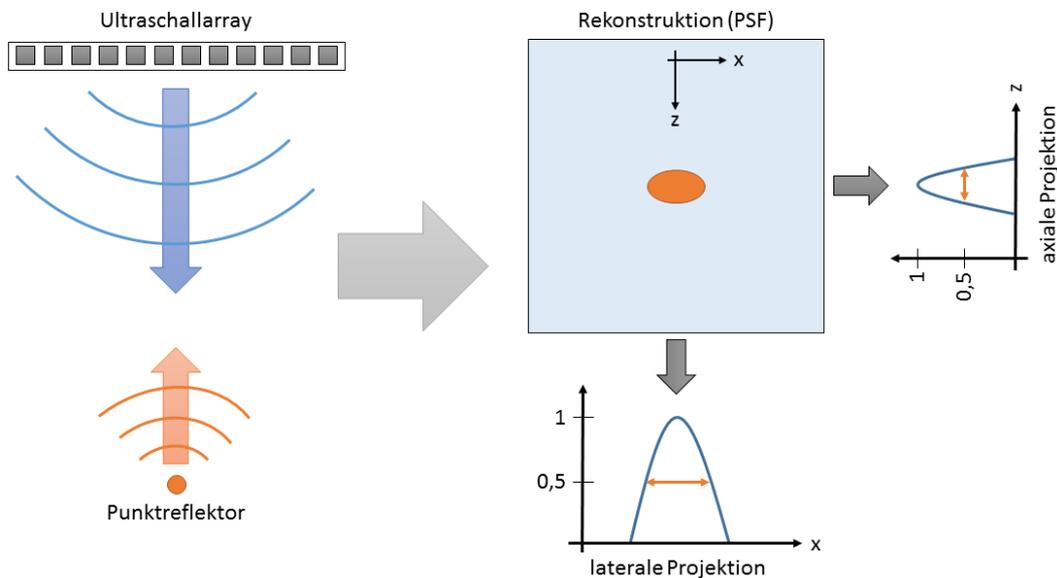


Abb. 3.3. Prinzipische Skizze zur Bestimmung der axialen und lateralen Halbwertsbreiten der PSF.

Zur Bestimmung der Auflösungsfähigkeit des Systems in axialer und lateraler Richtung werden die jeweiligen Projektionen des rekonstruierten Punktbildes auf die horizontale und vertikale Bildachse berechnet. Die Halbwertsbreiten dieser normierten Projektionen geben dann das Maß für die Auflösung des Ultraschallsystems an. Hierbei haben alle wesentlichen Parameter des Systems Einfluss auf die Auflösungsfähigkeit, das heißt die Halbwertsbreiten der PSF. Diese beinhalten den Aufbau der Ultraschallantenne, die gewählten Sende- und Empfangsparameter sowie die Signalverarbeitung und Bildrekonstruktion [23].

Einen bedeutenden Einfluss auf die Abbildungsfähigkeiten eines Ultraschallsystems besitzt die Antenne mit ihrem jeweiligen Schallfeld. Dieser Begriff soll nun näher erläutert werden, um die Eigenschaften bestimmter Antennenanordnungen besser verstehen zu können. Das Schallfeld eines Wandlers bzw. einer Antenne bezeichnet die räumliche Schalldruckverteilung im Volumen. Diese ist abhängig von der Wandler- bzw. Antennengeometrie sowie der Art der elektrischen Anregung (siehe Abschnitt 3.1.3). Zunächst soll die Schalldruckverteilung eines einzelnen Wandlers am Beispiel eines Kreiskolbenstrahlers beschrieben werden.

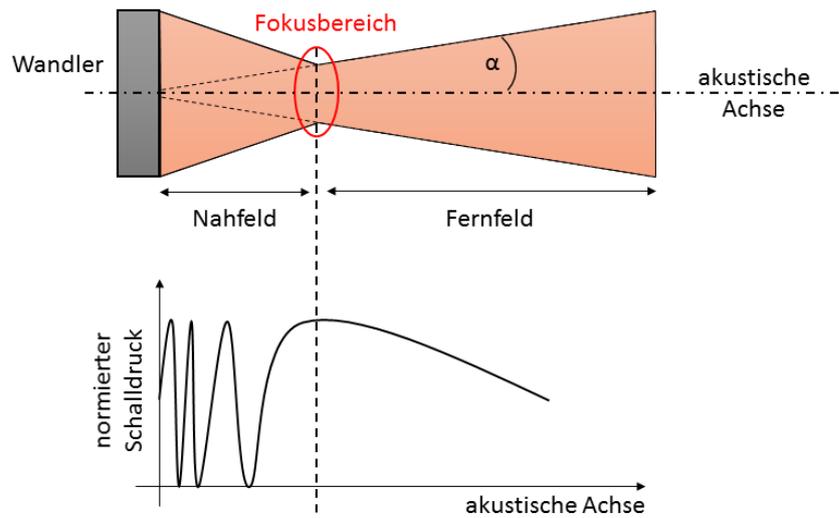


Abb. 3.4. Schallfeld eines Kreiskolbenstrahlers mit zugehöriger Schalldruckverteilung.

Das Schallfeld jedes Ultraschallwandlers lässt sich in drei Bereiche unterteilen. Im Nahfeldbereich unterliegt die Schalldruckamplitude auf der akustischen Achse starken Interferenzschwankungen. Hieran schließt sich das Fernfeld an, welches den Bereich beschreibt, in dem die Schalldruckamplitude monoton und umgekehrt proportional zur Entfernung vom Wandler abfällt. Zwischen Nah- und Fernfeld gibt es einen Bereich, in dem die Schalldruckamplitude ein letztes Mal maximal wird, bevor sie dann kontinuierlich abzufallen beginnt. Dieser Bereich wird als natürlicher Fokusbereich eines Ultraschallwandlers bezeichnet [22]. Der Winkel α gibt den halben Schallöffnungswinkel im Fernfeld des Wandlers an und wird zumeist aus den -3 dB Grenzen der normierten Schalldruckverteilung entlang der Normalen zur akustischen Achse berechnet. Für den Abstand des Fokusbereiches von der Wandleroberfläche, die sogenannte Nahfeldlänge, gilt bei einem Kreiskolbenstrahler

$$N = \frac{D^2 - \lambda^2}{4 \cdot \lambda} \quad (3.6)$$

Mit dem Durchmesser des Wandlers D und der Wellenlänge seiner Schwingungsfrequenz λ . Der halbe Schallöffnungswinkel für den Schalldruckabfall auf -3 dB seines Maximalwertes ergibt sich gemäß

$$\alpha = \sin^{-1} \left(0,51 \cdot \frac{\lambda}{D} \right) \quad (3.7)$$

Das Schallfeld eines rechteckigen Schwingers ist analog zu dem des Kreiskolbenschwingers aufgebaut. Während das Schallfeld des Kreiskolbenstrahlers rotationssymmetrisch zur akustischen Achse aufgebaut ist, besitzt das Schallfeld des rechteckigen Schwingers eine andere räumliche Gestalt. Diese ist hierbei vom Verhältnis der Seitenlängen des Rechteckschwingers abhängig.

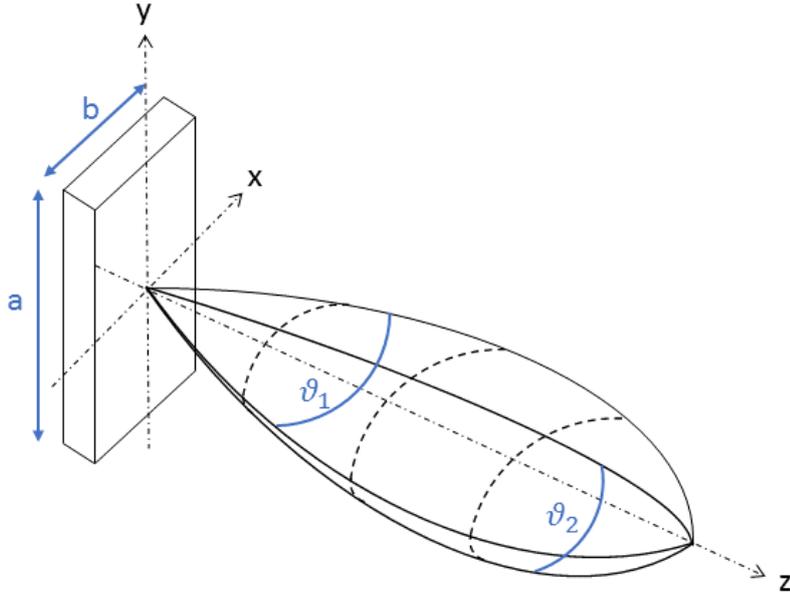


Abb. 3.5. Fernfeld eines rechteckigen Ultraschallwandlers.

Für einen quadratischen Schwinger, das heißt $a = b$ ergibt sich die Nahfeldlänge gemäß

$$N = 1,37 \cdot \left(\frac{a^2}{\lambda} \right) \quad (3.8)$$

Die beiden -3 dB Schallöffnungswinkel ϑ_1 und ϑ_2 in der x-z bzw. y-z-Ebene berechnen sich gemäß

$$\vartheta_1 = 2 \cdot \sin^{-1} \left(0,44 \cdot \frac{\lambda}{b} \right) \quad (3.9)$$

$$\vartheta_2 = 2 \cdot \sin^{-1} \left(0,44 \cdot \frac{\lambda}{a} \right) \quad (3.10)$$

Die längere Seite des Wandlers besitzt hierbei die größere Richtwirkung, das heißt den kleineren Schallöffnungswinkel. Für quadratische Schwinger sind beide Öffnungswinkel gleich [24]. Bei Mehrelementanordnungen von Ultraschallwandlern überlagern sich die einzelnen Schallfelder zu einem Gesamtschallfeld der Antenne. Je nach Anordnung und Ansteuerung der Elemente lassen sich somit verschiedene Richtcharakteristiken und auch Auflösungsfähigkeiten erzielen. Die laterale Auflösung eines Ultraschallsystems hängt nämlich maßgeblich von der Schallbündelbreite der Ultraschallantenne ab [23]. Je stärker der Schallstrahl in seiner lateralen Richtung gebündelt werden kann, das heißt je geringer der Schallöffnungswinkel in dieser Richtung ist, desto geringer ist auch die laterale PSF-Breite des Systems (vergleiche Abschnitt 3.1.3). Die verschiedenen Aufbauformen von Ultraschallarrays werden im nun Folgenden näher beschrieben.

3.1.2 Ultraschallarrays

Die abbildenden Möglichkeiten eines Ultraschallsystems hängen in entscheidender Weise vom Aufbau der Antenne ab. Während sich mit einem reinen Eielementwandler lediglich eindimensionale Abstandsmessungen durchführen lassen, erlauben Mehrelementwandler eine mehrdimensionale

Abbildung des beschallten Raumes. Die Art der Elementanordnung entscheidet hierbei über die Anzahl der Ortskoordinaten, welche von einem Punktrefektor im Raum erhalten werden können. Die einfachste Anordnung von einzelnen Ultraschallwandlern zu einer Mehrelementantenne bildet das sogenannte Linear Array. Diese lineare Elementanordnung erlaubt eine zweidimensionale Erfassung von Punktrefektoren im Raum.

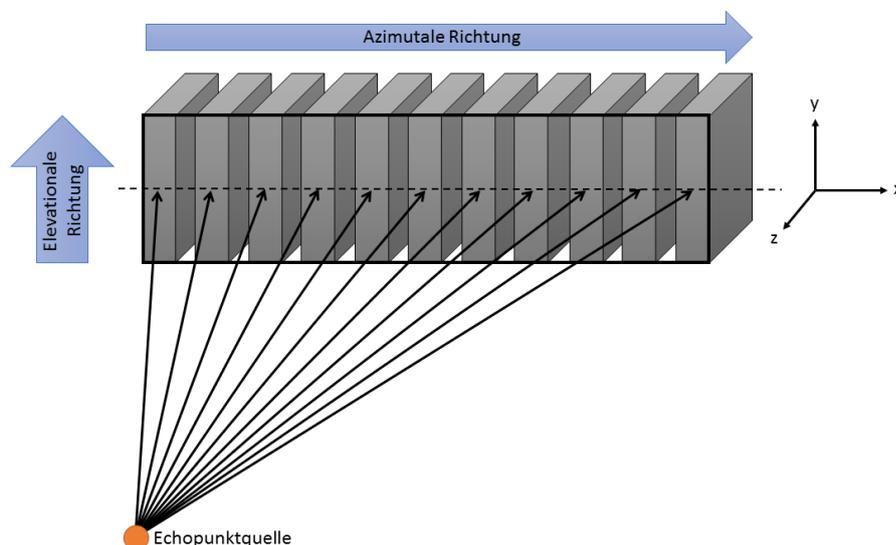


Abb. 3.6. Echodetektion beim Linear Array.

Entlang der Array-Achse (in azimuthaler Richtung x) können Reflektoren aufgrund von Laufzeitdifferenzen voneinander unterschieden werden. Entlang eines einzelnen Antennenelementes (in elevationaler Richtung y) können Echoquellen hingegen nicht voneinander unterschieden werden, da in dieser Richtung keine Laufzeitunterschiede detektiert werden können. Daher sind die einzelnen Wandlerelemente in elevationaler Richtung meist größer ausgeführt als in azimuthaler Richtung. Somit ist der Schallöffnungswinkel des Arrays in Elevation kleiner und alle Echoquellen können in guter Näherung in der x - z -Ebene angenommen werden. Die Abstandsinformation (Tiefeninformation z) über die Laufzeit bleibt wie auch beim Einelementwandler erhalten. Mit Linear Arrays lassen sich daher x - z -Bildebenen eines beschallten Volumens rekonstruieren. Eine Bewegung in y -Richtung während der Aufnahme ermöglicht durch das Zusammensetzen der einzelnen x - z -Bildebenen zu einer volumetrischen Abbildung des beschallten Raumes. Eine bestimmende Größe für die erreichbaren lateralen PSF-Breiten bildet die Kantenlänge der Apertur (vergleiche Abschnitt 3.1.1). Je größer die Kantenlänge in einer Raumrichtung ist, desto effektiver lässt sich der Schallstrahl in dieser Raumrichtung bündeln und desto höher ist somit die laterale Auflösungsfähigkeit in dieser Richtung. Bei vorgegebener Elementanzahl hängt die Kantenlänge der Antenne vom Mittelpunktabstand der Elemente, dem sogenannten Pitch ab. Je größer der Pitch bei gegebener Elementanzahl ist, desto größer ist die Kantenlänge und desto höher die laterale Auflösung des Systems in der jeweiligen Richtung. Um einen größeren Schallöffnungswinkel in azimuthaler oder elevationaler Richtung zu generieren, existieren auch gekrümmte lineare Elementanordnungen. Erfolgt die Krümmung des Arrays in der x - z -Ebene aus Abbildung 3.6, so spricht man von einem Curved Array. Diese Wandler werden beispielsweise im Bereich der medizinischen Ultraschalldiagnostik verwendet [25]. Weiterhin existieren auch ring- bzw. zylinderförmige Wandleranordnungen sowohl für den Sende- als auch für den Empfangsbetrieb. Sie werden für unterschiedliche Anwendungen im Bereich der medizinischen Diagnostik und Therapie,

aber auch im militärischen Unterwasserschall eingesetzt [26][15]. Zweidimensional angeordnete Arrays (oder auch Matrixarrays) bieten die Möglichkeit, ohne Bewegung der Ultraschallantenne zu jedem Raumpunkt eine Bildinformation zu erhalten. Hier gibt es keine Unterscheidung zwischen azimuthaler und elevationaler Richtung, denn in beiden Richtungen können Punktreflectoren aufgrund von Laufzeitdifferenzen klar voneinander getrennt werden. Im Bezug auf die echtzeitfähige Bildgebung stellen diese Matrixarrays die einzige Möglichkeit der Elementanordnung dar. Nur sie sind in der Lage, ein dreidimensionales Volumen aus einem einzigen Empfangsereignis heraus zu rekonstruieren.

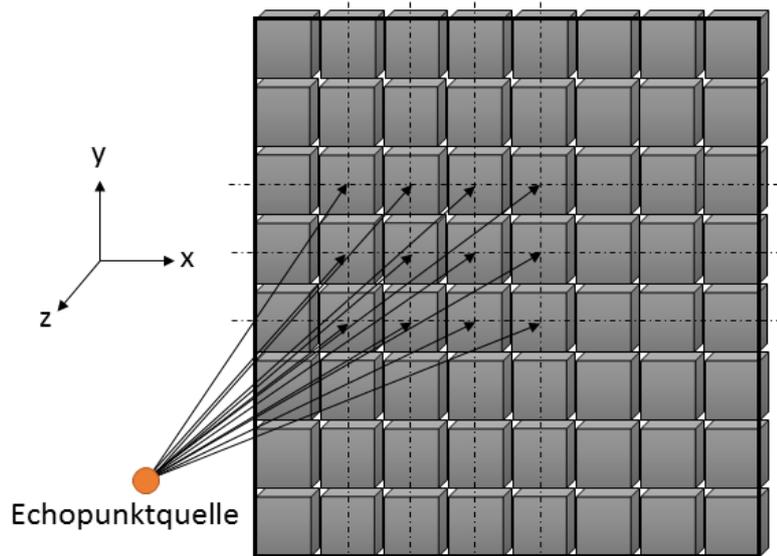


Abb. 3.7. Echodetektion beim Matrixarray.

Die elektronische Ansteuerung und Auswertung von Matrixarrays mit einigen hundert Antennenelementen stellt eine technologische Herausforderung dar und ist auch mit entsprechenden Kosten verbunden. Auf Grund dessen wurden in den vergangenen Jahren sogenannte Sparse Arrays entwickelt und untersucht. Bei diesen Matrixarrays fehlen einzelne Wandlerelemente im Array, sodass sich die Gesamtzahl der anzusteuern und auszulesenden Elemente verringert. Es existieren hierbei unterschiedliche Anordnungskonzepte für die Antennenelemente, welche derart optimiert sind, dass sich trotz der Fehlstellen im Array keine bzw. nur geringe Beeinträchtigungen der Bildqualität ergeben [27].

In Abhängigkeit der Elementanordnung und des Ansteuerungskonzeptes (siehe folgenden Abschnitt 3.1.3) lassen sich mit einer Ultraschallantenne beim Senden verschiedene Schalldruckverteilungen generieren. Diese Sendeschallfelder können graphisch beispielsweise in Form von Polarplots dargestellt werden. Diese Plots beschreiben dann die Richtcharakteristik der Antenne unter den jeweiligen Ansteuerungsmodalitäten. Die folgende Abbildung 3.8 zeigt ein Beispiel eines solchen Polarplots.

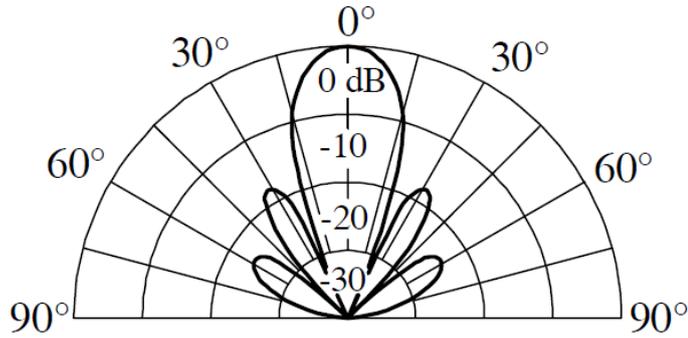


Abb. 3.8. Richtcharakteristik einer Ultraschallantenne in Polarform [11].

Es lässt sich erkennen, dass neben der Hauptkeule der Schalldruckverteilung in Vorausrichtung noch weitere sogenannte Nebenkeulen (Side Lobes) geringerer Druckamplitude unter verschiedenen Winkeln auftauchen. Diese Nebenkeulen entstehen durch konstruktive Überlagerungen der von der Antenne ausgesendeten Schallwellen abseits der gewünschten Hauptausbreitungsrichtung. Sie sind eine Folge der endlichen Ausdehnung der Apertur in lateraler Richtung und entstehen auch bei unsegmentierten Ultraschallantennen [23]. Sie lassen sich bei Ultraschallarrays mit Hilfe einer Amplitudengewichtung beim Senden unterdrücken. Beim Senden in Vorausrichtung werden hierzu beispielsweise die mittleren Antennenelemente mit einem hohen elektrischen Spannungssignal angeregt, zu den Rändern des Arrays hin fällt dann die Amplitude der anregenden Spannungssignale immer weiter ab. Für den Verlauf der Amplitudengewichtung lassen sich verschiedene Fenster-Funktionen, wie etwa Hamming- oder Hanning-Funktionen verwenden. Durch diese sogenannte Sendeapodisierung werden die Amplituden der Nebenkeulen unterdrückt, dies geschieht jedoch auf Kosten einer Verbreiterung der Hauptkeule, was die laterale Auflösungsfähigkeit der Antenne einschränkt (vergleiche Abschnitt 5.5). Bei Ultraschallarrays aus mehreren Einzelelementen tauchen je nach Elementanordnung neben den beschriebenen Nebenkeulen noch weitere, sogenannte Gitterkeulen (Grating Lobes) in der Richtcharakteristik der Antenne auf. Diese Gitterkeulen sind die Folge eines zu großen Mittelpunktabstandes benachbarter Antennenelemente, was die folgende Abbildung 3.9 schematisch für den Fall einer gleichzeitigen Ansteuerung der Elemente zeigt.

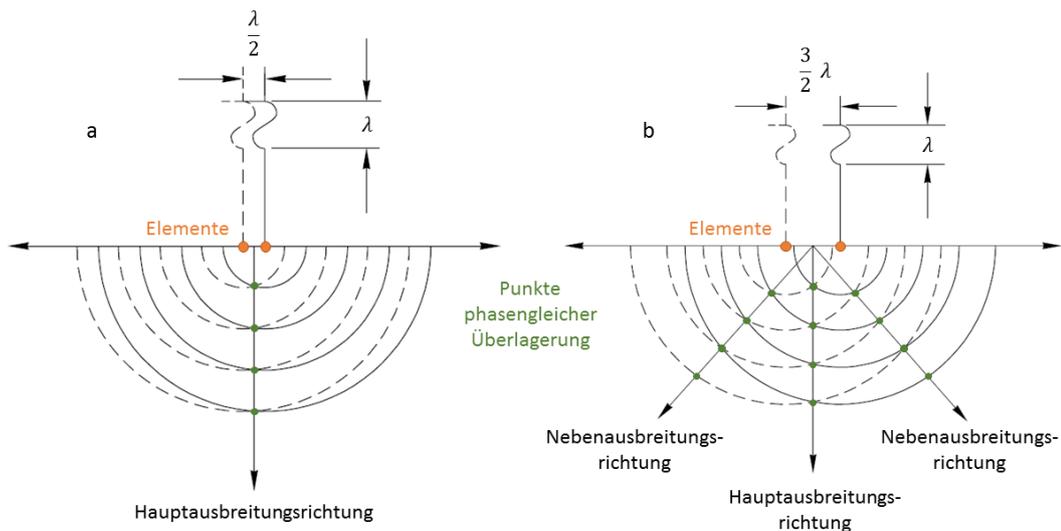


Abb. 3.9. Einfluss des Elementabstandes auf die Ausbreitungsrichtung der abgestrahlten Schallwellen [28].

Liegt der Mittelpunktabstand benachbarter Antennenelemente bei der Hälfte der Wellenlänge der übertragenen Schwingung oder darunter, so ergeben sich Punkte phasengleicher Wellenüberlagerung lediglich entlang der akustischen Achse der Antenne (Abbildung 3.9 a). Ist der Pitch jedoch größer als die Hälfte der Wellenlänge, so existieren weitere Punkte phasengleicher Überlagerung abseits der Hauptausbreitungsrichtung. Folglich entstehen Nebenausbreitungsrichtungen, in welche ein Teil der abgegebenen Schallenergie fließt (Abbildung 3.9 b). Im Plot der Antennenrichtcharakteristik entstehen Gitterkeulen [26]. Die Ausbreitung von Gitterkeulen im Sendefall korrespondiert im Empfangsfall mit dem Auftreten von Aliasing-Effekten, welche sich gleichsam durch einen Elementabstand von $\lambda/2$ oder weniger vermeiden lassen [11]. Die folgende Abbildung 3.10 zeigt eine schematische Antennencharakteristik mit Haupt-, Neben- und Gitterkeulen.

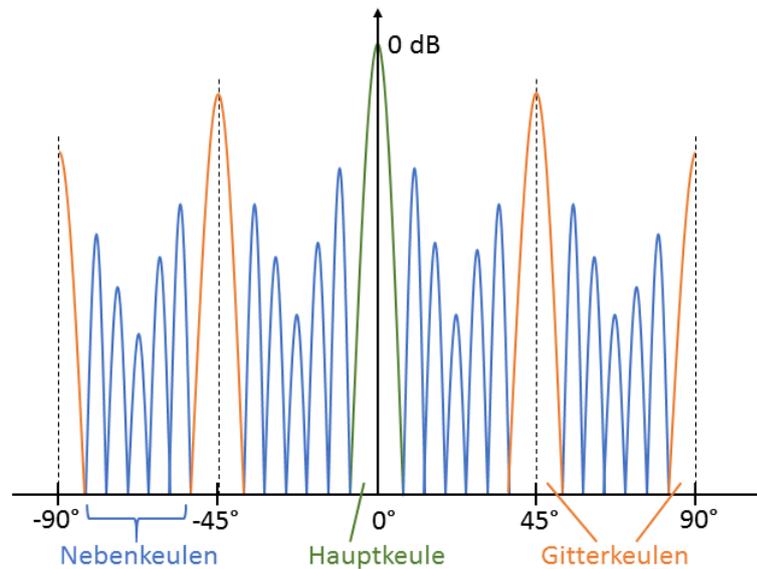


Abb. 3.10. Schematischer Verlauf einer Antennencharakteristik mit Neben- und Gitterkeulen.

Allgemein hängt die Stärke der Neben- und Gitterkeulen auch von der zeitlichen Länge der akustischen Signale ab. Je länger die Schallschwingungen sind, desto stärker überlagern sie sich auch in den unerwünschten Nebenrichtungen und umso stärker sind somit die zugehörigen Nebenpegel in der Antennencharakteristik. Der Nachteil von Nebenkeulen in der Antennencharakteristik besteht darin, dass sich die von der Antenne abgegebene Schallenergie auf alle Keulen der Charakteristik verteilt. Bei ausgeprägten Neben- und Gitterkeulen wird somit die Schwingungsenergie bzw. auch der Schalldruck in der gewünschten Hauptausbreitungsrichtung verringert [23]. Mehrelementantennen bieten neben der Möglichkeit der mehrdimensionalen Winkel- und Abstandsbestimmung von Echoquellen im Empfang auch die Möglichkeit, durch ein zeitversetztes Anregen der einzelnen Elemente das Sendeschallfeld der Antenne räumlich zu verändern. Diese und weitere Aspekte beim Senden und Empfangen mit mehrelementigen Ultraschallantennen werden im folgenden Abschnitt behandelt.

3.1.3 Sende- und Empfangsmodalitäten bei Ultraschallantennen

Ein einelementiger Wandler besitzt eine geometrisch vorgegebene Schalldruckverteilung, welche lediglich baulich mit Hilfe akustischer Linsen verändert werden kann. Somit ist dann eine feste

Schallfeldgeometrie eingestellt. Ultraschallantennen, welche aus mehreren Elementen bestehen, erlauben eine dynamische Veränderung ihrer Schalldruckverteilungen durch zeitlich versetztes Ansteuern der Einzelemente beim Senden. Da diese sogenannten Sendedelays für jeden Sendevorgang neu eingestellt werden können, kann das Schallfeld dieser Antennen in Abhängigkeit ihrer Aufbau- und Betriebsparameter ständig frei variiert werden. Dieser Vorgang wird als Sende-Beamforming bezeichnet [11]. Die folgende Skizze zeigt schematisch die Funktionsweise der Sende-Strahlformung am Beispiel eines Phased Arrays.

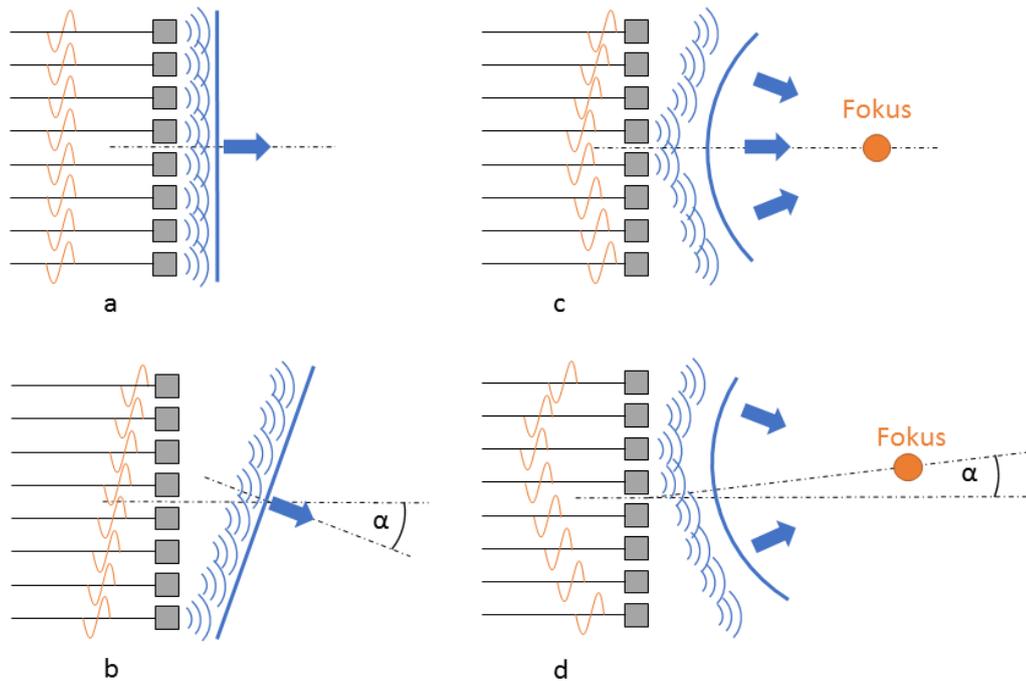


Abb. 3.11. Manipulation des Schallstrahls eines Arrays durch phasengesteuerte Anregung.

Durch das zeitgleiche Anregen aller Elemente des Arrays überlagern sich die ausgesendeten Kugelwellen der einzelnen Antennenelemente zu einer ebenen Wellenfront (Abbildung 3.11 a). Hierbei besitzt das Schallfeld der Antenne prinzipiell dieselbe Gestalt, wie ein äquivalenter Einelementwandler gleicher Größe. Die ebene Wellenfront des Arrays lässt sich auch durch einen linearen Verlauf der Sendezeitpunkte über den Elementpositionen in azimuthaler Richtung schwenken (Abbildung 3.11 b). Mittels geeigneter Sendedelay-Verteilungen können die einzelnen Kugelwellen auch so gesendet werden, dass sie sich in einem bestimmten Punkt konstruktiv überlagern. Dieser Punkt bzw. Bereich besitzt dann einen deutlich erhöhten Schalldruckpegel und wird als Fokus bezeichnet. Er kann entweder entlang der Mittelachse (Abbildung 3.11 c) oder auch abseits von ihr (Abbildung 3.11 d) gesetzt werden. Es ist unmittelbar einsichtig, dass aus dem Fokusbereich des Schallfeldes (insofern sich dort ein Reflektor befindet) auch die stärksten Echosignale reflektiert werden. Somit ist der Bildkontrast in diesem Fokusbereich auch am höchsten. Durch elektronisches Verschieben des Fokusbereiches kann somit der Bildkontrast bereichsweise gezielt erhöht werden. Wie fein der Schallstrahl im Fokuspunkt gebündelt werden kann, hängt neben der Frequenz von der Kantenlänge der Apertur und bei vorgegebener Elementanzahl vom Abstand der Antennenelemente zueinander ab. Je größer die Apertur ist, desto stärker lässt sich der Schallstrahl bündeln. Je stärker sich nun der Schallstrahl bündeln lässt, desto ortsgenauer kann auf einen bestimmten Punkt im Schallfeld der Antenne fokussiert werden. Dies schlägt sich in der

lateralen Auflösungsfähigkeit des abbildenden Ultraschallsystems in diesem Punkt nieder (vergleiche Abschnitt 6.2.1) [29]. Hierbei ist anzumerken, dass der Fokusbereich eines Ultraschallarrays auch mit Hilfe einer phasenversetzten Anregung der Einzelemente nicht weiter von der Apertur, also der schallabstrahlenden Fläche, wegbewegt werden kann als der natürliche Fokusabstand eines flächengleichen Einelementwandlers. Die maximale Entfernung des Fokusbereiches ergibt sich bei gleichphasiger, das heißt gleichzeitiger Ansteuerung aller Elemente. Die Anzahl der Freiheitsgrade bei der Schallstrahlformung hängt vom Aufbau der Antenne ab. Während sich das Schallfeld linearer Wandleranordnungen lediglich in zwei Dimensionen formen lässt, kann das Schallfeld einer Matrixantenne im Raum modelliert werden [11]. Neben den oben genannten Möglichkeiten der Schallstrahlmanipulation soll nun eine Variante beschrieben werden, die es erlaubt, das Schallfeld einer Antenne großflächig abzustrahlen. Bei der defokussierten Anregung einer Antenne werden die Sendedelays so gewählt, dass die Antennenelemente in zeitlicher Abfolge von innen nach außen angesteuert werden. Somit überlagern sich die einzelnen Kugelwellen zu einer großen Kugelwellenfront, die sich von der Arraymitte ausgehend durch den Raum fortsetzt. Abbildung 3.12 zeigt dies schematisch für den zweidimensionalen Fall.

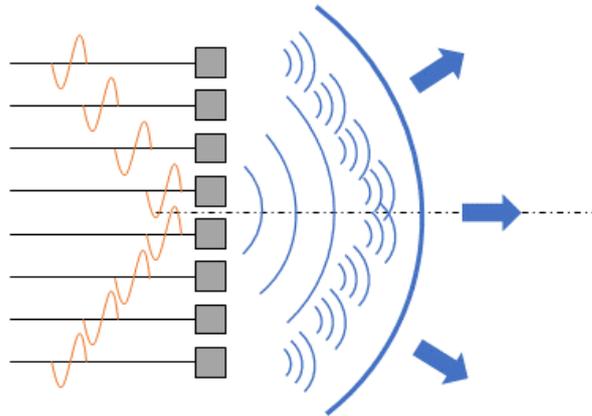


Abb. 3.12. Defokussierte Anregung eines Phased Arrays.

Analog zum fokussierten Senden kann auch das defokussierte Schallfeld eines Phased Arrays durch eine entsprechende Wahl der Sendedelays in azimutaler Richtung geschwenkt werden. Das defokussierte Senden mit einem planaren Array entspricht dem Senden mit einer entsprechenden gekrümmten Apertur. Die Sendeschallfelder ergeben sich für beide Fälle in vollkommen analoger Weise. Auch der Schallöffnungswinkel kann beim defokussierten Senden durch eine geeignete Wahl der Sendeverzögerungen bis zu einer bestimmten Obergrenze eingestellt werden (vergleiche Abschnitt 6.1.1). Damit ergibt sich die Möglichkeit, den Schalldruck gezielt in einen bestimmten Bildbereich zu lenken, welcher damit höhere Echosignale liefert, als die umliegende Umgebung. Die Berechnung der Sendedelays für ein fokussiertes Senden auf einen bestimmten Punkt erfolgt durch rein geometrische Betrachtungen. Die Schallwellen der einzelnen Wandlerelemente, welche sich in Form von Kugelwellen ausbreiten, müssen derart gesendet werden, dass sie sich im gewählten Fokuspunkt konstruktiv überlagern. Diese phasengleiche Überlagerung geschieht dann, wenn sie dort zeitgleich eintreffen. Aus den Koordinaten der Elementmittelpunkte und denen des Fokuspunktes lassen sich die einzelnen Abstände und mit Hilfe der Schallgeschwindigkeit des Medium die notwendigen Sendezeitpunkte berechnen. Beim defokussierten Senden geschieht die Berechnung der Sendezeitpunkte in analoger Weise. Hier kann zum Beispiel mit einem virtuellen Fokuspunkt gearbeitet werden, um einen gewünschten Schallöffnungswinkel zu erzielen. Um ein

defokussiertes Schallfeld abzustrahlen, welches symmetrisch zur akustischen Achse der Antenne ist, legt man den virtuellen Fokuspunkt auf diese akustische Achse hinter die Antenne. Nun werden die einzelnen Abstände der Antennenelemente zum virtuellen Fokuspunkt berechnet und mit Hilfe der Schallgeschwindigkeit in die Laufzeiten der Elemente zum Fokuspunkt umgewandelt. Um defokussiert zu senden, müssen die mittleren Antennenelemente (also die mit den geringsten Laufzeiten) zuerst angeregt werden. Daher werden nun die Laufzeiten aller Antennenelemente um die Laufzeiten der Elemente verringert, welche dem virtuellen Fokus am nächsten liegen. Diese beginnen dann zum Zeitpunkt $t = 0$ mit dem Senden, die anderen Elemente der Antenne folgen gemäß ihrer zeitlichen Verzögerungen. Die folgende Abbildung 3.13 veranschaulicht die Delayberechnung mit Hilfe eines virtuellen Fokuspunktes.

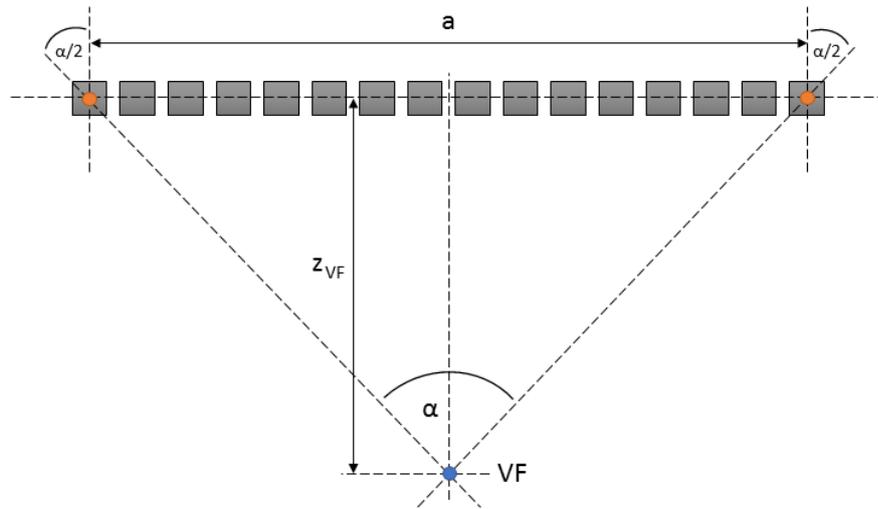


Abb. 3.13. Delayberechnung unter Verwendung eines virtuellen Fokuspunktes.

Der notwendige Abstand des virtuellen Fokuspunktes zur Antenne lässt sich hierbei in Abhängigkeit des gewünschten Schallöffnungswinkels näherungsweise gemäß folgender Formel berechnen

$$z_{VF} = \frac{a/2}{\tan(\alpha/2)} \quad (3.11)$$

Hierbei bezeichnet a den Mittelpunktabstand der Randelemente der Antenne und α den gewünschten -3 dB Schallöffnungswinkel. Die oben beschriebene Art der Delayberechnung erfolgt in analoger Weise auch bei zweidimensional strukturierten Matrixantennen.

Insbesondere bei Ultraschallwandlern, welche für die Bildgebung verwendet werden, sind zwei Kenngrößen wichtig, die ihre Leistungsfähigkeit bestimmen. Dies sind zum einen die Empfindlichkeit des Wandlers und zum anderen seine Übertragungsbandbreite. Die Empfindlichkeit beschreibt im Sendefall das Maß, mit dem die anregenden elektrischen Signale des Beamformers als mechanische Schallsignale ins angrenzende Medium abgegeben werden. Im Empfangsfall beschreibt sie umgekehrt das Maß, mit dem die am Wandler ankommenden mechanischen Schwingungen in elektrische Signale transformiert werden. Hierbei stehen die jeweiligen Amplitudenwerte der Signale im Vordergrund. Da jedes reale Ultraschallsystem mit einem gewissen Rauschen behaftet ist, müssen die elektrischen bzw. mechanischen Signale einen gewissen Pegel überschreiten, um in dem Rauschen identifiziert und ausgewertet werden zu können. Je höher die Sende- bzw. Empfangsempfindlichkeit eines Ultraschallwandlers ist, desto einfacher ist es möglich, die von

ihm gewandelten Signale aus dem Rauschen herauszufiltern und signaltechnisch zu verwerten. Die Empfindlichkeit des Wandlers bestimmt auch dessen maximal mögliche Bildtiefe im Betrieb, da in allen realen Medien die Schallsignale wegabhängig gedämpft werden und somit nur bis zu einer gewissen Laufzeit detektierbar sind (vergleiche Abschnitt 3.2). Als Maß für die Sende- bzw. die Empfangsempfindlichkeit eines Ultraschallwandlers können folgende Kennzahlen berechnet werden [30]. Die Sendeempfindlichkeit berechnet sich als Verhältnis aus erzeugtem Schalldruck zu angelegter Spannung. Üblicherweise wird dieser Quotient in der Einheit [dB] bezogen auf ein Referenzmaß von $1 \frac{\mu Pa}{V}$ bei 1 m Entfernung angegeben. Ein Sendewandler mit einer Sendeempfindlichkeit von beispielsweise 150 dB rel. $1 \frac{\mu Pa}{V}$ erzeugt bei einer Anregespannung von $1 V_{rms}$ einen Schalldruck von $31,6 \cdot 10^6 \mu Pa$ in einem Abstand von einem Meter. Dies folgt aus dem Zusammenhang

$$150 \text{ dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{31,6 \cdot 10^6 \mu Pa}{1 \mu Pa/V \cdot 1 V_{rms}} \right) \quad (3.12)$$

Die Empfangsempfindlichkeit eines Wandlers gibt die erzeugte Spannung bezogen auf den angelegten Schalldruck an. Sie wird angegeben in der Einheit dB bezogen auf ein Referenzmaß von $1 \frac{V}{\mu Pa}$. Erzeugt ein Ultraschallempfänger beispielsweise eine Spannung von $50 \mu V$ bei einem Schalldruck von $1 Pa$, so beträgt seine Empfangsempfindlichkeit

$$20 \cdot \log_{10} \left(\frac{50 \mu V/Pa}{1 V/\mu Pa} \right) = -206 \text{ dB rel. } 1 \frac{V}{\mu Pa} \quad (3.13)$$

Während die Empfindlichkeit eines Wandlers die amplitudenspezifische Fähigkeit zur Signalwandlung beschreibt, bildet die Übertragungsbandbreite eine Kenngröße für die Signaltreue bei der elektromechanischen Wandlung. Sie bezeichnet die Menge aller Frequenzen um eine Mittenfrequenz f_c , die vom Ultraschallwandler mit einer Amplitudenabweichung von weniger als -6 dB übertragen werden.

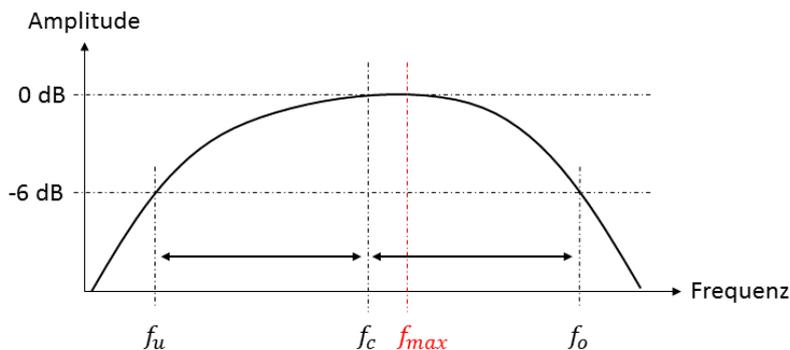


Abb. 3.14. Übertragungsbandbreite eines Ultraschallwandlers.

Hierbei werden die beiden Frequenzen, bei denen die Übertragungsamplitude auf -6 dB des Maximums abgefallen ist als untere bzw. obere Grenzfrequenz bezeichnet. Das bedeutet, die Übertragungsbandbreite bezeichnet den Frequenzbereich zwischen f_u und f_o . f_{max} bezeichnet diejenige Frequenz, bei der das Übertragungsmaximum liegt, die also mit der stärksten Amplitude übertragen wird. Die akustische Mittenfrequenz f_c eines Ultraschallwandlers liegt mittig zwischen der unteren und der oberen Grenzfrequenz. Aus Abbildung 3.14 wird ersichtlich, dass die akustische Mittenfrequenz nicht notwendiger Weise mit der Maximalfrequenz f_{max} zusammenfallen muss. Im Zusammenhang mit einem zu übertragenden elektrischen oder mechanischen Schwingungssignal gilt,

dass die elektromechanische Wandlung des Signals durch den Schwinger umso originalgetreuer passiert, je mehr sich das Frequenzspektrum des ankommenden Signals und das Übertragungsspektrum des Wandlers überlappen. Liegt das Frequenzspektrum des Signals vollständig innerhalb der beiden Grenzfrequenzen des Übertragungsspektrums, so geschieht die elektromechanische Wandlung theoretisch vollkommen ideal, das heißt ohne Veränderung des Signals. Ein Ultraschallwandler reagiert auf ein ankommendes Signal mit einem Einschwingvorgang aus seiner Ruhelage heraus auf die Frequenz des Signals. Ist das Signal vorüber, so schwingt der Wandler mit abnehmender Amplitude nach, bis er sich wieder in der Ruhelage befindet. Je größer die Übertragungsbandbreite eines Wandlers ist, desto kürzer sind seine Ein- und Ausschwingdauern.

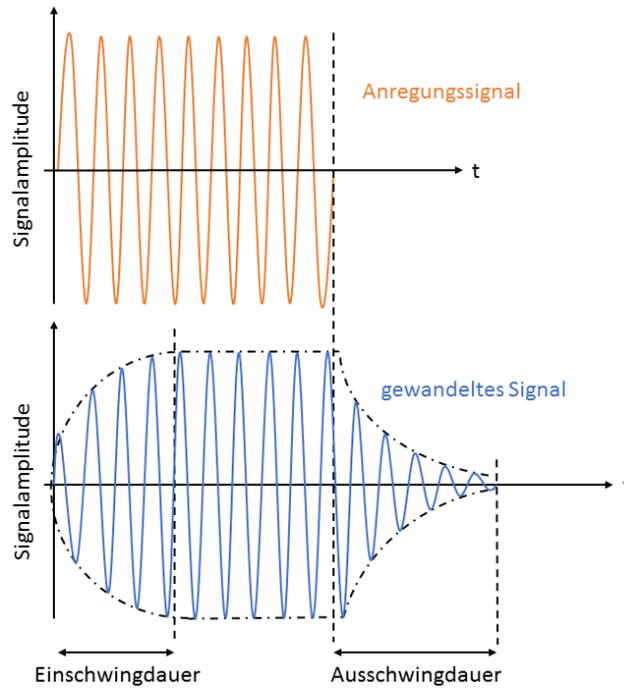


Abb. 3.15. Qualitatives Übertragungsverhalten eines Ultraschallwandlers.

Die Bandbreite eines Wandlers gibt also an, wie gut der Ultraschallwandler einem ankommenden elektrischen oder mechanischen Signal folgen kann und damit wie originalgetreu das von ihm erzeugte Signal dem Anregungssignal entspricht. Ein sehr etabliertes Verfahren zur Bestimmung von Empfindlichkeit und Bandbreite eines Ultraschallwandlers ist die sogenannte Puls-Echo-Messung. Hierbei wird der zu charakterisierende Wandler in einem Messbecken fixiert und ein Reflektor auf seiner akustischen Achse positioniert. Der Reflektor soll ein auftreffendes Schallsignal möglichst ideal zurückreflektieren, weshalb er meist eine sehr glatte Oberfläche besitzt und aus einem Material besteht, welches eine wesentlich höhere akustische Impedanz als das umgebende Wasser besitzt (hoher Impedanzunterschied bewirkt hohen Reflektionskoeffizienten). Häufig werden daher Stahlreflektoren mit elektropolierten Oberflächen verwendet. Der Ultraschallwandler wird nun mit einem sehr breitbandigen elektrischen Impuls angeregt, woraufhin er einen gemäß seiner Übertragungsbandbreite gewandelten Schallimpuls aussendet. Dieses Schallsignal wird vom Reflektor zurückgeworfen und wieder vom Ultraschallwandler aufgenommen. Das rücktransformierte elektrische Signal am Wandler wird aufgezeichnet und zur Charakterisierung des Wandlers verwendet. Die Amplitude des Echosignals gibt Auskunft über die (kombinierte) Sende- und

Empfangsempfindlichkeit des Ultraschallwandlers und die Frequenzbandbreite des Echos ist ein Maß für die Übertragungsbandbreite des Wandlers [26].

Um zu verdeutlichen, warum eine ausreichende Übertragungsbandbreite des Wandlers für die Abbildungseigenschaften eines Ultraschallsystems wichtig ist, wird im Folgenden ihr Einfluss auf die axiale Auflösung aufgezeigt. Während die laterale Auflösungsfähigkeit eines Ultraschallsystems nämlich maßgeblich von dessen lateraler Schallbündelbreite abhängt (siehe Abschnitt 3.1.1), ist die axiale Auflösungsfähigkeit eines Systems unmittelbar von der zeitlichen Ausdehnung der empfangenen Echosignale abhängig [26]. Der folgende eindimensionale Fall veranschaulicht diesen Zusammenhang. Zwei Punkte auf der akustischen Achse einer Wandlerantenne (siehe Abbildung 3.16) können nur dann getrennt voneinander aufgelöst werden, wenn die zugehörigen Echosignale noch getrennt voneinander wahrgenommen werden können.

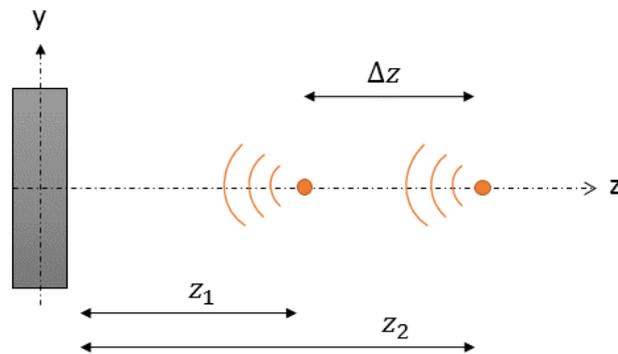


Abb. 3.16. Zur Bestimmung der axialen Auflösung einer Ultraschallantenne.

Die Signallaufzeiten der beiden Reflektoren zur Antenne berechnen sich mit der Schallgeschwindigkeit des Mediums zu

$$t_1 = \frac{z_1}{c} \quad (3.14)$$

$$t_2 = \frac{z_2}{c} \quad (3.15)$$

Um unterscheidbar zu sein, darf das Echosignal des weiter entfernten Reflektors erst dann an der Antenne eintreffen, wenn das Signal des ersten Reflektors bereits vollständig aufgezeichnet wurde. Alternativ kann auch die Halbwertsbreite der Einhüllenden des Echosignals als Maß für die axiale Auflösung herangezogen werden [23].

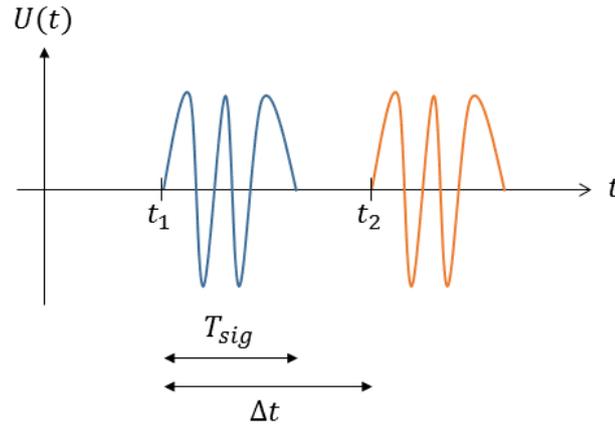


Abb. 3.17. Spannungssignale der Echos an der Ultraschallantenne.

Mit der Signallänge T_{sig} des Echos ergibt sich für den zur getrennten Detektion benötigten zeitlichen Mindestabstand der beiden Echosignale

$$t_2 \geq t_1 + T_{sig} \Leftrightarrow t_2 - t_1 = \Delta t \geq T_{sig} \quad (3.16)$$

Daraus folgt mit dem Zusammenhang

$$\Delta z = c \cdot \Delta t \Leftrightarrow \Delta t = \frac{\Delta z}{c} \quad (3.17)$$

der folgende räumliche Mindestabstand zweier hintereinander liegender Reflektoren

$$\Delta z \geq c \cdot T_{sig} \quad (3.18)$$

Man erkennt, dass die axiale Auflösung direkt mit der zeitlichen Länge der Echosignale zusammenhängt. Das bedeutet, dass im Sinne einer hohen axialen Auflösung des Ultraschallsystems möglichst kurze Schallsignale zu verwenden sind. Hierbei spielt auch die akustische Mittenfrequenz des Schallsignals eine entscheidende Rolle, da sich die Periodendauer einer Schwingung aus dem Kehrwert der Schwingungsfrequenz berechnet. Je kürzer ein Signal im Zeitbereich ist, desto breiter ist sein Spektrum im Frequenzbereich. Um also auch kurze Signale möglichst unverfälscht übertragen zu können, ist eine ausreichende Übertragungsbandbreite des Wandlers notwendig.

Insbesondere bei der Bildgebung über größere Distanzen hinweg ist jedoch eine möglichst hohe ins Medium eingebrachte Schallenergie erforderlich, um auch aus allen Bereichen des gewünschten Sichtbereiches noch detektierbare Echosignale empfangen zu können. Der Energieinhalt E eines Signals $s(t)$ im Zeitabschnitt $(t_1; t_2)$ berechnet sich gemäß [31]

$$E = \int_{t_1}^{t_2} s^2(t) dt \quad (3.19)$$

Hieraus ergibt sich, dass zeitlich längere Signale eine höhere Signalenergie besitzen als kürzere Signale. Dies führt zu einem Dilemma zwischen einer möglichst hohen axialen Auflösungsfähigkeit und einer möglichst großen Abbildungsreichweite bzw. einem möglichst hohen Bildkontrast. Der Bildkontrast beschreibt in diesem Zusammenhang die Signalamplituden von reflektierenden Strukturen im Vergleich zu den umliegenden Signalamplituden. Dies ist unmittelbar mit dem Signal-Rausch-

Abstand bei der akustischen Bildgebung verknüpft. Ein möglicher Lösungsansatz für diesen Konflikt bietet die Verwendung frequenzveränderlicher Schallsignale zusammen mit einer entsprechenden Korrelationsfilterung. Dieses Verfahren wird auch als Optimalfilter oder Matched Filter bezeichnet [31]. Die Korrelation auf das ursprüngliche Sendesignal führt hierbei zu einer Kompression des empfangenen Schallsignals, weshalb das Verfahren auch als Pulskompressionsverfahren bezeichnet wird (vergleiche Abschnitt 5.4).

3.1.4 Arten von Ultraschallwandlern

Alle Schallfrequenzen oberhalb des Hörschalls, also oberhalb von 20 kHz, werden dem Ultraschall zugeordnet [11]. Je nach Ultraschallanwendung werden verschiedene Frequenzbereiche verwendet. Dies hängt unter anderem mit der benötigten Schallreichweite sowie der axialen Auflösungsfähigkeit der jeweiligen Systeme zusammen (siehe Abschnitt 3.2 bzw. Abschnitt 3.1.3). Während im Bereich der Sonar-Anwendungen aufgrund der meist großen Reichweiten Signale im Bereich von wenigen Hertz bis etwa 1 MHz verwendet werden [32], liegen die typischen Frequenzen beim medizinisch-diagnostischen Ultraschall im Bereich von etwa 1 bis 40 MHz [33]. Für spezielle Anwendungen beispielsweise im Bereich der akustischen Mikroskopie werden auch höhere Schallfrequenzen bis in den GHz-Bereich verwendet [34]. Für die ultraschallbasierte Bildgebung sowohl im medizinischen als auch technischen Bereich werden bislang fast ausschließlich piezoelektrische bzw. kapazitive Ultraschallwandler eingesetzt. Diese beiden physikalischen Prinzipien werden im Folgenden näher beschrieben.

Die piezoelektrische Form der Ultraschallerzeugung hat sich in den vergangenen Jahren als sehr effizient, kostengünstig und variabel herausgestellt und bildet aktuell die gängigste aller Formen im Bereich der bildgebenden Ultraschallsysteme. Der piezoelektrische Effekt tritt bei Materialien auf, welche eine Asymmetrie in ihrem Kristallaufbau aufweisen. Bei extern induzierter Verformung des Kristallgitters werden die positiven und negativen Ionen derart gegeneinander verschoben, dass ein elektrisches Dipolmoment in der Kristallzelle entsteht [22]. Diese Polarisation des piezoelektrischen Materials kann als Spannung an dessen Elektroden abgegriffen werden. Wirkt eine zeitlich veränderliche mechanische Kraft auf das piezoelektrische Material ein, so folgen die Ionen im Kristallgitter diesen Verschiebungen und an den Elektroden lässt sich eine elektrische Spannung abgreifen, welche in ihrem zeitlichen Verlauf dem der mechanischen Krafteinwirkung entspricht. Der piezoelektrische Effekt funktioniert auch reziprok, wodurch er für die Ultraschallerzeugung und Detektion gleichermaßen nutzbar wird. Wird eine externe Spannung an die Elektroden eines piezoelektrischen Materials angelegt, so erfolgt im Kristall eine Verschiebung der positiven und negativen Ionen, was eine Verformung des gesamten Kristallgitters zur Folge hat. Wird eine zeitlich veränderliche Spannung an die Elektroden des Materials angelegt, so folgt der Kristall dieser Anregung mit einer entsprechenden zeitlich veränderlichen Verformung. Hierdurch gibt das Material Schwingungen (also Schall) an seine Umgebung ab. Somit lassen sich mit Hilfe piezoelektrischer Materialien elektrische Anregungssignale in analoge Ultraschallsignale überführen sowie mechanische Ultraschallsignale in elektrische Spannungssignale transformieren. In Abhängigkeit der Bandbreite des Ultraschallwandlers kann diese Transformation über mehr oder weniger große Frequenzbereiche hinweg erfolgen.

Kapazitive Ultraschallwandler besitzen eine geringere akustische Impedanz als piezoelektrische Wandler und eignen sich daher besser für die Erzeugung von Ultraschall in Gasen, wie etwa Luft [11]. Sie bestehen im Prinzip aus einem Plattenkondensator, dessen Platten sich aufgrund einer externen elektrischen Spannung aufeinander zu bzw. voneinander weg bewegen. Um einen linearen Zusammenhang zwischen der elektrischen Anregungsspannung und der mechanischen Kraftwirkung

zwischen den Platten des Kondensators zu erreichen, wird eine elektrische Gleichspannung an die Platten angelegt, welcher dann das eigentliche Anregungssignal überlagert wird [22]. Im Aufbau ist eine Platte meist als dünne Membran ausgeführt, während die zweite Platte starr befestigt ist. Mit Hilfe der Linearisierung durch die elektrische Gleichspannung lassen sich hier wie auch beim piezoelektrischen Wandler zeitlich veränderliche elektrische Anregungssignale in äquivalente zeitlich veränderliche mechanische Auslenkungen überführen. Da dieser Zusammenhang auch reziprok funktioniert, eignen sich kapazitive Ultraschallwandler ebenfalls in gleicher Weise für die Erzeugung und Detektion von Ultraschallsignalen. Besondere Bedeutung insbesondere im Bereich der medizinischen Ultraschallbildgebung haben in den letzten Jahren die kapazitiven mikromechanischen Ultraschallwandler, die sogenannten CMUTs (**C**apacitive **M**icromachined **U**ltrasonic **T**ransducers) erlangt [26]. Diese mikromechanisch prozessierten Wandler lassen sich in großen Stückzahlen und auf kleinstem Bauraum realisieren. Durch die Massenfertigung sind diese Wandler besonders kostengünstig herstellbar, zudem lassen sich durch die mikromechanischen Prozesse Strukturgrößen erreichen, die durch eine klassische Bearbeitung mittels Werkzeugmaschinen nicht realisierbar sind. So lassen sich hierdurch beispielsweise miniaturisierte Ultraschallarrays für die intravaskuläre medizinische Bildgebung herstellen [11]. CMUTs eignen sich insbesondere auch für die Erzeugung und Detektion von hochfrequentem Ultraschall und besitzen in der Regel auch hohe elektroakustische Übertragungsbandbreiten [35]. Daher werden sie heute meist für Aufgaben im Bereich der medizinischen Ultraschall-Diagnostik und Therapie eingesetzt [36]. Wie bereits in Kapitel 2.1 erwähnt, existieren bereits erste Konzepte zur Nutzung von CMUTs in Sonar-Systemen, jedoch wurden diese bislang noch nicht realisiert [20].

Für die geplante Anwendung einer 3D Sonar-Kamera wurde eine Ultraschallwandlung auf Basis des piezoelektrischen Effektes gewählt. Die verschiedenen Überlegungen, welche zu dieser Entscheidung geführt haben, sind in den folgenden Abschnitten dargelegt. Die detaillierte Beschreibung des gesamten Systemkonzeptes inklusive der Ultraschallantenne findet sich im Kapitel 4 dieser Arbeit. Im Folgenden wird also das Konzept der piezoelektrischen Signalwandlung weiter verfolgt und die hierfür infrage kommenden Materialien werden näher beleuchtet. Die Überlegungen zu den möglichen Aufbauformen von Ultraschallarrays sowie zu den infrage kommenden Sendesignalen und Modalitäten sind allerdings nicht auf piezoelektrische Schallwandler beschränkt, sondern gelten in gleicher Weise auch für Wandler, welche die elektroakustische Signalwandlung auf Basis eines anderen physikalischen Prinzips vollführen.

3.1.5 Akustische Materialien

3.1.5.1 Aktive Materialien

Aktive Materialien sind diejenigen Materialien, welche eine elektro-akustische Wandlung (hier auf Basis des Piezoeffektes) vornehmen können. Sie bilden den Werkstoff für die Wandlerelemente in den Ultraschallantennen. Aufgrund der kostengünstigen Herstellung und einfachen Bearbeitbarkeit basiert die gebräuchlichste Form der piezoelektrischen Ultraschallwandler auf polarisierten Piezokeramiken. Wie oben beschrieben, besitzen piezoelektrische Materialien eine Asymmetrie in ihrem Kristallgitter, sodass eine mechanische Verformung zu einer Polarisierung des Materials führt bzw. umgekehrt. Ein klassisches Piezomaterial ist der Quarz (SiO_2). Er besitzt besonders vorteilhafte Eigenschaften, wie etwa geringe elektrische und mechanische Verluste sowie eine hohe Durchschlagsfestigkeit. Zudem ist er gut bearbeitbar und preisgünstig herzustellen. Daher kommt er heute noch insbesondere für Ultraschallanwendungen im Bereich oberhalb von 10 MHz zum Einsatz [22]. Aufgrund ihres besonders starken piezoelektrischen Effektes sind ferroelektrische Stoffe besonders für die Herstellung von Ultraschallwandlern geeignet. Ferroelektrizität beschreibt das

Phänomen, dass Stoffe mit einem elektrischen Dipolmoment durch das Anlegen eines äußeren elektrischen Feldes die Richtung der spontanen Polarisierung ändern. Ferroelektrische Stoffe sind immer auch piezoelektrisch, nicht jedoch umgekehrt [26]. Sie besitzen unterhalb einer bestimmten Temperatur (der sogenannten Curie-Temperatur) ein verzerrtes Kristallgitter, in dem positiv und negativ geladene Ionen gegeneinander verschoben sind. Bei Überschreitung dieser Temperatur kommt es zu einer Verschiebung der Ionen im Gitter und es bildet sich ein symmetrischer Kristall aus. Sie verlieren dann aufgrund der Ladungssymmetrie im Kristall ihre piezoelektrischen Eigenschaften [22].

Ein Maß für die Effektivität der Umwandlung von elektrischer in mechanische Energie und umgekehrt bildet der sogenannte effektive elektromechanische Kopplungsfaktor k_{eff} eines piezoelektrischen Material oder Ultraschallwandlers. In Abhängigkeit der mechanischen Güte des Materials, welche ein Maß für die mechanische Auslenkung im Resonanzbetrieb darstellt, existieren zwei Formeln zur Berechnung des effektiven Kopplungsfaktors bei einer Wandler- bzw. Materialcharakterisierung in Luft [26]. Die mechanische Güte Q_m berechnet sich hierbei gemäß

$$Q_m = \frac{f_S}{f_1 - f_2} \quad (3.20)$$

Hierin bezeichnet f_S die Serienresonanzfrequenz des Wandlers bzw. Materials. Dies ist definitionsgemäß die Frequenz, bei der die Konduktanz ihr Maximum erreicht. Bei dieser Frequenz erreicht auch die Bewegungskraft des Materials bei einer konstanten angelegten elektrischen Spannung ihr Maximum. f_1 und f_2 bezeichnen in diesem Zusammenhang die beiden Frequenzen linksseitig bzw. rechtsseitig der Serienresonanz, bei der die Konduktanz auf jeweils die Hälfte des Maximalwertes abgefallen ist. Für eine mechanische Güte von mehr als 50 berechnet sich der effektive elektromechanische Kopplungsfaktor gemäß

$$k_{eff} = \sqrt{1 - \left(\frac{f_S}{f_P}\right)^2} \quad (3.21)$$

Wobei f_P die Parallelresonanzfrequenz, also die Frequenz maximaler Resistanz beschreibt. Für eine mechanische Güte im Bereich von 10 bis 50 wird der Kopplungsfaktor mit folgender Formel ermittelt.

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{1}{1 + Q_m \cdot Q_e}} \quad (3.22)$$

Hierbei berechnet sich Q_m gemäß obiger Formel 3.20 und die elektrische Güte Q_e gemäß

$$Q_e = \frac{B_S}{G_{max}} \quad (3.23)$$

wobei B_S und G_{max} die Werte für die Suszeptanz bzw. Konduktanz gemessen bei der Serienresonanzfrequenz bezeichnen. Die Koerzitivfeldstärke beschreibt in diesem Zusammenhang die elektrische Feldstärke, die notwendig ist, um die remanente dielektrische Verschiebung (Polarisierung) im ferroelektrischen Material aufzuheben. Wird das Material einer Feldstärke ausgesetzt, die oberhalb der Koerzitivfeldstärke liegt und der ursprünglichen Polarisationsrichtung entgegensteht, so verliert das Material die einheitliche Ausrichtung der elektrischen Dipolmomente in den Domänen und seine piezoelektrischen Eigenschaften verschwinden. Im folgenden Diagramm wird dieser Zusammenhang deutlich. Die sogenannte Neukurve in diesem Diagramm beschreibt den Zusammenhang zwischen Polarisierung und äußerem elektrischen Feld bei der erstmaligen Polarisierung eines ferroelektrischen Materials.

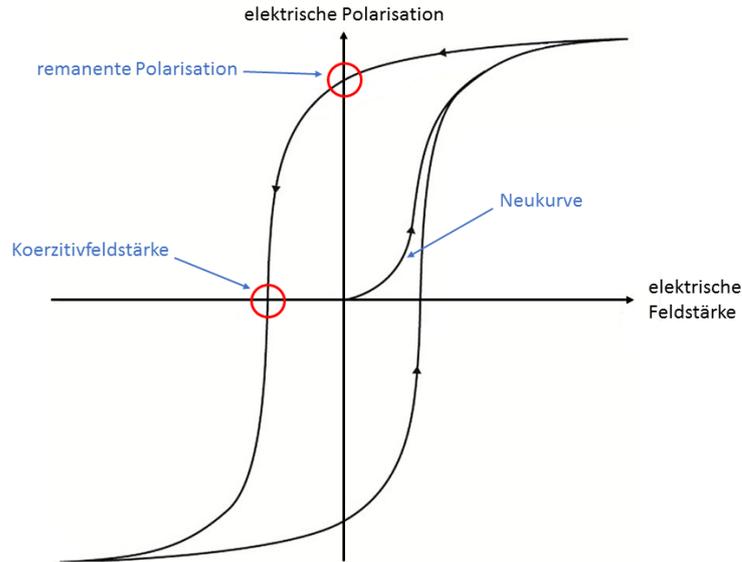


Abb. 3.18. Zusammenhang zwischen elektrischem Feld und Polarisation bei ferroelektrischen Materialien.

Die Koerzitivfeldstärke ist eine Materialkonstante, die von der Zusammensetzung und Behandlung des Piezomaterials sowie von den äußeren Bedingungen während des Betriebs abhängt. Je höher die Koerzitivfeldstärke ist, desto länger behält ein ferroelektrisches Material seine piezoelektrischen Eigenschaften unter der Einwirkung eines induzierten elektrischen Feldes. Aufgrund der Anisotropie im Kristallgitter piezoelektrischer Materialien reicht die Angabe einzelner richtungsunabhängiger Materialparameter für eine korrekte Beschreibung der elektromechanischen Eigenschaften nicht aus. Eine exakte Darstellung der physikalischen Kenngrößen kann nur über Materialtensoren mit richtungsspezifischen Elementen erfolgen. Die piezoelektrischen Koeffizienten werden daher entsprechend indiziert, wobei die jeweiligen Indizes die Richtung der Größen im Kristall angeben. Die Bezeichnung der Achsen geschieht wie folgt: Die 3-Richtung zeigt hierbei in Polarisationsrichtung, die 1- und 2-Richtung verlaufen jeweils orthogonal zueinander und zur 3-Richtung. Koeffizienten mit doppelten Indizes verknüpfen hierbei mechanische und elektrische Größen, welche dieselbe Richtung aufweisen. Der erste Index gibt die Richtung des elektrischen Feldes aufgrund einer extern angelegten elektrischen Spannung oder aufgrund einer inneren Ladungsverschiebung an. Der zweite Index gibt die Richtung der mechanischen Spannung bzw. Dehnung an. Diejenigen piezoelektrischen Materialkonstanten, welche einen Bezug zwischen mechanischer Spannung und extern angelegtem elektrischen Feld herstellen, werden als piezoelektrische Verformungs- oder Ladungskonstanten bezeichnet und mit dem Symbol d bezeichnet. Sie besitzen dann die Einheit $[\frac{m}{V}]$. Im umgekehrten Fall stellen diese Materialkonstanten einen Zusammenhang zwischen der Ladungsverschiebung im Kristall und einer extern applizierten mechanischen Spannung her und besitzen in diesem Fall die Einheit $[\frac{C}{N}]$ [37]. Beide Einheiten sind äquivalent, was die Umrechnung in SI-Basiseinheiten zeigt.

$$\frac{m}{V} = \frac{m}{\frac{A \cdot m^2}{As^3}} = \frac{A \cdot s^3}{kg \cdot m} \quad (3.24)$$

$$\frac{C}{N} = \frac{A \cdot s}{\frac{m \cdot kg}{s^2}} = \frac{A \cdot s^3}{kg \cdot m} \quad (3.25)$$

Die piezoelektrische Konstante d_{33} gibt beispielsweise den Zusammenhang zwischen einer mechanischen Spannung an, welche in Richtung der 3-Achse wirkt und dem dadurch erzeugten

elektrischen Feld, welches zwischen zwei Elektroden messbar ist, die senkrecht zur 3-Achse auf dem Material aufgebracht sind. Ebenfalls bezeichnet diese Konstante im umgekehrten Fall den Zusammenhang zwischen in 3-Richtung appliziertem elektrischen Feld und dadurch induzierter mechanischer Verformung in 3-Richtung. Die relative dielektrische Permittivität ist das Verhältnis aus der absoluten Permittivität des Keramikmaterials und der Permittivität im Vakuum

$$\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{F}{m} \quad (3.26)$$

wobei die absolute Permittivität ein Maß für die Polarisierbarkeit des Materials im elektrischen Feld darstellt. Die Abhängigkeit der elektrischen Permittivität von der Richtung des elektrischen Feldes und der dielektrischen Verschiebung wird durch entsprechende Indizes angezeigt [38]. Die relative dielektrische Permittivität ist abhängig von der Betriebstemperatur, der Frequenz sowie der elektrischen Feldstärke im Material [39]. Während des Betriebes von piezoelektrischen Wandlern wird immer ein Teil der elektromechanischen Energie aufgrund von dielektrischen Verlusten im Material in Wärme umgewandelt. Die dimensionslose Kenngröße des dielektrischen Verlustfaktors $\tan(\delta)$ bezeichnet das Verhältnis von elektrischer Wirkleistung zu Blindleistung im Piezomaterial und stellt somit ein Maß für dessen innere Erwärmung im Betrieb dar. Aufgrund der geringen Wärmeleitfähigkeit keramischer Materialien kann es in Abhängigkeit von Materialsorte und Betriebszustand zu einer starken Erwärmung der Keramik und somit zu einer Verringerung bzw. einem gänzlichen Verlust der piezoelektrischen Eigenschaften kommen. Der dielektrische Verlustfaktor ist abhängig von der elektrischen Feldstärke sowie von der Betriebsdynamik [39]. Im Bezug auf die Vielzahl an weiteren elektrischen und mechanischen Kenngrößen von piezoelektrischen Materialien sowie deren Zusammenhänge und Berechnungsansätze sei hier auf die weiterführende Literatur verwiesen [26].

Die bekanntesten Vertreter der ferroelektrischen Piezomaterialien sind Bariumtitanat (BaTiO_3), Bleizirkonattitanat ($\text{Pb}(\text{Zr},\text{Ti})\text{O}_3$, auch PZT abgekürzt) sowie Bleimetaniobat (PbNb_2O_6). Durch Abweichungen von der stöchiometrisch korrekten Zusammensetzung sowie durch das Einbringen bestimmter weiterer Elemente in das Kristallgitter lassen sich die Eigenschaften von Piezokeramiken beeinflussen. Obwohl es mittlerweile eine große Anzahl an verschiedensten piezokeramischen Materialien von einer Vielzahl an Herstellern am Markt gibt, lassen sich die allermeisten einer von zwei Kategorien zuordnen, den sogenannten hart dotierten und weich dotierten Materialien. Dies bezieht sich auf die ferroelektrischen Eigenschaften, das heißt die Beweglichkeit der Dipole und Domänen im Material und somit auf das Polarisations- und Depolarisationsverhalten [40]. Die Eigenschaften der Materialien werden durch ein gezieltes Dotieren des Kristalls mit unterschiedlichen Atomen eingestellt. Hierbei bewirken bereits kleinste Mengen des Dotierstoffes weitreichende Änderungen in den elektromechanischen Eigenschaften des Piezomaterials. Ferroelektrisch harte Materialien halten hohen elektrischen und mechanischen Belastungen stand, ohne dabei ihre piezoelektrischen Eigenschaften signifikant zu ändern. Sie sind gekennzeichnet durch niedrige Permittivitäten, große elektromechanische Kopplungsfaktoren, hohe Curie-Temperaturen, hohe mechanische Güten sowie eine hohe Stabilität ihrer piezoelektrischen Eigenschaften auch bei großen mechanischen Spannungen und elektrischen Anregungssignalen. Die niedrigen dielektrischen Verluste im Material ermöglichen einen Dauereinsatz im Resonanzbetrieb bei vergleichsweise geringer Eigenerwärmung des Bauteils. Sie eignen sich daher besonders für Leistungsschallanwendungen im Bereich der Ultraschallreinigung, Materialbearbeitung (Ultraschallschweißen und Bohren) sowie für medizinische Therapiewandler. Auch für Sonar-Anwendungen in Frequenzbereichen unterhalb von 100 kHz werden diese Materialien bevorzugt verwendet. Die hohe elektromechanische Stabilität dieser Werkstoffe ist allerdings begleitet von geringen piezoelektrischen Konstanten, was geringe Auslenkungen und somit eine reduzierte Sensitivität zur Folge hat. Ferroelektrisch weiche Piezoke-

ramiken besitzen eine hohe Domänenbeweglichkeit und lassen sich daher mit geringeren Spannungen polarisieren als harte Piezokeramiken. Allerdings setzt bei ihnen auch die Depolarisierung bereits bei geringeren Betriebstemperaturen und Feldstärken entgegen der Polarisationsrichtung ein. Sie sind gekennzeichnet durch eine hohe Permittivität, große elektromechanische Kopplungsfaktoren sowie niedrigen mechanische Güten. Sie besitzen höhere Auslenkungen aufgrund höherer piezoelektrischer Konstanten und sind somit sensitiver als hart dotierte Piezomaterialien. Allerdings neigen sie aufgrund höherer dielektrischer Verluste im kontinuierlichen Resonanzbetrieb sowie bei hohen elektrischen Feldstärken zu starker innerer Erwärmung, was die Einsatzfähigkeit begrenzt. Sie sind besonders geeignet für die Anwendung in Aktoren für die Mikro- und Nanopositionierung, in verschiedenen Sensoren wie z. B. Schwingungsaufnehmern sowie für Ultraschallsender und Empfänger für die Durchfluss- oder Füllstandsmessung. Aber auch in Ultraschallwandlern für die medizinische Diagnostik kommen weich dotierte Piezomaterialien häufig zum Einsatz. Selbst als Tonabnehmer an Musikinstrumenten eignen sich diese Materialien aufgrund ihrer hohen Sensitivität. Die Tabelle 3.1 gibt einen qualitativen Überblick über die Eigenschaften von hart und weich dotierten Piezomaterialien [41].

Elektromechanische Kenngröße	Einfluss auf	hart dotierte Piezomaterialien	weich dotierte Piezomaterialien
Piezoelektrische Konstanten	Auslenkung im statischen Betrieb	-	+
Dielektrische Konstanten	Kapazität	-	+
Dielektrische Verluste	Eigenerwärmung	-	+
Koerzitivfeldstärke	Depolarisierung	+	-
mechanische Güte	Auslenkung bei Resonanz	+	-

Tabelle 3.1. Elektromechanische Eigenschaften von hart und weich dotierten Piezomaterialien

Zu den Eigenschaften und Zusammensetzungen von hart und weich dotierten Piezomaterialien siehe auch [26]. Innerhalb der beiden Kategorien von hart dotierten bzw. weich dotierten Piezokeramiken gibt es wiederum eine Vielzahl von herstellereigenen Keramiktypen. Diese unterscheiden sich oft nur in einigen wenigen Eigenschaften voneinander und besitzen für bestimmte oft sehr spezielle Anwendungen Vorteile. Die genaue Materialzusammensetzung und Prozessierung zur Veränderung und Anpassung verschiedener Eigenschaften stellt hierbei das Knowhow des jeweiligen Keramikherstellers dar. Zur Kategorisierung der verschiedenen Untergruppen von Piezokeramiken haben sich zwei Standards etabliert, die Klassifizierung nach EN 50324-1 sowie die Einteilung gemäß MIL-Standard DOD-STD-1376A. Die erstgenannte Klassifizierung erfasst die piezoelektrischen Eigenschaften von keramischen Werkstoffen und Komponenten, die zweite ist eine militärische Klassifizierung und beschreibt die piezoelektrischen Keramikmaterialien und Messrichtlinien für Sonar-Wandler.

Die ferroelektrischen Piezomaterialien werden in der Regel in Pulverform hergestellt und anschließend mit Hilfe von Bindemitteln zu Keramiken verschiedenster Form gesintert. Nach der Formgebung sind die Dipolmomente der einzelnen Kristalle in einer solchen Keramik unausgerichtet, sodass sich die Piezoelektrizität des Materials nach außen hin aufhebt. Die einheitliche Ausrichtung der elektrischen Domänen erfolgt durch das Anlegen eines starken elektrischen Feldes. Die elektrische Feldstärke liegt hierbei im Größenbereich einiger $10 \frac{kV}{cm}$. Hierdurch kommt es zu einer Umorientierung der spontanen Polarisation im Material und die elektrischen Domänen richten sich entlang elektrischer Feldrichtung aus. Unterstützt wird dieser Vorgang durch ein Erhitzen des Materials über die Curie-Temperatur. Das Material wird anschließend unter Beibehaltung des äußeren elektrischen Feldes abgekühlt. Nach dem Abschalten des elektrischen Feldes verbleibt

der größte Teil der elektrischen Domänen weiterhin in Polarisationsrichtung ausgerichtet. Ein geringerer Teil der elektrischen Domänen verliert beispielsweise aufgrund von inneren mechanischen Spannungen die Ausrichtung in Polarisationsrichtung. Makroskopisch verbleibt im Material jedoch eine remanente Polarisation analog zur remanenten Magnetisierung eines Dauermagneten [38]. Die folgende Abbildung stellt die Ausrichtung der elektrischen Dipolmomente im Material vor, während und nach der Polarisation dar.

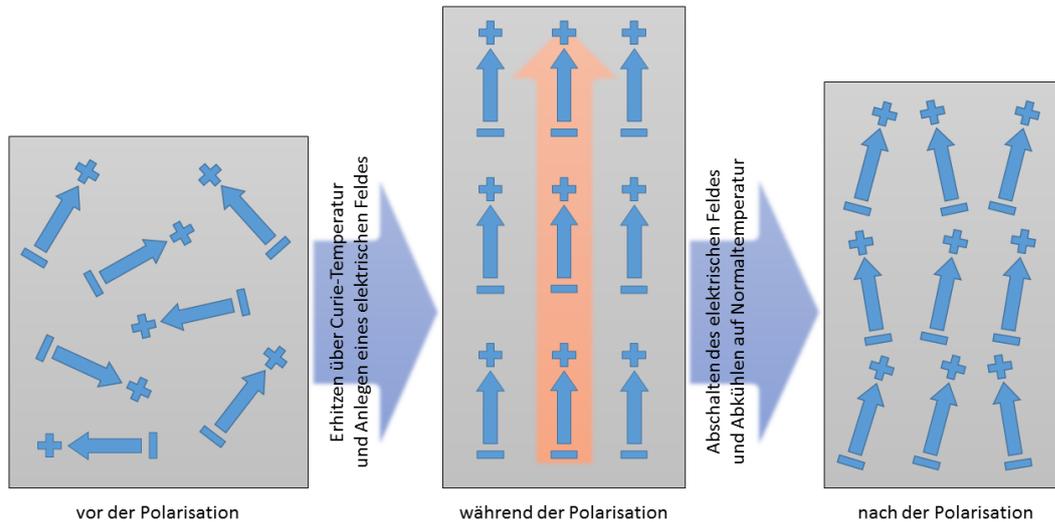


Abb. 3.19. Polarisation piezoelektrischer Keramiken [38].

Durch ein Erwärmen der auf diese Weise polarisierten Keramiken treten thermische Bewegungen im Kristallgitter auf, die den ungeordneten Zustand der Dipolmomente wieder herzustellen suchen. Die Polarisation des Materials und somit seine Piezoelektrizität nehmen ab und verschwinden bei Überschreitung der Curie-Temperatur gänzlich. Wird das Material nun wieder ohne angelegtes elektrisches Feld abgekühlt, so verbleibt die unregelmäßige Ausrichtung der elektrischen Momente im Gitter und die Keramik zeigt weiterhin keinen Piezoeffekt. Eine weitere Größe, welche eine Einschränkung bei der Verwendung von piezoelektrischen Keramiken darstellt, ist die elektrische Feldstärke. Wird eine Piezokeramik einem starken elektrischen Feld ausgesetzt, dessen Polarität entgegengesetzt zu der ursprünglichen Polarisierungsspannung steht, so findet eine Depolarisierung im Material statt und die piezoelektrischen Eigenschaften werden schwächer. Wird die Koerzitivfeldstärke des Materials überschritten, so verschwinden sie vollständig (vergleiche Abbildung 3.18). Die maximal mögliche Feldstärke entgegen der ursprünglichen Polarisierungsrichtung (also die Koerzitivfeldstärke) hängt dabei von dem Keramiktyp, der Zeitdauer des angelegten Feldes sowie der Temperatur ab. Typische Grenzwerte liegen zwischen $500 \frac{V}{mm}$ bei weich dotierten Piezomaterialien sowie $1000 \frac{V}{mm}$ bei hart dotierten Piezomaterialien bei durchgehend angelegtem elektrischem Feld. Hierbei ist wichtig anzumerken, dass auch an das Material angelegte Wechselfelder denselben Effekt haben und zwar während der Halbwelle, welche entgegengesetzt zur ursprünglichen Polarisationsrichtung steht. Daher dürfen die an das Piezomaterial angelegten Spannungen nicht zu groß sein [42]. Auch Alterungsprozesse vermindern die Polarisation piezoelektrischer Keramiken und führen zu einer Verringerung des elektromechanischen Wirkungsgrades [22]. Aufgrund dieser alterungsbedingten Änderungen der elektromechanischen Eigenschaften werden exakte Werte diverser Kenngrößen wie etwa der dielektrischen Konstanten, dem Kopplungsfaktor oder der piezoelektrischen Konstanten vom Keramikhersteller nur für einen gewissen definierten Zeitraum nach der Polarisation angegeben. Je länger der Zeitraum nach der Polarisation wird, desto

mehr stabilisieren sich die elektromechanischen Eigenschaften der piezoelektrischen Materialien [42]. Diese Zusammenhänge stellen eine Einschränkung für den Einsatz der Piezokeramiken als Ultraschallwandler dar. Als Faustregel gilt, das piezoelektrische Material zu keiner Zeit während der Bearbeitung oder im Betrieb über 50 % seiner Curie-Temperatur zu erhitzen, um eine Depolarisierung zu vermeiden. Zudem gilt der lineare Zusammenhang zwischen angelegtem elektrischen Feld und mechanischer Verformung des Materials nur bis zu einer gewissen maximalen Feldstärke. Darüber hinaus kommt es zu Nichtlinearitäten und damit zu einer Reduzierung des Wirkungsgrades sowie zu einem Aufheizen des Materials aufgrund dielektrischer Verluste [26]. Nicht zuletzt wirken sich auch von außen induzierte Druckspannungen auf die elektrischen Eigenschaften von Piezomaterialien aus [26]. Dies führt zu einem veränderten elektromechanischen Verhalten der Ultraschallwandler unter einem bspw. hohen Umgebungsdruck wie er in der Tiefsee vorherrscht. Da diese Änderungen auch eine Änderung der elektrischen Impedanz des Ultraschallwandlers bewirken, wird hierdurch unter anderem auch eine elektrische Leistungsanpassung zwischen Wandler und Beamformer negativ beeinflusst (vergleiche Abschnitt 3.1.6).

Neben den oben beschriebenen polykristallinen Piezokeramiken werden seit einigen Jahren auch monokristalline Piezokeramiken kommerziell vertrieben. Hierunter fallen beispielsweise Lithiumniobat (LiNbO_3) oder Blei-Magnesium-Niobat/Blei-Titanat-Verbindungen bzw. Blei-Zink-Niobat/Blei-Titanat, sogenannte PMN-PT bzw. PZN-PT basierte Piezomaterialien. Das Kristallgitter eines monokristallinen Piezomaterials hat keine Korngrenzen und ist durchgehend isotrop. Hierdurch weisen im polarisierten Zustand alle Dipolmomente eines Einkristalls in dieselbe Richtung, wodurch ein Material in monokristalliner Form stets einen stärkeren Piezoeffekt zeigt als in polykristalliner Form. Die Herstellung der einkristallinen Materialien erfolgt in analoger Weise zur Kristallzüchtung von beispielsweise Silizium-Wafern in der Halbleiterindustrie etwa durch ein Kristallziehen aus der Schmelze heraus [43]. PMN-PT bzw. PZN-PT basierte Piezomaterialien besitzen höhere elektromechanische Kopplungsfaktoren als PZT-Keramiken [26]. Diese Materialien besitzen somit eine höhere Sende- und Empfangsempfindlichkeit. Aufgrund einer niedrigeren akustischen Schallkennimpedanz sind diese monokristallinen Piezomaterialien besser an Schallausbreitungsmedien wie Wasser angepasst. Dies begünstigt den Schallübergang zwischen Apertur und Medium, was sich ebenfalls positiv auf die Amplitude der übertragenen Schallsignale auswirkt, jedoch überdies auch zu einer höheren elektroakustischen Übertragungsbandbreite der damit realisierten Ultraschallwandler führt. Den genannten Vorteilen eines höheren elektromechanischen Wirkungsgrades und einer erhöhten Übertragungsbandbreite stehen jedoch auch Widrigkeiten gegenüber, welche die Anwendung monokristalliner Piezowerkstoffe begrenzen. Zum einen sind die piezoelektrischen Einkristalle aufgrund ihres komplexen Herstellungsprozesses deutlich teurer als PZT-basierte Keramiken. Weiterhin zeichnen sie sich teilweise durch eine niedrige Curie-Temperatur sowie eine niedrige Koerzitivfeldstärke aus, wodurch sie anfällig für Depolarisationsprozesse während des Betriebs sind. Zudem sind die einkristallinen Materialien sehr spröde, was die mechanische Bearbeitung und Formgebung durch Werkzeugmaschinen bedeutend erschwert.

Um die piezokeramischen Werkstoffe im Hinblick auf ihre elektromechanischen Wandlungsfähigkeiten zu optimieren, können sie zu sogenannten Piezocomposite-Werkstoffen weiterverarbeitet werden. Hierbei handelt es sich um aktive Verbundwerkstoffe aus Piezokeramiken und Kunstharzen. Je nach Anwendung sind diese Verbundwerkstoffe unterschiedlich aufgebaut. Eine der meist verwendeten Konfigurationen stellt das sogenannte 1-3 Composite dar. Hierbei handelt es sich um parallel ausgerichtete senkrecht stehende Piezokeramikstäbchen, welche in eine Epoxidharz-Matrix eingebettet sind [11].

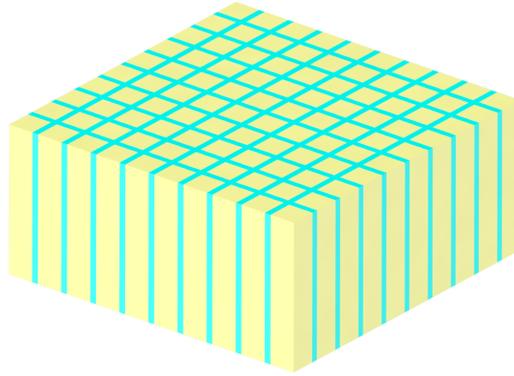


Abb. 3.20. 1-3 Piezocomposite.

Durch den Verbund aus Polymer und Piezokeramik reduziert sich die mittlere Dichte des Materials. Eine mechanische Schwingung im piezokeramischen Vollmaterial besteht immer aus einer Überlagerung verschiedener Schwingungsmoden. Je nach Verhältnis der geometrischen Abmessungen des schwingenden Keramikkörpers liegen die Schwingungsfrequenzen der einzelnen Moden dichter beieinander oder weiter voneinander entfernt, überlagern sich die Schwingungen also stärker oder schwächer (vergleiche Abschnitt 3.3). Im Piezocomposite können sich aufgrund der geometrischen Abmessungen der Piezo-Stäbchen nur noch monomodale Schwingungen entlang der Stäbchenlänge ausbilden und es findet somit keine Überlagerung verschiedener Schwingungsmoden im Bereich der Arbeitsfrequenz statt. Eine mechanische Schwingung in dieser Schwingungsmode breitet sich im Vergleich zur Schwingung im piezokeramischen Vollmaterial mit einer geringeren Schallgeschwindigkeit aus. Hierdurch und durch die geringere Dichte besitzt das Composite-Material eine geringere akustische Impedanz und somit eine bessere mechanische Ankopplung an das Schallübertragungsmedium. Zudem bewirkt die Einbettung der Stäbchen in das Polymermaterial eine Schwingungsdämpfung und somit ein beschleunigtes Ausklingen des schwingenden Verbundes. Die höheren Kopplungsfaktoren und die bessere Impedanzanpassung des Composite-Materials an das Ausbreitungsmedium führen zu einer höheren Sensitivität und Übertragungsbandbreite des Ultraschallwandlers [29]. Ein sehr stark etabliertes Verfahren zur Herstellung von 1-3 Composites stellt das sogenannte Dice-and-Fill-Verfahren dar [11]. Hierbei wird eine solide PZT-Keramik in zwei zueinander orthogonalen Richtungen bis zu einer gewissen Tiefe eingesägt. Die Sägespalte werden anschließend mit dem jeweiligen Epoxidharz aufgefüllt. Nach dem beidseitigen Abschleifen, bei dem auch der beim Einsägen verbliebene piezokeramische Sockelbereich abgetragen wird, verbleiben nur die in die Polymermatrix eingebetteten piezokeramischen Stäbe. Anschließend werden auf beiden Seiten des Composites Elektroden zur elektrischen Kontaktierung aufgebracht.

Neben den bisher genannten existieren noch weitere piezoelektrische Materialien, die sich für einen Einsatz in Ultraschallwandlern eignen. Vor allem sind hier piezoelektrische Hochpolymere zu nennen, in erster Linie Polyvinylidenfluorid (abgekürzt PVDF). Dieses Material kommt in Folienform in den Handel und weist eine sehr gute Verformbarkeit auf. Es ist chemisch sehr beständig und sein Schmelzpunkt liegt bei etwa $170\text{ }^{\circ}\text{C}$. Deshalb und wegen der geringen Curie-Temperatur ist die Anwendungstemperatur auf etwa $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ begrenzt. Die anwendbaren elektrischen Feldstärken sind durch die Durchschlagsfeldstärke, die bei etwa $1\frac{\text{MV}}{\text{cm}}$ liegt, begrenzt [22]. Aufgrund einer niedrigen Dichte und Schallgeschwindigkeit besitzt das Material eine sehr niedrige akustische Impedanz und damit eine gute mechanische Anpassung an wasserähnliche Ausbreitungsmedien. Dies schlägt sich in besonders hohen Übertragungsbandbreiten nieder. Das Material besitzt jedoch sehr niedrige elektromechanische Kopplungsfaktoren, was eine verminderte Sendempfindlichkeit zur Folge hat. PVDF kommt insbesondere bei hochfrequenten Ultraschallwandlern über 15 MHz zur

Anwendung, da hier Piezokeramiken aufgrund ihrer fragilen Bauform erheblich zerstörungsanfälliger sind. Eine wichtige Anwendung von piezoelektrischen Polymeren ist hierbei die Verwendung in Hydrophonen zu Kalibrierung von Ultraschallwandlern [44]. Eine detailliertere Beschreibung weiterer piezoelektrischer Materialien und ihrer Eigenschaften findet sich auch in [26].

3.1.5.2 Passive Materialien

Neben dem aktiven Material, welches die elektromechanische Signalwandlung bewerkstelligt, benötigt ein Ultraschallwandler noch weitere, sogenannte passive Materialien, welche erst einen effizienten Betrieb ermöglichen. Diese Materialien werden front- bzw. rückseitig auf das aktive Wandlermaterial aufgebracht und nehmen verschiedene Funktionen wahr, welche die elektroakustische Signalwandlung und das Schwingverhalten des Wandlers begünstigen. Frontseitig bezeichnet hierbei die Seite des Wandlermaterials, welche dem Ausbreitungsmedium zugewandt ist. Die rückseitig aufgebrachten Materialien werden als Backing bezeichnet und erfüllen mehrere Aufgaben. Zunächst stellt das Backing eine elektrische Kontaktierung sowie eine mechanische Aufnahme des aktiven Wandlermaterials sicher. Hierbei werden die elektrischen Kontaktierungen durch das Backing zum aktiven Wandlermaterial geführt und der Ultraschallwandler über das Backing am Gehäuse befestigt. Das Backing muss also eine sichere und feste Basis zur mechanischen Aufnahme des aktiven Materials bieten, welche sich auch unter den jeweiligen Einsatzbedingungen nicht in unzulässig starkem Maße verformt. Neben diesen rein konstruktiven Anforderungen kann das Backing-Material durch geeignete akustische Eigenschaften auch das Schwingungsverhalten und damit die Effizienz des gesamten Ultraschallwandlers positiv beeinflussen. Zunächst muss man sich vergegenwärtigen, dass ein piezoelektrisches Material bei elektrischer Anregung mechanische Schwingungen vollführt, die sich auf alle angrenzenden Medien auswirken. Das heißt insbesondere, dass ein aktives Material die Schallwellen nicht nur nach vorne ins Zielmedium überträgt, sondern auch nach hinten ins Backing. Wie beim Übergang zum Übertragungsmedium spielt auch beim Übergang zum Backing das Verhältnis der akustischen Materialimpedanzen hierbei eine entscheidende Rolle. Je näher die akustischen Impedanzen beieinander liegen, umso mehr Schall wird über die Grenzfläche transportiert. Im Falle des Backings bedeutet dies, dass umso mehr Schallenergie ins Backing abgegeben wird, je näher seine Impedanz an der des aktiven Materials liegt. Dies bewirkt eine Bedämpfung des aktiven Materials. Das Material schwingt schneller aus, was sich in einer höheren Übertragungsbandbreite niederschlägt. Jedoch wird hierbei weniger Schallenergie nach vorne ins Übertragungsmedium abgegeben, was eine Reduzierung der Sensitivität des Wandlers bedeutet [45]. Umgekehrt bewirkt ein Backing mit einer deutlich niedrigeren akustischen Impedanz als das aktive Material, dass nach hinten gerichtete Schallwellen größtenteils an der Grenzfläche zum Backing reflektiert werden. Dies verursacht Interferenzen mit den nach vorne abgegebenen Schallwellen, wodurch sich die Übertragungsbandbreite des Wandlers verringert. Gleichzeitig wird der Wandler jedoch durch die rückseitige Fehlanpassung weniger stark bedämpft und gibt somit mehr Schallenergie ins Ausbreitungsmedium ab, wird also sensitiver [11]. Um parasitäre Echos zu vermeiden, muss sichergestellt werden, dass ins Backing abgegebene Schallsignale nicht wieder zum aktiven Wandlermaterial hin reflektiert werden. Dies kann durch eine ausreichend hohe Ausbreitungsdämpfung im Backing-Material im Bereich der Arbeitsfrequenz erreicht werden. Die Auswahl des Backing-Materials bedeutet also immer einen Kompromiss zwischen der erreichbaren Sensitivität und der Übertragungsbandbreite des Ultraschallwandlers und ist somit immer anwendungsabhängig [26]. Neben dem rückseitigen Backing kann die Piezokeramik auch frontseitig mit Materialschichten versehen werden, welche die Schwingungseigenschaften des Ultraschallwandlers positiv beeinflussen. Bei diesen frontseitig aufgebrachten Schichten spricht man von einer oder mehreren Anpassungsschichten (abgekürzt APS). Es hat sich gezeigt, dass

die Verwendung von mehr als zwei solcher APS für einen Ultraschallwandler in der Regel nicht zweckmäßig ist [26]. Diese Schichten haben den Zweck, den meist großen Impedanzunterschied zwischen aktivem Wandlermaterial und Ausbreitungsmedium zu überbrücken und somit den Schallübergang zu verbessern. Die besten praktischen Resultate liefern Schichten mit der Dicke eines Viertels der Wellenlänge der zu übertragenden akustischen Mittenfrequenz [46]. Ihre akustischen Impedanzen können mit Hilfe verschiedener Modelle berechnet werden, liegen aber in aller Regel zwischen der Impedanz des Wandlermaterials und der des Ausbreitungsmediums. Ein seit langem etabliertes Berechnungsmodell, welches zu sehr guten Ergebnissen bei der Auslegung verschiedenster Ultraschallwandler geführt hat, bildet das sogenannte KLM-Modell [47]. Gemäß dieses Modells berechnen sich die idealen akustischen Impedanzen zweier Anpassungsschichten wie folgt

$$Z_{APS1} = (Z_{akt})^{4/7} \cdot (Z_{aus})^{3/7} \quad (3.27)$$

$$Z_{APS2} = (Z_{akt})^{1/7} \cdot (Z_{aus})^{6/7} \quad (3.28)$$

Hierbei bezeichnen Z_{APS1} die akustische Impedanz der inneren APS und Z_{APS2} die Impedanz der äußeren APS (vergleiche Abbildung 3.21). Z_{akt} und Z_{aus} bezeichnen die akustischen Impedanzen von aktivem Material und Ausbreitungsmedium.

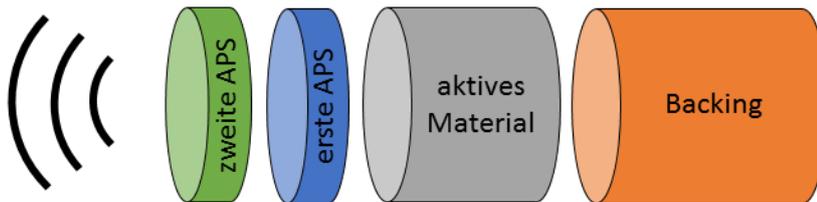


Abb. 3.21. Schematischer Aufbau eines Ultraschallwandlers.

Die Wirkweise einer $\lambda/4$ -Anpassungsschicht erklärt sich wie folgt. Die im aktiven Material erzeugten Schallwellen breiten sich zum Backing sowie zur APS hin aus und werden an beiden Grenzflächen teilweise zurückgeworfen. Die in die APS eingekoppelten Schallwellen werden an den Grenzflächen dieser Schicht ebenfalls teilweise reflektiert und überlagern sich mit den jeweils ankommenden gegenläufigen Schallwellen. Durch die Schichtdicke von einer Viertel Wellenlänge der Mittenfrequenz geschieht diese Überlagerung der Schallwellen in der APS phasenrichtig, das heißt konstruktiv. Somit ergibt sich durch die kohärente Überlagerung eine Schallwelle mit deutlich stärkerer Amplitude, welche dann ins Ausbreitungsmedium abgestrahlt wird. Gleichzeitig laufen Schallwellen in der APS zum aktiven Material zurück und interferieren an der Grenzfläche derart mit den dort ankommenden Schallwellen, dass letztere gedämpft bzw. ganz ausgelöscht werden. Abbildung 3.22 zeigt schematisch diese Abläufe der konstruktiven und destruktiven Interferenzen der Schallwellen in den Materialien [45].

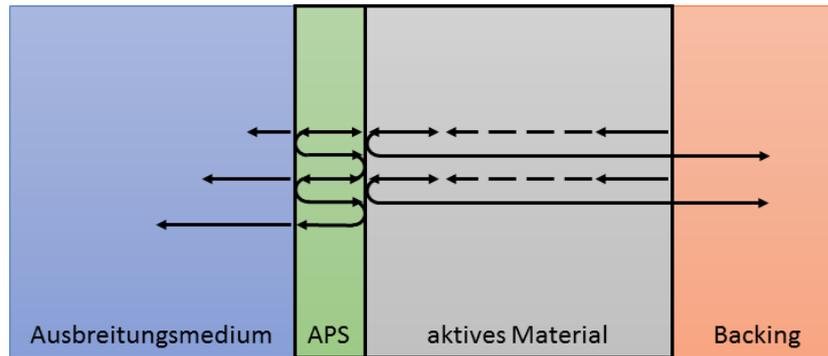


Abb. 3.22. Wirkweise einer Anpassungsschicht.

Auf diese Weise bewirken Anpassungsschichten einerseits eine Erhöhung der Sensitivität des Ultraschallwandlers, andererseits auch gleichzeitig eine Steigerung der Übertragungsbandbreite, da der Wandler schneller ausschwingt. Die Herstellung von APS mit den geforderten akustischen Impedanzen ist eine materialtechnische Herausforderung. Für die erste APS wird zumeist ein Trägermaterial beispielsweise auf Kunstharzbasis verwendet, welches mit Metallpulver gefüllt wird. Je nach akustischer Impedanz des aktiven Wandlermaterials kann es erforderlich sein, die Materialmischung für die erste APS so stark mit Metallpulver zu sättigen, dass diese aufgrund der hohen Viskosität der Suspension nur sehr schwierig weiterverarbeitet werden kann. Daher kann in manchen Fällen die rechnerisch benötigte Impedanz der Mischung nicht erreicht werden. Für die zweite APS ist meist ein Material mit einer Impedanz gefordert, welche unterhalb derer der meisten Kunstharze oder Polymere liegt. Eine Möglichkeit zur Herstellung der zweiten APS besteht im Füllen von Kunstharzen mit leichten Glas- bzw. Polymerhohlkugeln, um die Dichte des Gesamtmaterials und somit auch dessen akustische Impedanz zu reduzieren. Allerdings müssen dann die Schallsignale eine Schicht mit einem hohen Anteil an Luft durchdringen, was zu einer Vielzahl an Brechungen innerhalb der Anpassungsschicht führt. Hierbei ist es oft sinnvoller, ein akustisches Material zu verwenden, welches zwar eine etwas höhere akustische Impedanz als die rechnerisch benötigte aufweist, jedoch keine Luftporen beinhaltet und somit eine deutlich günstigere Schallübertragung zulässt. Polystyrene beispielsweise hat sich als besonders geeignetes Material für eine zweite Anpassungsschicht erwiesen.

3.1.6 Beamformer

Als Beamformer wird die Elektronik eines Ultraschallsystems verstanden, welche die (zeitgesteuerte) elektrische Anregung der Wandlerantenne sowie die Aufnahme, Verstärkung und Verarbeitung der empfangenen Echosignale nach ihrer elektromechanischen Umwandlung durch die Antennenelemente übernimmt.

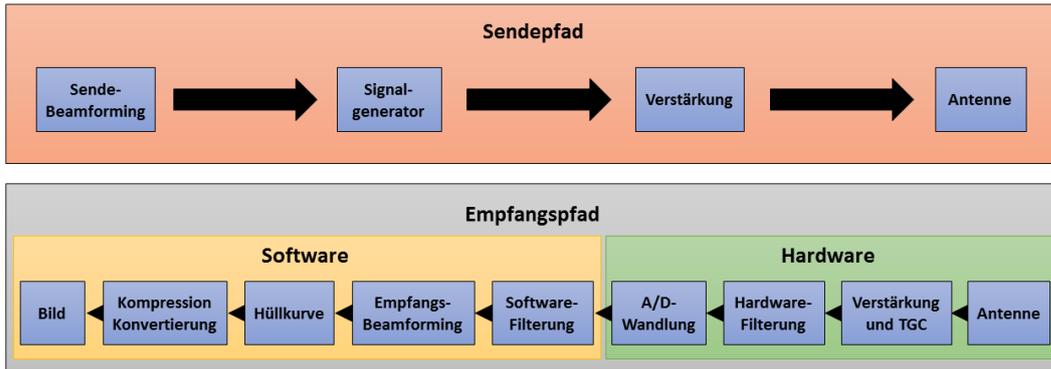


Abb. 3.23. Signalfluss im Beamformer.

Abbildung 3.23 zeigt schematisch die Abläufe innerhalb des Beamformers beim Senden und Empfangen. Zunächst werden die elektrischen Anregungssignale gemäß des gewählten Sendebestimmungs zeitversetzt generiert. Bei den Signalen kann es sich um Pulse, sinusförmige Signale mit einer bestimmten Anzahl an Zyklen, oder auch Signale mit veränderlicher Frequenz handeln. Nach einer Verstärkung der Anregungssignale werden sie an die jeweiligen Antennenelemente geleitet, welche die elektrischen Signale in akustische Schallsignale umsetzen und ins Medium abstrahlen. Die reflektierten Echosignale werden anschließend wieder von den Antennenelementen aufgenommen und in elektrische Spannungssignale transformiert. Diese werden zunächst laufzeitabhängig verstärkt und dann mit Hilfe eines Bandpasses frequenzgefiltert. Die sogenannte Time-Gain-Compensation (abgekürzt TGC) berücksichtigt den Umstand, dass Schallwellen im Medium laufzeitabhängig gedämpft werden und daher Echos aus größeren Tiefen eine geringere Amplitude aufweisen als solche, die näher an der Antenne entstehen (vergleiche Abschnitt 3.2). Nach einer A/D-Wandlung werden die Signale zur Rekonstruktion bereitgestellt. Hier werden sie zunächst softwareseitig gefiltert. Wurden frequenzcodierte Sendesignale verwendet, so findet an dieser Stelle eine Korrelationsfilterung der empfangenen Echosignale auf die Sendesignale statt, um die Pulskompression zu erreichen (vergleiche Abschnitt 5.4). Im Anschluss kann das Empfangsbeamforming durchgeführt werden, bei dem aus den Phaseninformationen der ankommenden Echosignale die Richtungs- und Abstandsinformationen extrahiert werden, sodass die Echoquellen rekonstruiert werden können. Im nächsten Schritt findet eine linienweise Berechnung der Hüllkurven auf Basis der rekonstruierten hochfrequenten Signaldaten statt. Anschließend erfolgt eine geeignete Umrechnung der Amplitudenwerte in Grauwerte, durch zum Beispiel eine Normierung auf den Maximalwert sowie eine anschließende logarithmische Kompression. Nach einer Konvertierung auf das jeweilige Bildraster kann das Bild helligkeitscodiert ausgegeben werden. Die Algorithmen zur Signalverarbeitung werden in modernen Beamformern in FPGAs ausgeführt. Diese Bausteine erlauben eine schnelle und effiziente Datenverarbeitung und ermöglichen somit eine echtzeitfähige Bildgenerierung. Die Kosten für einen Beamformer steigen mit der Anzahl der parallel adressierbaren Kanäle. Mit steigender Kanalzahl müssen ggf. zusätzliche Bauteile, größere FPGAs und teilweise neue Schaltungskonzepte verwendet werden. Zudem erhöht sich die zu verarbeitende Datenmenge, wie auch die Versorgungsleistung und die Eigenerwärmung des Systems. Durch die zusätzlichen Bauteile wird das System baulich größer, was die Anwendung in vielen Bereichen limitiert. Mit Hilfe von Multiplexer-Schaltungen lässt sich die Anzahl an Antennenelementen, welche von der Elektronik gesteuert werden können, erhöhen. Auf dieses Schaltungskonzept wird in Abschnitt 8 der vorliegenden Arbeit genauer eingegangen. Neben einer geeigneten akustischen Anpassung der Ultraschallantenne an das Schallausbreitungsmedium ist auch eine geeignete elektrische Anpassung der Antenne an den Beamformer erforderlich,

um ein möglichst optimales Betriebsverhalten zu erreichen. Die elektrische Anpassung meint hierbei die Angleichung der elektrischen Impedanz der Antennenelemente an die Ausgangs- bzw. Eingangsimpedanz des Beamformers mit Hilfe eines Anpassungsnetzwerkes [11]. Durch eine solche Impedanzanpassung werden Signalreflexionen innerhalb der Leitungen minimiert und dadurch die Sensitivität und Übertragungsbandbreite des Systems erhöht. Durch eine Kompensation der Blindwiderstände werden zudem die parasitären Verluste verringert und somit die Leistungsaufnahme und Eigenerwärmung reduziert. Als Anpassungsnetzwerke eignen sich unter anderem Schaltungen aus Kondensatoren und Spulen oder auch Transformatoren mit geeigneten Wicklungsverhältnissen. Mit ihrer Hilfe wird versucht, den Imaginärteil der elektrischen Impedanz der Antennenelemente zu kompensieren und den Realteil dem der Impedanz des Beamformers anzupassen [29][48].

3.2 Schallausbreitung in Seewasser

Die Einsatzgebiete aller Sonar-Systeme stellen Binnengewässer sowie Ozeane dar. Das umgebende Medium ist also stets Wasser mit einer unterschiedlich großen Menge an gelösten Stoffen, wie beispielsweise Salz, sowie einer unterschiedlich starken Konzentration an Schwebstoffen, wie zum Beispiel Sand oder Pflanzenteile. Bei der Ausbreitung von Schallwellen in einem solchen Medium kommt es zu verschiedenen Effekten, welche im Nachfolgenden beschrieben werden.

Bei Frequenzen unterhalb von etwa 50 MHz breiten sich akustische Wellen unter Wasser mit viel geringerer Dämpfung aus als elektromagnetische Wellen [11]. Dies erklärt die vielfältige Anwendung des Wasserschalls. Nichtsdestotrotz werden auch Schallwellen unter Wasser laufzeitabhängig gedämpft, sodass sich hierdurch gewisse Limitationen hinsichtlich der verwendbaren Signale ergeben. Die Schallausbreitungsdämpfung in Seewasser ist von Umgebungsparametern wie Druck, Temperatur und Salinität, jedoch auch in hohem Maße von der Frequenz des Schallsignals abhängig. Gemäß folgender empirischer Formel kann der Energiedämpfungskoeffizient m im Frequenzbereich von 1 kHz bis 10 MHz näherungsweise bestimmt werden [11].

$$m = \frac{203 \cdot 10^{-6} \cdot S \cdot f_T \cdot f^2}{f_T^2 + f^2} + \frac{29,4 \cdot 10^{-6} \cdot f^2}{f_T} \cdot (1 - 6,54 \cdot 10^{-9} \cdot p_s) \frac{\text{dB}}{m} \quad (3.29)$$

Hierbei bezeichnen S den Salzgehalt in Prozent, p_s den statischen Druck in Pa und f die Schallfrequenz in kHz. f_T bezeichnet eine temperaturabhängige Frequenzkonstante und berechnet sich gemäß $f_T = 21,9 \cdot 10^{\left(6 - \frac{1520}{T_W}\right)}$ kHz, wobei T_W die Wassertemperatur in K bezeichnet. Der Amplitudendämpfungskoeffizient α berechnet sich aus dem Energiedämpfungskoeffizient gemäß $\alpha = \frac{m}{2}$. Für einen hydrostatischen Druck von 600 bar, eine Temperatur von 0°C sowie eine Salinität von 3,5% (gemittelter Wert über alle Meere) ergibt sich folgender Verlauf des Dämpfungskoeffizienten über die Frequenz der Schallwelle.

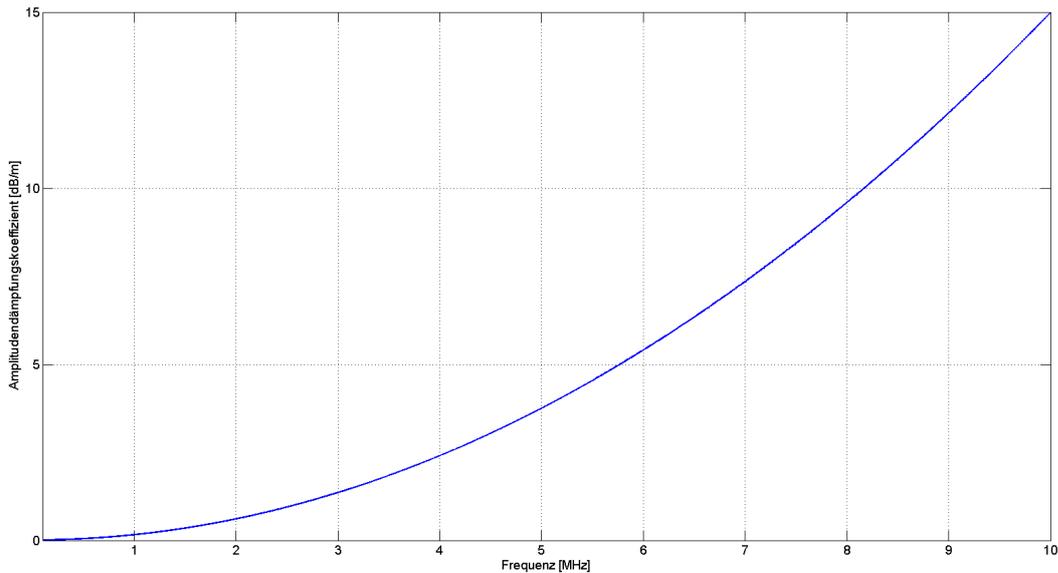


Abb. 3.24. Verlauf des Dämpfungskoeffizienten in Abhängigkeit der Schallfrequenz für einen hydrostatischen Druck von 600 bar, eine Temperatur von 0 °C sowie eine Salinität von 3,5 %.

Die Tabelle 3.2 enthält die absoluten Dämpfungswerte bei einem Reflektor in einer Entfernung von 10 m vor der Antenne für verschiedene Ultraschallfrequenzen.

Frequenz [MHz]	Amplitudendämpfungs-koeffizient $\left[\frac{\text{dB}}{\text{m}}\right]$	Schalldämpfung bei Reflektor in 10 m Entfernung [dB]
0,5	0,1002	2,00
1	0,1625	3,25
1,5	0,3497	6,99
2	0,6116	12,23

Tabelle 3.2. Dämpfungswerte für ausgesuchte Schallfrequenzen

Man erkennt, dass die Dämpfung sehr stark mit der Signalfrequenz zunimmt. Bei einer Schallfrequenz von 2 MHz werden die Signalamplituden alleine durch ihre Ausbreitung derart gedämpft, dass sie nach 20 m Wegstrecke nur noch ein Viertel ihres ursprünglichen Wertes aufweisen. Dies beeinflusst entscheidend den Signal-Rausch-Abstand eines Sonar-Systems und erklärt den Umstand, dass niederfrequente Systeme deutlich größere Reichweiten in Seewasser erzielen, als höherfrequente Systeme. Die Frequenz des Ultraschallsystems bildet eine Limitation für die Reichweite, aus der noch auswertbare Echosignale empfangen und verarbeitet werden können.

Auch die Schallgeschwindigkeit in Seewasser ist eine Funktion von Temperatur, Wassertiefe und Frequenz [49]. Da die Schallgeschwindigkeit eine wesentliche Größe bei der Bildrekonstruktion darstellt, kann eine falsch angenommene Schallgeschwindigkeit oder eine inhomogene Schallgeschwindigkeitsverteilung entlang der Ausbreitungsstrecke aufgrund einer falschen Laufzeitberechnung zu Artefakten im rekonstruierten Bild führen. Im Rahmen der Bildgebung in Echtzeit auf kurze Distanzen spielt dies insbesondere eine Rolle, wenn im abzubildenden Volumen Temperaturgradienten im Wasser auftreten. An den jeweiligen Grenzflächen kommt es dann zu Beugungseffekten, die sich als Artefakte im Bild bemerkbar machen. Insbesondere im Umfeld von Hydrothermalquellen am Meeresboden ist das Wasser besonders stark erhitzt (vergleiche Abschnitt 1.1). Hier bilden die Schallgeschwindigkeitssprünge ein mögliches Problem für die akustische

Abbildung der Umgebung. Ein weiteres Problemszenario für die geplante Anwendung bilden aufgeheizte Flächen an unterseeischen Fahrzeugen oder Arbeitsgeräten, welche zu Sprüngen in der Schallgeschwindigkeit führen. Diese Schallgeschwindigkeitssprünge führen zu Verzerrungen im rekonstruierten Bild, da die Schalllaufzeit zwischen Antenne und Reflektor für die Rekonstruktion falsch angenommen wird. Die Streuung bzw. Brechung von Schallwellen an Partikeln in der Wassersäule stellt für die Ausbreitung von Schallwellen in aller Regel einen weitaus weniger limitierenden Faktor dar, als für elektromagnetische Wellen, wie beispielsweise Licht. Dies hängt mit den Wellenlängen der Schwingungen zusammen. Sichtbares Licht besitzt Wellenlängen im Bereich von etwa 400 nm bis 700 nm. Wasserschall hingegen besitzt Wellenlängen im Bereich von etwa $300 \mu\text{m}$ ($f = 5 \text{ MHz}$) bis hin zu etwa 1,5 m ($f = 1 \text{ kHz}$). In Abhängigkeit der Größe der Schwebstoffe in der Wassersäule werden die kurzwelligen elektromagnetischen Wellen von den Partikeln deutlich stärker beeinflusst, als die längerwelligen Schallwellen. Bei dem Auftreffen der Lichtstrahlen auf die Schwebstoffe im Wasser wird ein Teil des Lichtes absorbiert und ein anderer Teil reflektiert. In Abhängigkeit von Partikelform und Oberflächenbeschaffenheit werden die Lichtstrahlen mit unterschiedlicher Intensität in alle Raumrichtungen gestreut. Diese diffuse Rückstrahlung des Lichtes führt zu einer starken Überbelichtung der angezeigten Bilder, welche mit optischen Kamerasystemen aufgezeichnet werden.

3.3 Designparameter und limitierende Faktoren

Idealerweise besitzt ein Ultraschallwandler eine an den Beamformer angepasste elektrische Eingangsimpedanz, eine hohe Sende- und Empfangssensitivität, eine hohe axiale und laterale Auflösung sowie eine große Eindringtiefe bzw. Reichweite. Unvorteilhafter Weise stehen einige dieser Forderungen im Gegensatz zueinander, weshalb je nach Anwendung Kompromisse eingegangen werden müssen. Beispielsweise verlangt eine hohe Bandbreite, dass die Resonanz des Ultraschallwandlers bedämpft wird. Dies verringert jedoch dessen Sensitivität [26]. In diesem Abschnitt werden die konstruktiven und operativen Einflussmöglichkeiten auf die Wandlereigenschaften erläutert und die zu schließenden Kompromisse sowie weitere limitierende Faktoren aufgezeigt.

Da die zeitliche Länge der ausgesendeten Schallsignale direkt mit der Frequenz zusammenhängt (höherfrequente Signale besitzen kürzere Wellenlängen), entscheidet die Arbeitsfrequenz der Antenne über die Auflösungsfähigkeit des Systems in axialer Richtung (vergleiche Abschnitt 3.1.3). Im Sinne einer hohen axialen Auflösungsfähigkeit sind also höherfrequente Signale von Vorteil, da diese zeitlich kürzer sind als niederfrequente Signale gleicher Zyklenzahl. Auch bei der Anwendung des Pulskompressionsverfahrens führt die Verwendung höherfrequenter Signale zu einer verbesserten axialen Auflösung. Dies wird in Abschnitt 5.4 dieser Arbeit gezeigt. Die Ausbreitungsdämpfung in Seewasser stellt eine weitere Limitation für die Arbeitsfrequenz einer Ultraschallantenne dar. Gemäß Abschnitt 3.2 werden niederfrequente Schallsignale teilweise erheblich schwächer gedämpft als höherfrequente Signale und erreichen somit deutlich größere Reichweiten bzw. höhere Signal-Rausch-Abstände bei gleicher Reichweite. Bei der Wahl einer geeigneten Arbeitsfrequenz der Antenne muss somit ein Kompromiss zwischen erreichbarer axialer Auflösungsfähigkeit und annehmbarer Ausbreitungsdämpfung, das heißt Reichweite bzw. Signal-Rausch-Abstand gefunden werden.

Auch der Mittelpunktabstand benachbarter Antennenelemente (Pitch) hat Auswirkungen auf verschiedene Systemparameter und muss daher überlegt gewählt werden. Gemäß den Überlegungen aus den obigen Abschnitten bestimmt der Pitch einer Ultraschallantenne bei vorgegebener Elementanzahl die laterale Auflösungsfähigkeit des Systems. Dies hängt, wie oben erläutert, mit der resultierenden Kantenlänge der Antenne und der damit verbundenen erreichbaren Schallbündelbreite zusammen. Je größer der Pitch bei festgelegter Elementanzahl ist, desto größer

ist die Kantenlänge der Apertur in dieser Richtung und desto höher die laterale Auflösungsfähigkeit. Neben der Schallbündelbreite beeinflusst der Pitch aber auch die Schallfeldgeometrie einer Ultraschallantenne. Ist der Pitch größer als eine halbe Wellenlänge der von der Antenne übertragenen Schwingung, so kommt es zu Gitterkeulen in der Antennencharakteristik (siehe Abschnitt 3.1.2). Zudem lässt sich zeigen (vergleiche Abschnitt 6.1.1), dass mit steigendem Pitch der maximal erreichbare Schallschwenkwinkel der Antenne bei fokussierter Anregung sowie der maximale Schallöffnungswinkel bei defokussierter Anregung abnehmen [11]. Diese beiden Faktoren haben zur Folge, dass der Sichtbereich einer Ultraschallantenne, das heißt der räumliche Bereich, in dem Echoquellen lokalisiert werden können, abnimmt. Bei der Wahl des Elementabstandes der Ultraschallantenne muss also ein Kompromiss geschlossen werden zwischen einer ausreichenden lateralen Auflösungsfähigkeit auf der einen Seite sowie einer akzeptablen Richtcharakteristik bzw. einem ausreichend großen Sichtfeld auf der anderen Seite.

Die Breite und Tiefe des Spaltes zwischen den Antennenelementen eines Ultraschallarrays ist ebenfalls ein Parameter, der sich auf die Performance des Ultraschallsystems auswirkt. Zudem ist auch das Material, mit dem die Spalten gefüllt sind von Bedeutung. Die folgende Abbildung zeigt schematisch einen möglichen Aufbau eines Ultraschallarrays.

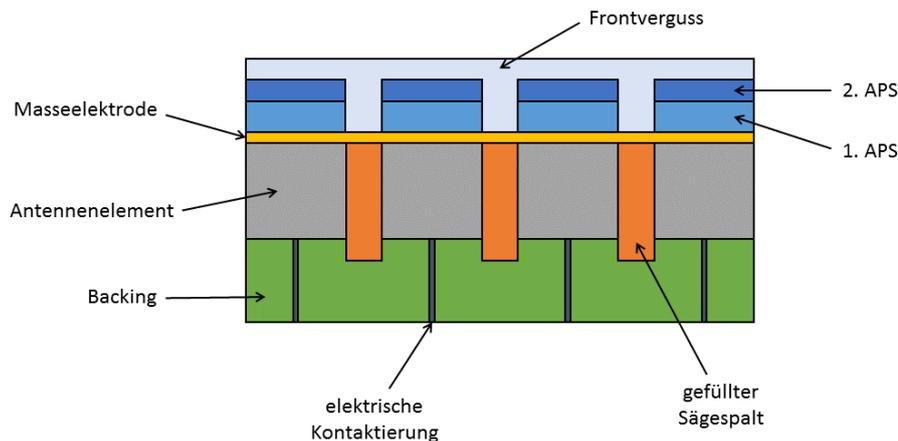


Abb. 3.25. Schematischer Aufbau eines Ultraschallarrays.

Eine geeignete mechanische Entkopplung der Elemente voneinander ist wichtig, um den sogenannten Crosstalk - also das Überkoppeln der mechanischen Bewegung eines Antennenelementes auf seine Nachbarn - zu unterdrücken. Dieses Übersprechen führt zu unerwünschten Interferenzen zwischen den Schallwellen benachbarter Elemente. Im Sendefall wird je nach gewünschter Schallfeldgeometrie ein Element der Ultraschallantenne angeregt, während die benachbarten Elemente zu einem anderen Zeitpunkt in Schwingung versetzt werden. Durch das parasitäre Überkoppeln der mechanischen Schwingungen des angeregten Elementes kommt es jedoch zeitgleich auch zu Schwingungen der Nachbarelemente. Diese de facto Vergrößerung der Sendeapertur führt gemäß Formel 3.10 zu einer Verkleinerung des Schallöffnungswinkels der Apertur, was auch den Schwenkwinkel des Schallstrahls einschränkt. Neben dieser Einschränkung der Hauptschallkeule des angesteuerten Antennenelementes kann es je nach Interferenzen auch zur Ausbildung von Nebenkeulen im Schallfeld des Elementes kommen. Das heißt es werden auch Schallwellen in unbeabsichtigte Richtungen abgestrahlt, die wiederum mit anderen Schallwellen der Antenne interferieren und somit die Schallfeldgeometrie der Antenne beeinträchtigen [50]. Die beschriebenen Crosstalk-Effekte wirken sich negativ auf die Bildqualität des Ultraschallsystems aus. Bei phasengesteuerten

Ultraschallarrays in der medizinischen Bildung zeigen sich die Effekte beispielsweise durch eine inhomogene Helligkeitsverteilung im rekonstruierten Bild. Während die Bildmitte gut ausgeleuchtet ist, fallen die Signalamplituden zu den Rändern des Bildbereiches hin ab. Dies ist eine Folge der beschriebenen Einschränkung des Schallschwenkwinkels [11]. Es ist daher entscheidend, dass die Antennenelemente in ausreichendem Maße voneinander mechanisch entkoppelt sind. Hierzu trägt eine ausreichende Breite und Tiefe des Spaltes zwischen den Elementen bei. Die Erfahrungen der Arbeitsgruppe haben gezeigt, dass eine Spalttiefe im Bereich der Dicke eines Wandlerelementes zielführend ist. Insbesondere sollte aber auch das Vergussmaterial, mit welchem die Spalte aufgefüllt werden, geeignet gewählt werden. Hier ist ein Material von Vorteil, welches eine hohe Schalldämpfung bei der jeweiligen Arbeitsfrequenz besitzt. Es muss zusätzlich darauf geachtet werden, dass auf dem Füllmaterial eine ausreichende Haftung des Elektrodenmaterials möglich ist, sodass Elementausfälle durch Ablösungen vermieden werden. Aus diesem Grund sollten keine zu weichen Füllmaterialien verwendet werden, da diese sich unter mechanischer Last zu stark verformen könnten. Die Spalten zwischen den Elementen sollten jedoch nicht zu breit ausgeführt werden, da dies zu einer Verringerung der Elementgröße führt. Obgleich dies zu einem größeren Schallöffnungswinkel der Elemente und somit auch der gesamten Antenne führt, wird damit die Menge an aktivem Material und somit die Sende- und Empfangsempfindlichkeit der Antenne reduziert [26]. Es ist also auch bei der Wahl der Spaltbreite zwischen den Antennenelementen ein Kompromiss zu schließen zwischen einer ausreichenden mechanischen Entkopplung und einer ausreichenden Empfindlichkeit. Neben dem beschriebenen akustischen Übersprechen muss auch ein elektrisches Übersprechen benachbarter Antennenelemente unterdrückt werden, da sich dies ebenfalls negativ auf die Abbildungseigenschaften des Systems auswirkt. Um ein elektrisches Übersprechen zu minimieren, müssen jedoch andere Maßnahmen, wie etwa eine geeignete Schirmung der einzelnen Signalleitungen zu den Antennenelementen, ergriffen werden.

Bei piezoelektrischem Material kommt es geometrieabhängig zur zeitgleichen Ausbreitung von verschiedenen Schwingungen im Körper, welche mehr oder weniger stark miteinander interferieren. Zu jeder geometrischen Raumrichtung des Piezokörpers gehört hierbei eine Schwingungsmoden, deren Schwingungsfrequenz abhängig von der Länge der zugehörigen Dimension des Körpers ist. Je länger die Dimension des Körpers ist, desto niederfrequenter ist die zugehörige Schwingungsmoden [26]. Die Überlagerung von internen Moden im aktiven Material eines Ultraschallwandlers zeigt sich im elektrischen Impedanzverlauf des Schwingers sowie im Spektrum des abgegebenen Schallsignals und führt meist dazu, dass ein Wandler hinsichtlich seiner Empfindlichkeit und Bandbreite limitiert ist [51]. Die folgende Abbildung zeigt schematisch die Überlagerung zweier Schwingungsmoden bei einer piezoelektrischen Scheibe.

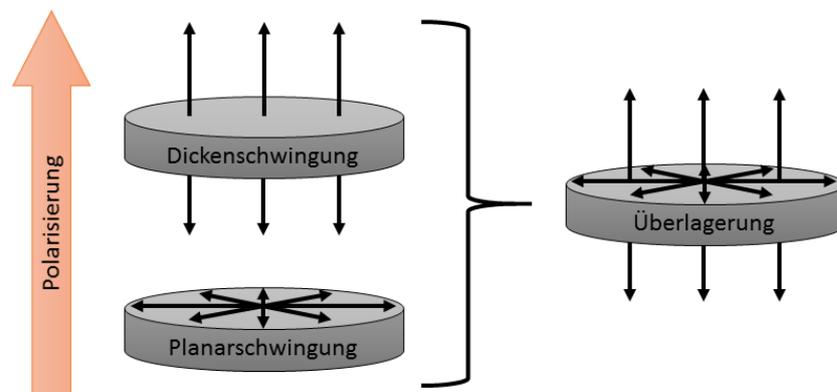


Abb. 3.26. Schematische Darstellung der Überlagerung von Schwingungsmoden.

Eine frequenzmäßige Trennung der einzelnen Schwingungsmoden in einem Ultraschallwandler ist vorteilhaft, um die gewünschte Schwingungsmode interferenzfrei zu halten. Dies wird durch eine geeignete geometrische Formgebung des aktiven Materials erreicht. Es ergeben sich Aspektverhältnisse, welche für gewisse Schwingungsformen von piezoelektrischen Körpern eingehalten werden sollten [52]. Um beispielsweise eine überlagerungsfreie Längsschwingung eines piezoelektrischen Zylinders sicherzustellen, sollte dessen Länge mindestens zweieinhalbmal so groß sein, wie sein Durchmesser. Besitzt ein Antennenelement aufgrund der äußeren Randbedingungen wie Mittenfrequenz, Pitch und Spaltbreite ein ungünstiges Aspekt-Verhältnis und daher starke Modeninterferenzen, so kann es in geeigneter Weise geometrisch umstrukturiert werden. Hierbei werden die Dimensionen des Körpers, welche nicht für die gewünschte Schwingung verantwortlich sind beispielsweise soweit verringert, bis die entsprechenden zugehörigen Schwingungsmoden aus dem Arbeitsfrequenzbereich des Ultraschallwandlers verschwinden. Eine Möglichkeit zur geometrischen Umstrukturierung von Antennenelementen eines Ultraschallarrays ist das sogenannte Subdicing. Hierbei werden Schwingungsmoden, welche sich parallel zur Apertur im Element ausbreiten durch ein Einschneiden der Elemente zu höheren Frequenzen hin verschoben. Hierdurch kann das Schwingungsverhalten von Ultraschallwandlern mit ungünstigen geometrischen Abmessungen verbessert werden [53][51]. Die folgende Abbildung 3.27 zeigt schematisch die Wirkungsweise eines Subdicings.

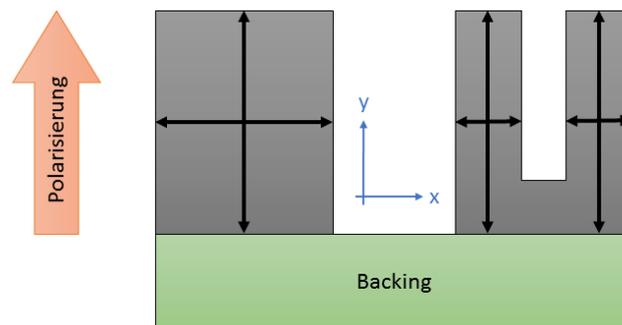


Abb. 3.27. Funktionsweise eines Subdicings.

Im ursprünglichen Wandlerelement links breitet sich aufgrund seiner geometrischen Abmessungen neben der gewünschten Longitudinalwelle in y-Richtung auch eine Transversalwelle in x-Richtung aus, deren Frequenz im Größenbereich der Longitudinalschwingung liegt. Durch das vertikale Einschneiden des piezoelektrischen Körpers (Abbildung 3.27 rechts) wird dessen laterale Dimension in zwei kleinere Bereiche aufgespalten. In diesen Bereichen breiten sich nun die lateralen Schwingungen mit deutlich höherer Frequenz aus als im linken Szenario. Die longitudinale Schwingungsmode bleibt in ihrer Frequenz durch das Subdicing aufgrund der Konstanz der zugehörigen Dimension unverändert. Somit wird die laterale Schwingung im Piezokörper frequenzmäßig von der longitudinalen Schwingung getrennt und es entstehen daher keine Interferenzen der Schwingungsmoden im Arbeitsfrequenzbereich des Wandlers. Hinsichtlich des Schwingungsverhaltens der Antenne muss also auf eine geeignete Geometrie der Antennenelemente geachtet werden. Die nachfolgende Abbildung 3.28 zeigt eine Möglichkeit, die im Vorfeld behandelten Parameter bei der Auslegung einer Ultraschallantenne miteinander zu verknüpfen und Einflussverläufe deutlich zu machen. Die Einstellgrößen stellen hierbei die Parameter dar, welche in Grenzen frei ausgewählt werden können. Zusammen mit den Umgebungsgrößen ergeben sich daraus Zwischengrößen, welche wiederum die Zielgrößen definieren, die man in geeigneter Weise auszulegen versucht.

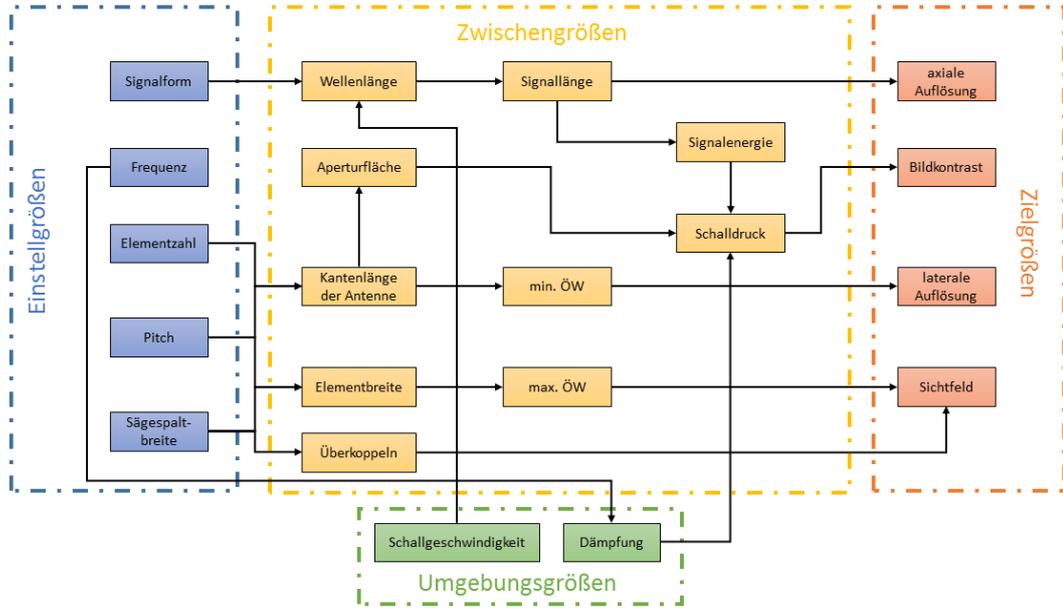


Abb. 3.28. Zusammenhang der verschiedenen Parameter bei der Auslegung einer Ultraschallantenne.

Aufgrund der in diesem Abschnitt beschriebenen Zusammenhänge wurde ein Konzept für die Sonar-Kamera entwickelt, welches im nachfolgenden Abschnitt 4 dargestellt wird.

Konzept

Basierend auf den physikalischen Zusammenhängen, welche in den vorherigen Abschnitten dargelegt wurden, wird nun das Konzept des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten und aufgebauten Kamerasystems beschrieben. Das Kamerasystem soll aus einer Entfernung von bis zu 15 m in schneller Folge hochaufgelöste Bilddaten liefern, die eine Detektion und ggf. auch Inspektion von Strukturen im Größenbereich einiger Zentimeter ermöglichen. Die Bildwiederholrate soll hierbei so groß sein, dass auch Bewegungen dieser Strukturen in ausreichender Weise abgebildet und verfolgt werden können. Um eine volumetrische Bildgebung in Echtzeit zu ermöglichen, wurde eine quadratische Matrixantenne mit 32×32 einzelnen Antennenelementen gewählt. Die Elementzahl von 1024 korrespondiert mit der Kanalzahl des Beamformer-Systems, welches hausintern entwickelt und aufgebaut wurde. Dieses sogenannte DiPhAS (**D**igital **P**hased **A**rray **S**ystem) verfügt über 128 parallel adressierbare elektronische Kanäle sowie einen 1:8 Multiplexer für jeden einzelnen Kanal. Somit lassen sich mit dem System $128 \times 8 = 1024$ Antennenelemente ansteuern und auslesen. Mehr zum Aufbau und den Spezifikationen des DiPhAS findet sich in Abschnitt 8. Die Matrixantenne soll sowohl das Aussenden, als auch das Empfangen der Ultraschallsignale realisieren. Im Sinne einer echtzeitfähigen Bildgebung muss das zu erfassende Volumen mit möglichst wenigen Sende- und Empfangereignissen abgebildet werden können. Daher kommt ein Rastern des Volumens mit einem fokussierten Schallstrahl, wie es etwa in der medizinischen Ultraschallbildgebung angewendet wird, nicht infrage. Auch eine unfokussierte (das heißt zeitgleiche) Anregung der Antennenelemente führt in einem Abstand von mehr als einem Meter zu einem Schallöffnungswinkel von weniger als einem Grad (vergleiche Abschnitt 6.1.1). Dies bedeutet, dass auch in diesem Fall die abgestrahlte Schallenergie auf einen geringen Bereich limitiert ist. Aus den Bereichen um den Schallstrahl herum können nur Echosignale mit einer sehr geringen Amplitude aufgezeichnet werden, der Signal-Rausch-Abstand ist dort sehr gering und die Bildqualität entsprechend schlecht. Es verbleibt somit lediglich ein defokussiertes Anregen der Antennenelemente, um einen ausreichend großen Schallöffnungswinkel der Antenne, also die homogene Beschallung eines ausreichend großen Volumens zu erreichen. Die Verwendung einer zweidimensional strukturierten Sendeantenne bietet hierbei den oben beschriebenen Vorteil, dass die Größe des Sendeschallfeldes dynamisch eingestellt werden kann. Somit lassen sich Bildbereich, Kontrast und Reichweite je nach Szenario anpassen. Im Betrieb kann also aus den Bildern ersehen werden, ob beispielsweise ein bestimmter Bereich mit höherem Kontrast dargestellt werden soll. In diesem Fall wird dann der Schallstrahl durch eine geänderte Wahl der Sendedelays verjüngt und auf diesen Bildbereich gerichtet. Hierdurch wird der Schalldruck in dieser Region of Interest (abgekürzt ROI) erhöht und damit auch die Amplitude der von dort stammenden Echosignale. Auf diese Weise ist auch eine Erweiterung der Reichweite auf Kosten einer Einschränkung des Sichtfeldes möglich. Die akustische Mittenfrequenz der Ultraschallantenne wurde zu 1 MHz gewählt. Dies stellt einen Kompromiss zwischen axialer Auflösungsfähigkeit und Ausbreitungsdämpfung in Seewasser dar (vergleiche Abschnitt 3.2).

Aufgrund der hohen Sensitivität, der vergleichsweise einfachen Verarbeitung und der großen hausinternen Expertise bei der Auslegung und Fertigung wurde ein piezoelektrisches Wandlerkonzept auf Basis von PZT-Keramik für die Ultraschallantenne gewählt. Im Frequenzbereich um 1 MHz besitzen die Wandlerelemente geometrische Abmessungen, die mit Hilfe gebräuchlicher Werkzeugmaschinen problemlos bearbeitet werden können. Zudem sind die hausinternen Entwicklungs- und Fertigungsabläufe auf die Verarbeitung von Piezokeramiken optimiert. Zur Verbesserung der Übertragungseigenschaften der Ultraschallantenne wurde die Verwendung eines geeigneten Backing-Materials sowie zweier akustischer Anpassungsschichten vorgesehen. Aufgrund einer ausreichend hohen lateralen Auflösungsfähigkeit des Kamerasystems muss die Ultraschallantenne über eine gewisse Kantenlänge verfügen (vergleiche Abschnitt 3.1.3). Da die Elementanzahl pro Reihe auf 32 festgelegt ist, kann eine Variation der Kantenlänge nur durch eine Variation des Pitches erfolgen. Die Simulationsergebnisse aus Abschnitt 6 zeigen, dass ein Pitch im Bereich der zweifachen Wellenlänge zu einer adäquaten lateralen Auflösung der Kamera führt. Auch der erreichbare Schallöffnungswinkel von etwa 30° in elevationaler und azimuthaler Richtung ist ausreichend für die geplante Anwendung. Der Einfluss auf die Richtcharakteristik der Antenne bleibt bei einer Verwendung von kurzen Anregungssignalen zudem in einem akzeptablen Rahmen. Hierzu, wie auch für eine ausreichend hohe axiale Auflösung ist eine geeignete Übertragungsbandbreite der Ultraschallantenne notwendig. Zu diesem Zweck wurde die Verwendung zweier akustischer Anpassungsschichten in Verbindung mit einem geeigneten Backing-Material vorgesehen (vergleiche Abschnitt 3.1.5.2). Die Spaltbreite zwischen den Antennenelementen wurde zu ca. $360 \mu\text{m}$ gewählt. Dies entspricht einem Kompromiss aus Empfindlichkeit der Antenne, Crosstalk-Dämpfung und technologischer Machbarkeit. Durch die Festlegung von Elementanzahl je Reihe, akustischer Mittenfrequenz, Pitch und Spaltbreite zwischen benachbarten Elementen ergeben sich die folgenden geometrischen Abmessungen der einzelnen Antennenelemente.

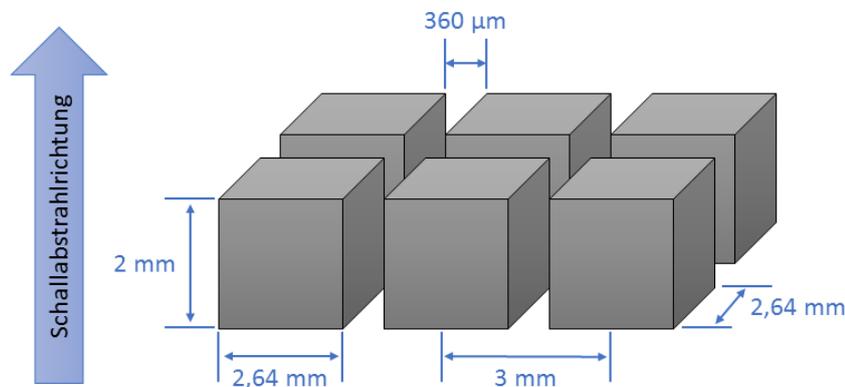


Abb. 4.1. Elementgeometrie bei der gewählten Antennenkonfiguration.

Aus der akustischen Mittenfrequenz von 1 MHz berechnet sich mit der Schallgeschwindigkeit des Wassers von etwa $1500 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ die Wellenlänge einer akustischen Schwingung im Wasser zu

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{1500 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{10^6 \text{ Hz}} = 1,5 \text{ mm} \quad (4.1)$$

Bei einem der doppelten Wellenlänge entsprechenden Pitch ergibt sich für den Mittelpunktabstand benachbarter Antennenelemente

$$\text{Pitch} = 2 \cdot \lambda = 2 \cdot 1,5 \text{ mm} = 3 \text{ mm} \quad (4.2)$$

Mit einer Spaltbreite von $360\ \mu\text{m}$ zwischen benachbarten Elementen folgt für die Breite eines Antennenelementes

$$\text{Elementbreite} = \text{Pitch} - \text{Spaltbreite} = 3\ \text{mm} - 0,36\ \text{mm} = 2,64\ \text{mm} \quad (4.3)$$

Da die Antenne in elevationaler wie azimuthaler Richtung dieselben Eigenschaften besitzen soll, gelten alle geometrischen Abmessungen gleichermaßen in beiden Richtungen. Die Höhe der Antennenelemente ist von der Schallgeschwindigkeit des verwendeten aktiven Materials abhängig. Bei Verwendung einer PZT-Keramik beträgt die Schallgeschwindigkeit einer Schwingung im Dickenmode etwa $c_d = 4000\ \frac{\text{m}}{\text{s}}$. Arbeitet eine Piezokeramik im Dickenmode, so entspricht die Wellenlänge der Grundfrequenz der erzeugten Schwingung in der Keramik der doppelten Dicke des Materials. Damit ergibt sich für die Höhe der Antennenelemente bei einer Frequenz von 1 MHz

$$d = \frac{\lambda}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{c_d}{f} = \frac{1}{2} \cdot \frac{4000\ \frac{\text{m}}{\text{s}}}{10^6\ \text{Hz}} = 2\ \text{mm} \quad (4.4)$$

Somit entsteht für die Antennenelemente ein Aspekt-Verhältnis zwischen Elementbreite und Höhe von

$$\frac{2,64\ \text{mm}}{2\ \text{mm}} = 1,32 \quad (4.5)$$

Dies ist im Hinblick auf eine Trennung der Schwingungsmoden im Material sehr ungünstig. Gemäß der Überlegungen in Abschnitt 3.3 sollte das Aspekt-Verhältnis für einen Schwinger im Dickenmode mindestens 10:1 betragen, das heißt der Körper sollte mindestens zehnmal so breit wie hoch sein. Zum Erreichen eines günstigeren Aspekt-Verhältnisses können die Antennenelemente mit einem Subdicing versehen werden. Hierbei wird versucht, die Schwingung im Element in den Stabmode zu überführen. Für eine adäquate Schwingung im Stabmode ist ein Aspekt-Verhältnis notwendig, bei dem der Körper mindestens zweieinhalbmal so hoch wie breit ist. Bei einer Höhe von 2 mm dürfte ein verbleibendes Viertel eines Antennenelements somit lediglich eine Breite von nicht mehr als $800\ \mu\text{m}$ aufweisen. Somit würde sich die aktive Wandlerfläche erheblich verringern, was zu einer verschlechterten Sensitivität der Antenne führen würde.

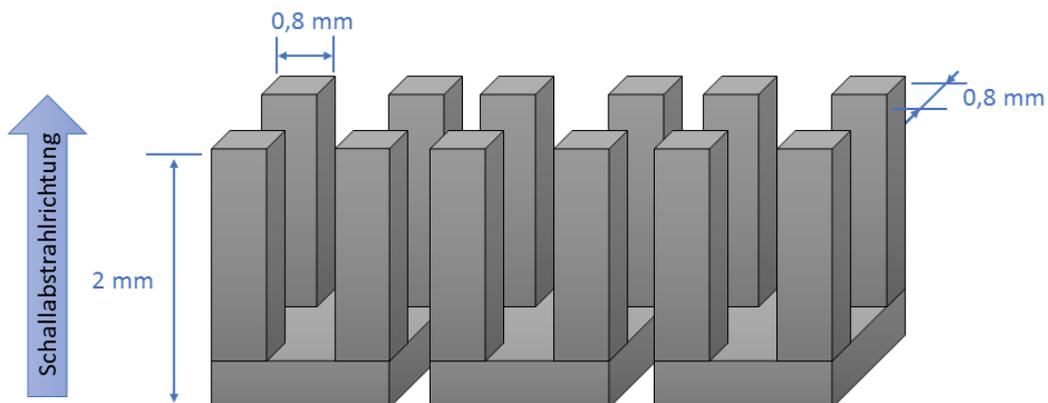


Abb. 4.2. Notwendiges Subdicing zur Überführung der Antennenelemente in den Stabmode.

Viel geeigneter ist daher die Verwendung eines 1-3 Piezocomposites als aktives Material. Dieses Material schwingt nahezu unabhängig von der äußeren Geometrie der Antennenelemente im

Stabmode und bedarf daher in der Regel keines Subdicings zur Herstellung eines geeigneten Aspekt-Verhältnisses. Zudem sind seine elektroakustischen Eigenschaften wie zum Beispiel Empfindlichkeit und Übertragungsbandbreite besser für die geplante Anwendung geeignet, als piezokeramisches Vollmaterial. Der geplante Betriebsmodus des Kamerasystems sieht vor, dass die Antenne ein defokussiertes Schallfeld mit möglichst großem Öffnungswinkel in den Raum abstrahlt. Danach werden die Echosignale aus dem beschallten Volumen aufgezeichnet und daraus mit Hilfe eines geeigneten Empfangsbeamformings ein Bild rekonstruiert. Aufgrund der begrenzten Kanalzahl des Beamformers können bei jedem Empfangsereignis nur 128 verschiedene Antennenelemente ausgelesen werden. Daher sind insgesamt acht Sende- und Empfangsereignisse notwendig, um von jedem Antennenelement ein Empfangssignal für die Rekonstruktion nutzen zu können. Allerdings kann bereits aus den Empfangssignalen von 128 Antennenelementen ein Bild rekonstruiert werden, welches eine grobe Orientierung erlaubt. Wird eine höhere Auflösung und Bildqualität des rekonstruierten Volumens gewünscht, so müssen weitere Sende- und Empfangsereignisse im gewählten Sichtbereich erfolgen und die jeweils neu dazugekommenen Empfangssignale in die Rekonstruktion einfließen. Bei Bedarf kann, wie erwähnt, auch ein gezieltes Einschränken des Sichtbereiches auf einen gewissen Bereich erfolgen, um dort den Bildkontrast zu erhöhen. Allgemein sollte die Antenne jedoch im Sendefall einen möglichst großen Schallöffnungswinkel bereitstellen, um einen möglichst großen Sichtbereich zu ermöglichen. Die Tabelle 4.1 stellt die Parameter der gewählten Antennenkonfiguration im Überblick dar.

Akustische Mittenfrequenz	1 MHz
Elementanzahl	32 x 32
Pitch	3 mm
Kantenlänge der Apertur	95,64 mm
Fläche der Apertur	91,47 cm^2
Elementbreite	2,64 mm

Tabelle 4.1. Parameter der gewählten Antennenkonfiguration.

Bei der Auslegung des Kamerasystems wurden vielfältige elektroakustische Simulationen durchgeführt, um die Parameterkombination zu ermitteln, welche sich für die beschriebene Anwendung am besten eignet. Im folgenden Abschnitt 5 werden die Konzepte und physikalischen Grundlagen der Algorithmen vorgestellt, welche zur Simulation der akustischen Eigenschaften der Ultraschallantenne verwendet wurden. Ebenso werden verschiedene Signalverarbeitungstechniken zur Unterdrückung von Rekonstruktionsartefakten bzw. zur Steigerung der Bildqualität beschrieben.

Algorithmen und Simulationen

Algorithmen und Signalverarbeitung

Dieses Kapitel befasst sich mit den Algorithmen und Signalverarbeitungsverfahren, welche im Rahmen der Entwicklung des Kamerasystems zur Anwendung gekommen sind. Diese umfassen die Punktquellensynthese als wellentheoretisches Mittel zur Berechnung von Schalldruckverteilungen, verschiedene Rekonstruktionstechniken zur Bildgenerierung sowie signalbasierte Methoden zur Verbesserung der Bildqualität. Die einzelnen Methoden und Verfahren werden zunächst theoretisch beschrieben und erklärt. Im Anschluss daran werden verschiedene Simulationsergebnisse gezeigt und diskutiert, welche sich mit Hilfe der zuvor vorgestellten Methoden generieren lassen. Diese Simulationsergebnisse bilden die Grundlage sowohl für die Wahl der Designparameter der Ultraschallantenne als auch für die Wahl der verwendeten Rekonstruktionsmethoden und Bildfilter.

5.1 Punktquellensynthese

Die Methode der Punktquellensynthese bietet ein Hilfsmittel zur Berechnung von Schalldruckverteilungen in Abhängigkeit von Antennengeometrien und Anregungsmustern. Man geht hierbei davon aus, dass die Apertur der Ultraschallantenne aus vielen infinitesimalen Punktstrahlern besteht, welche bei elektrischer Anregung ein entsprechendes Schallsignal als Kugelwelle in den Raum abstrahlen. Zur Vereinfachung wird zusätzlich angenommen, dass sich die Schallwellen nur in der Abstrahlrichtung ins Ausbreitungsmedium fortsetzen. Der erzeugte Schalldruck an einem bestimmten Punkt im Schallfeld der Antenne ergibt sich dann aus der phasenabhängigen Überlagerung aller Schallwellen der einzelnen Punktquellen [22]. Somit kommt es je nach Phasenverhältnis zu konstruktiven bzw. destruktiven Interferenzen der einzelnen Kugelwellen und am jeweiligen Punkt im Schallfeld herrscht ein höherer bzw. ein niedrigerer Schalldruck vor. Segmentierte Antennen werden ebenso in einzelne infinitesimale Punktquellen aufgeteilt. Hierbei können jedoch den einzelnen Punktgruppen, welche zu einem Antennenelement gehören, beispielsweise auch unterschiedliche Sendezeitpunkte zugewiesen werden. Diese Verzögerungen gehen dann in die phasenrichtige Aufsummierung ein und erlauben somit die Simulation eines Sendebeamformings. Abbildung 5.1 stellt die Wirkweise der Punktquellensynthese bei Verwendung einer segmentierten Antenne schematisch dar. Um eine möglichst realitätsnahe Repräsentation der wirklichen Verhältnisse abzubilden, muss der Abstand der einzelnen Punktstrahler zueinander ausreichend klein gewählt werden. Für die Schallfeldsimulationen der Antenne wurde daher eine Elementabtafung von einer Achtel Wellenlänge gewählt (siehe Abschnitt 6.1.1).

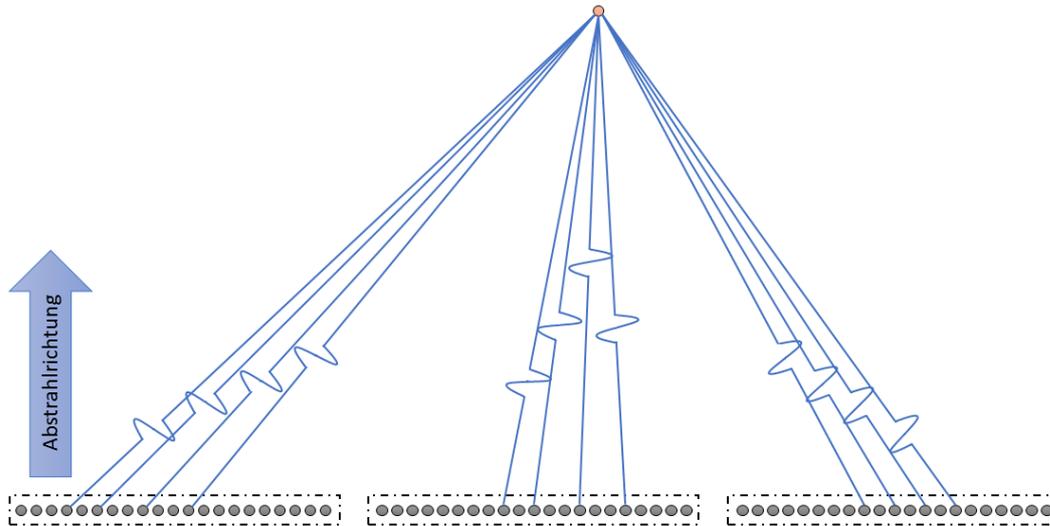


Abb. 5.1. Prinzipskizze zur Funktionsweise der Punktquellensynthese.

Die Darstellung der berechneten Schalldruckverteilung geschieht zumeist auf den Maximaldruck normiert in logarithmischer Form. Mit Hilfe dieses Berechnungsverfahrens ist es beispielsweise möglich, Schallfeldparameter wie Schallöffnungswinkel, Neben- und Gitterkeulen oder Schallfeldhomogenität einer Ultraschallantenne unter dem Einfluss verschiedener Anregungssignale oder Wandlergeometrien zu simulieren. Hierdurch lassen sich die Einflüsse verschiedener Designparameter auf die Schallfeldqualität untersuchen und somit das Betriebsverhalten des Systems auf eine bestimmte Anwendung hin optimieren. Die im Rahmen dieser Arbeit simulierten Schallfelder finden sich in Abschnitt 6.1.1.

5.2 Rekonstruktionsalgorithmen

Um aus den von der Ultraschallantenne empfangenen Echosignalen ein Bild zu rekonstruieren, können verschiedene Methoden angewendet werden, die im Folgenden beschrieben werden. Die Algorithmen schließen aufgrund der Phaseigenschaften der Echosignale auf die Position der reflektierenden Strukturen im abzubildenden Volumen. Den intuitivsten bzw. anschaulichsten Ansatz zur Rekonstruktion eines Volumenbildes aus den empfangenen Echosignalen bildet der Delay-and-Sum-Algorithmus [11][54]. Das Vorgehen bei dieser Art der Rekonstruktion soll im Folgenden erläutert werden. Zunächst wird das zu rekonstruierende Volumen (welches auch beim Senden beschallt wurde) in einzelne Voxel, das heißt Gitter- oder Bildpunkte, unterteilt. Für jeden einzelnen dieser Voxel wird nun die Entfernung zu jedem einzelnen Antennenelement berechnet. Unter Verwendung der Schallgeschwindigkeit des Mediums lassen sich nun diese Entfernungen in Laufzeiten umrechnen. Unter der Annahme, dass sich die Schallwellen im homogenen Medium in Form von Kugelwellen ausbreiten, sind damit die Zeitpunkte bekannt, an denen eine Schallwelle, welche von einem möglichen Reflektor am Ort des Voxels ausgeht, bei den einzelnen Antennenelementen eintrifft bzw. eintreffen würde. Nun werden die aufgezeichneten Kanaldaten aller Elemente für einen bestimmten Voxel im Volumen betrachtet. Zu den jeweiligen Zeitpunkten werden die Amplitudenwerte der Elementsignale aufgenommen und vorzeichenrichtig addiert. Dieses Summensignal gibt dann die relative „Stärke“ des Reflektors am betrachteten Bildpunkt an.

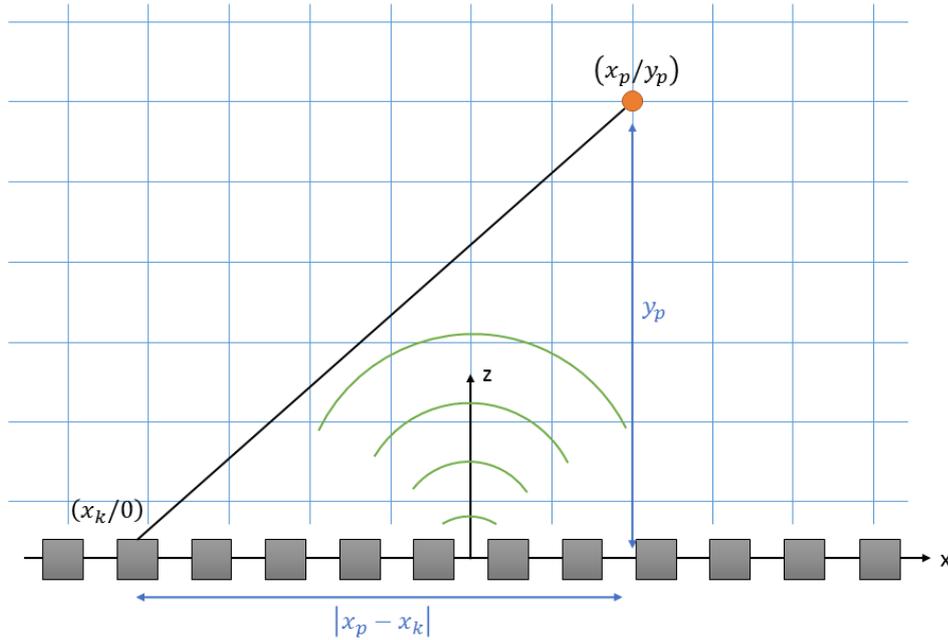


Abb. 5.2. Rekonstruktion eines Bildpunktes.

Die obere Abbildung zeigt die Zusammenhänge bei der Bildrekonstruktion am Beispiel eines Linear Arrays. Der Koordinatenursprung liegt hierbei in der Mitte des Arrays. Die Wegstrecke eines Bildpunktes p am Ort (x_p/y_p) zum Antennenelement k am Ort $(x_k/0)$ ergibt sich zu

$$s_{p,k} = \sqrt{(x_p - x_k)^2 + y_p^2} \quad (5.1)$$

Mit der Schallgeschwindigkeit des Mediums c berechnet sich die Laufzeit des Echsignals zu

$$t_{p,k} = \frac{s_{p,k}}{c} = \frac{1}{c} \cdot \sqrt{(x_p - x_k)^2 + y_p^2} \quad (5.2)$$

Diese Laufzeit gilt für ein Echsignal, das ausgehend vom Bildpunkt p am Antennenelement k eintrifft. Für ein System, welches im Sende-Empfangsmodus arbeitet, muss zudem auch die Laufzeit beachtet werden, die das ausgesendete Schallsignal von der Antenne zum betrachteten Bildpunkt benötigt. Im Falle einer defokussierten Anregung der Antenne kann in guter Näherung davon ausgegangen werden, dass sich die Sendeschallwellen vom Zentrum der Antenne aus kugelförmig in das Medium ausbreiten. Für die Schalllaufzeit von der Antenne bis zum betrachteten Bildpunkt p folgt damit

$$t_p = \frac{1}{c} \cdot \sqrt{x_p^2 + y_p^2} \quad (5.3)$$

Somit ergibt sich die gesamte Signallaufzeit vom Aussenden des Schallsignals bis zum Eintreffen des Echsignals vom Bildpunkt p am Antennenelement k zu

$$t_{p,k,gesamt} = t_p + t_{p,k} = \frac{1}{c} \cdot \left(\sqrt{x_p^2 + y_p^2} + \sqrt{(x_p - x_k)^2 + y_p^2} \right) \quad (5.4)$$

Für jeden Bildpunkt werden nun die Signallaufzeiten zu allen Elementen der Antenne berechnet und die entsprechenden Amplitudenwerte an den jeweiligen Stellen in den Empfangssignalen

aufsummiert. Für den oben dargestellten zweidimensionalen Fall berechnet sich der Amplitudenwert eines Bildpunktes p gemäß

$$P(x, z) = \sum_{k=1}^N sig(k, t_{p,k,gesamt}) \quad (5.5)$$

Im Fall einer dreidimensionalen Bildrekonstruktion erweitern sich die obigen Formeln in analoger Weise um eine weitere Dimension. Liegt am betrachteten Bildpunkt kein Reflektor vor, so existiert auch keine Schallwelle, welche von diesem Voxel ausgehend zu den bekannten Zeitpunkten an den einzelnen Antennenelementen auftritt. Dann sollten zu den entsprechenden Zeitpunkten lediglich Rauschwerte in den Elementsignalen vorliegen, welche sich durch die Summation mehr oder minder stark auslöschten, also zumindest betragsmäßig niedrige Summensignale ergeben. Eine Einschränkung dieser Aussage ergibt sich für Bildpunkte, welche in der Nähe von existierenden Reflektoren liegen (vergleiche Abschnitt 5.3). Liegt jedoch am betrachteten Bildpunkt tatsächlich ein Reflektor vor, so existiert auch eine rücklaufende Schallwelle zu den Antennenelementen hin. Werden dann die zugehörigen Amplitudenwerte der Elementsamples phasenrichtig (das heißt vorzeichenrichtig) aufaddiert, so sollte sich für diesen Voxel auch ein betragsmäßig großes Summensignal ergeben. Diese Prozedur wird nun nacheinander für alle Voxel des zu rekonstruierenden Volumens durchgeführt, sodass am Ende zu jedem Bildpunkt ein bestimmter vorzeichenbehafteter Summenwert vorliegt. Für die Darstellung kann nun beispielsweise für alle Bildpunktwerte der Betrag gebildet werden und eine Normierung auf den höchsten Wert erfolgen. Auch eine logarithmische Darstellung des generierten Datensatzes ist gebräuchlich, um beispielsweise weniger stark reflektierende Strukturen im Bild aufzuwerten. Die reflektierenden Strukturen werden somit im Bild durch die Amplitude ihrer Echosignale repräsentiert.

Der Vollständigkeit halber sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass neben dem beschriebenen Delay-and-Sum-Algorithmus noch weitere Bildrekonstruktionsverfahren existieren. Die Rekonstruktion im Frequenzbereich beispielsweise wird aufgrund der kürzeren Rekonstruktionszeiten vornehmlich in der SAS-Bildgebung verwendet [55][56].

5.3 Rekonstruktionsfilter

Bei der Bildrekonstruktion treten aus unterschiedlichen Gründen Artefakte auf, welche die Abbildungsqualität des Systems beeinträchtigen. Der folgende Abschnitt beschreibt das Zustandekommen dieser Artefakte sowie entsprechende Möglichkeiten der Unterdrückung.

Bei der oben beschriebenen Art der punktweisen Bildrekonstruktion entstehen Bildartefakte, welche insbesondere die laterale Auflösung verschlechtern. Um das Zustandekommen dieser Artefakte zu verstehen, muss zunächst der Begriff der rekonstruierten Wellenfront vorgestellt werden. Trägt man Zeitpunkte, bei denen die Echosignale eines Punktrefektors an den einzelnen Antennenelementen eintreffen, nebeneinander auf, so ergibt sich im zweidimensionalen Fall eine gekrümmte Kurve, deren Maximum am Punkt des Reflektors liegt und die zu beiden Rändern hin abfällt. Abbildung 5.3 veranschaulicht dies graphisch. Die zu einem Bildpunktwert aufaddierten Signalwerte der einzelnen Antennenelemente liegen also entlang dieser gekrümmten Kurve.

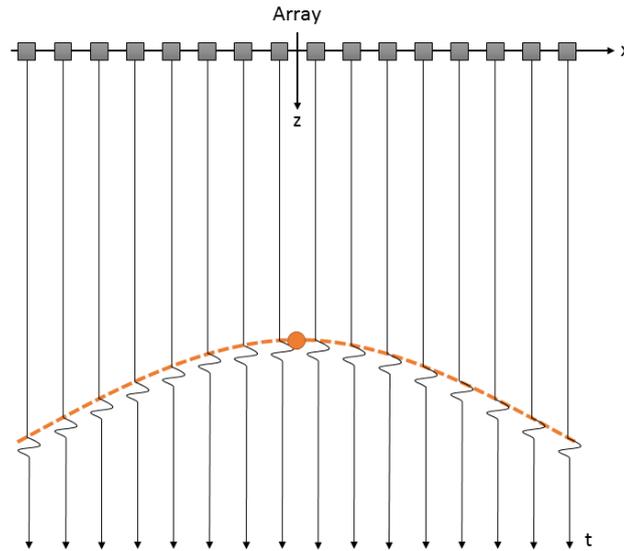


Abb. 5.3. Zustandekommen einer Summationskurve.

Befindet sich ein Punktrefektor im Bildbereich der Ultraschallantenne, so sind die Signalwerte auf der Summationskurve entsprechend hoch im Vergleich zu den umliegenden Rauschwerten. Wird nun ein Bildpunkt rekonstruiert, der in der Umgebung eines real existenten Reflektors liegt, so gibt es einen Bereich, in dem sich die beiden Summationskurven überschneiden. Abbildung 5.4 veranschaulicht dies.

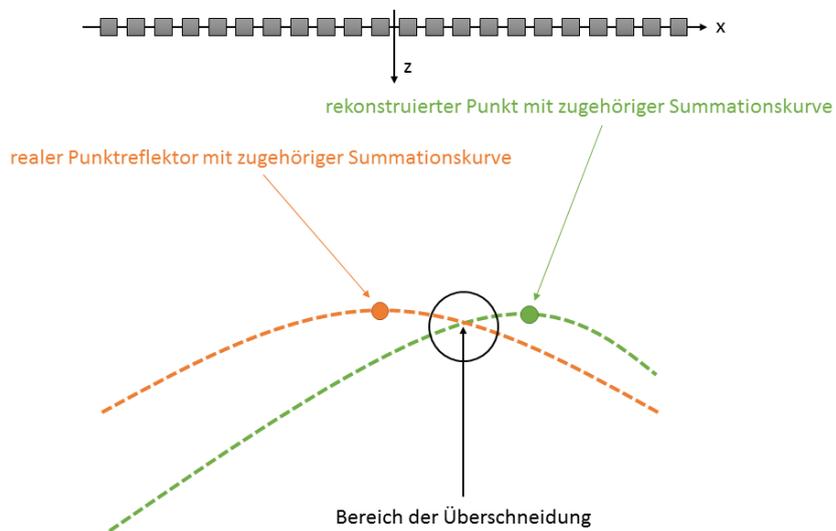


Abb. 5.4. Überschneidung von Summationskurven.

Diese Überschneidungen führen dazu, dass dem rekonstruierten Bildpunkt einzelne betragsmäßig große Signalwerte zugeordnet werden, die eigentlich nicht zu diesem gehören, jedoch dessen Summensignal signifikant erhöhen. Selbst wenn also am Ort des rekonstruierten Bildpunktes kein real existenter Reflektor liegt, ist das Summensignal dieses Punktes trotzdem erhöht. Hierdurch entstehen Artefakte um die reflektierende Struktur herum, welche somit die Strukturen im Bild verbreitern und dadurch die Auflösung verschlechtern. Im Falle eines Punktrefektors äußern sich

diese Rekonstruktionsartefakte in Form von horizontalen sichelförmig gekrümmten Schweifen (siehe Abbildung 5.5).

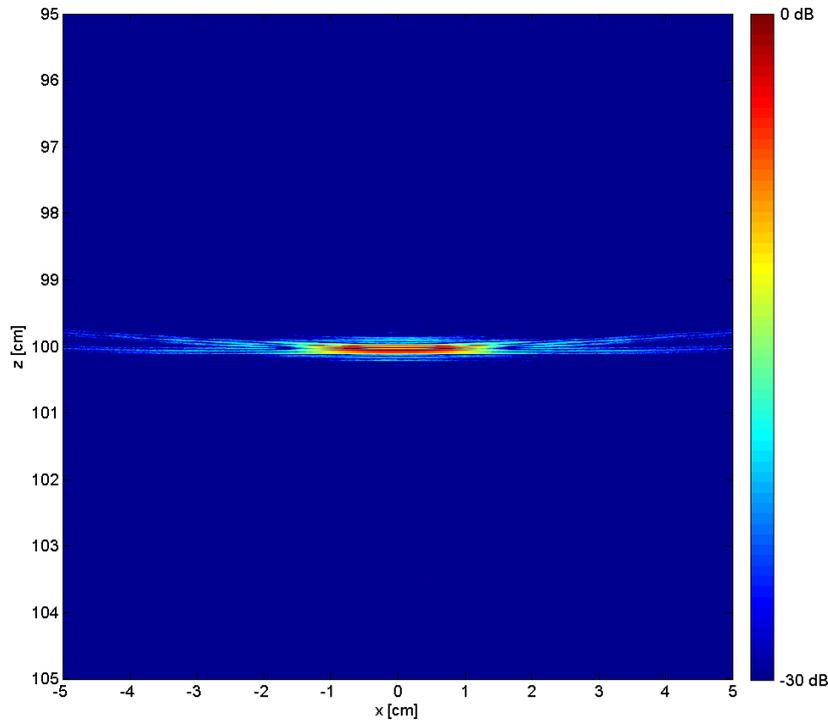


Abb. 5.5. Artefakte bei der Rekonstruktion eines Punktreflektors.

Um solche Artefakte bei der Bildrekonstruktion zu unterdrücken, muss während der Rekonstruktion versucht werden zu überprüfen, ob die Summationskurve zu einem existenten Reflektor gehört, oder nicht. Wie die folgenden Filteralgorithmen zeigen, ist eine solche Überprüfung anhand der aufaddierten Signalwerte möglich. Diese Filter kontrollieren die Reihe der zu einem Bildpunkt gehörenden Signalwerte (rekonstruierte Wellenfront) und gewichten die Summe in Abhängigkeit verschiedener Kriterien. Somit erweitert sich die obige Rekonstruktionsvorschrift für einen Bildpunkt um einen Gewichtungsfaktor σ .

$$P(x, z) = \sum_{k=1}^N sig(k, t_{p,k,gesamt}) \cdot \sigma(x, z) \quad (5.6)$$

Eine Möglichkeit zur Unterdrückung der genannten Rekonstruktionsartefakte basiert auf der Symmetrie der aufaddierten Signalwerte bei einem existenten Punktreflektor. Wird über die Summationskurve eines existierenden Reflektors rekonstruiert, so besitzt diese eine Symmetrie zu ihrem Scheitelpunkt. Wird jedoch über die Summationskurve eines Bildpunktes rekonstruiert, bei welchem kein Reflektor liegt, so weist die zugehörige Summationskurve in der Regel keine ausgeprägte Symmetrie auf. Die Vorgehensweise dieses Filteralgorithmus wird im Folgenden am Beispiel eines Linear Arrays beschrieben. Wird ein Bildpunkt rekonstruiert, so wird zunächst ein Element des Arrays definiert, welches senkrecht am nächsten über dem Bildpunkt liegt. Das Array wird anschließend in zwei Subarrays aufgeteilt, ein Array aus den Elementen links vom Scheitelpunkt (Subarray a) und eins aus den Elementen rechts davon (Subarray b). Anschließend wird das größere Subarray auf die Elementzahl des kleineren verkürzt ($b \rightarrow b'$). Nun werden für

beide Subarrays die Mittelwerte aus den Signalwerten an den Elementen berechnet. Diese werden dann anschließend zur Qualifizierung der Symmetrie herangezogen.

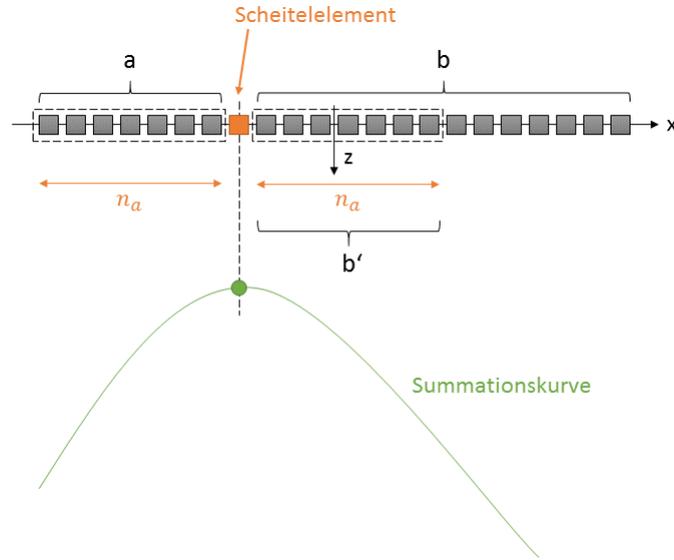


Abb. 5.6. Prinzipskizze zum Symmetrie-Filter.

Mit dem Mittelwert aus dem linken Subarray

$$A = \left| \sum_{i=1}^{n_a} \frac{a_i}{n_a} \right| \quad (5.7)$$

sowie dem Mittelwert aus dem rechten Subarray

$$B = \left| \sum_{i=1}^{n_a} \frac{b'_i}{n_a} \right| \quad (5.8)$$

ergibt sich die Gewichtung bei der Rekonstruktion zu

$$P(x, z) = \sum_{k=1}^N sig(k, t_{p,k,gesamt}) \cdot \left[1 - \frac{|A - B|}{|A + B|} \right] \quad (5.9)$$

Für gleiche Werte von A und B wird der Filterkoeffizient zu 1, für stark unterschiedliche Werte geht er gegen 0. Somit wird der Wert des rekonstruierten Bildpunktes umso stärker gewichtet, je größer die Symmetrie seiner Wellenfront zum Scheitelpunkt ist. Dieser Symmetrie-Filter liefert jedoch nur sinnvolle Ergebnisse für Bildpunkte, welche lotrecht unterhalb der Antenne liegen (gemäß Abbildung 5.6). Für Bildpunkte außerhalb dieses Bereiches kann der Filter nicht verwendet werden, was eine starke Einschränkung hinsichtlich seiner Verwendung darstellt.

Eine weitere Möglichkeit zur Bewertung einer Summationskurve beruht auf der Phasenlage der aufaddierten Signalwerte. Wird über die Summationskurve eines existierenden Reflektors rekonstruiert, so besitzt die zugehörigen Signalwerte eine relativ homogene Phasenlage (Vorzeichenverteilung). Wird jedoch über die Summationskurve eines Bildpunktes rekonstruiert, bei welchem kein Reflektor

liegt, so besitzen die zugehörigen Signalwerte in der Regel eine inhomogene Vorzeichenverteilung. Die Gewichtung bei der Rekonstruktion geschieht in diesem Fall gemäß

$$P(x, z) = \sum_{k=1}^N sig(k, t_{p,k,gesamt}) \cdot \frac{|\sum_{k=1}^N sig(k, t_{p,k,gesamt})|}{\sum_{k=1}^N |sig(k, t_{p,k,gesamt})|} \quad (5.10)$$

Sind alle Vorzeichen einer Wertreihe gleich, so sind Zähler und Nenner gleich und die Gewichtung ergibt den Faktor 1. Für alle anderen Fälle ist der Nenner stets größer als der Zähler. Je unterschiedlicher (inhomogener) die Vorzeichen der Signalwerte sind, desto kleiner wird der Zähler und somit der Quotient.

Neben der Phasenlage kann auch die Amplitudenverteilung der aufaddierten Signalwerte entlang einer Summationskurve zur Beurteilung herangezogen werden. Wird über die Summationskurve eines existierenden Reflektors rekonstruiert, so liegt eine relativ homogene Amplitudenverteilung der Signalwerte vor. Wird jedoch über die Summationskurve eines Bildpunktes rekonstruiert, bei welchem kein Reflektor liegt, so besitzen die zugehörigen Signalwerte in der Regel eine inhomogene Verteilung (wenige hohe Signalwerte, viele Rauschwerte). Mit dem Mittelwert aus der jeweiligen Signalwertverteilung

$$\bar{s}_p = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N sig(k, t_{p,k,gesamt}) \quad (5.11)$$

und der Standardabweichung der Verteilung

$$\sigma_p = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N (sig(k, t_{p,k,gesamt}) - \bar{s}_p)^2} \quad (5.12)$$

folgt die gewichtete Rekonstruktion zu

$$P(x, z) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N sig(k, t_{p,k,gesamt}) \cdot \frac{\bar{s}_p}{\sigma_p} \quad (5.13)$$

Liegt an einem Bildpunkt eine homogene Amplitudenverteilung der Signalwerte vor, so führt dies zu einer relativ geringen Standardabweichung und somit zu einem hohen Gewichtungsfaktor. Ist die Verteilung der Sample-Werte eher inhomogen, so führt dies zu einer eher hohen Standardabweichung und somit zu einer eher geringen Gewichtung. Der Mittelwert in der Gewichtung bewertet hierbei das Niveau der Amplituden der aufaddierten Sample-Werte. Die Sample-Folge eines Bildpunktes, an dem kein Reflektor liegt, beinhaltet im Wesentlichen Rauschen und somit einen geringen Mittelwert. Die Sample-Folge eines existierenden Reflektors besitzt hohe Signalwerte und somit einen hohen Mittelwert.

Aufgrund von systembedingten Signalstörungen (beispielsweise durch das Überkoppeln von Schaltimpulsen) kann es zu Fehlsignalen kommen, welche bei allen Kanälen zur gleichen Zeit auftreten (vergleiche Abbildung 5.7). Diese Störsignale werden abhängig vom jeweiligen Beamforming als horizontale bzw. konzentrische Streifen im rekonstruierten Bild sichtbar. Ein sogenannter Median-Filter kann zur Unterdrückung dieser Bildartefakte verwendet werden.

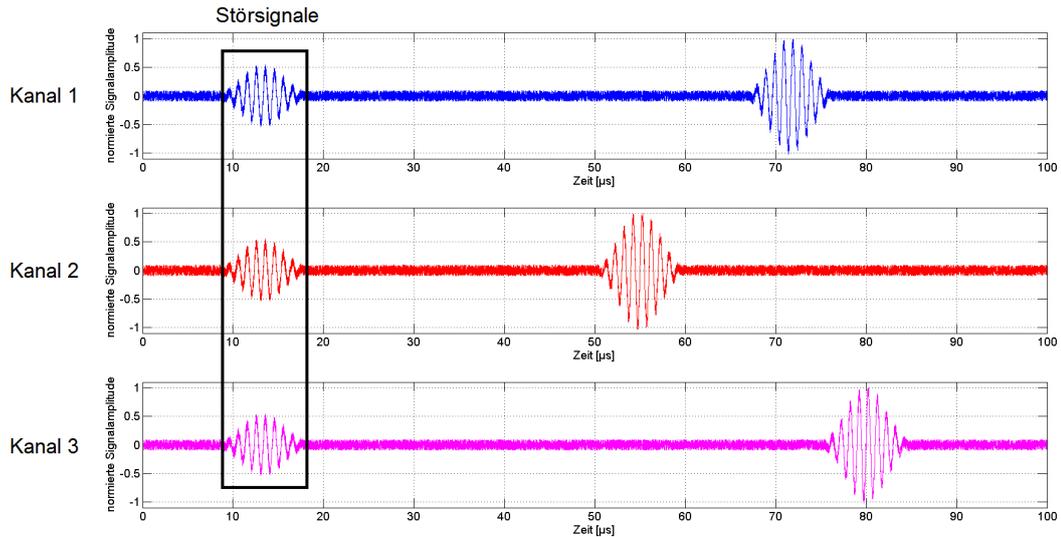


Abb. 5.7. Zeitgleiche Störsignale auf verschiedenen Kanälen durch elektrisches Überkoppeln.

Während der gesamten Empfangsdauer wird zu jedem diskreten Zeitpunkt aus den jeweiligen Signalwerten aller Elemente bzw. Kanäle der Median-Wert gebildet. Der Median-Wert einer Zahlenfolge ist der Wert, der an der mittleren Stelle steht, wenn man die Werte der Größe nach sortiert. Ist die Anzahl der Elemente der Zahlenfolge ungerade, so ist der mittlere Wert der Median, ist sie ungerade, so ist das arithmetische Mittel aus den beiden mittleren Werten der Median. Der Median ist besonders robust gegenüber Ausreißern in der Zahlenfolge. Der aus den Signalwerten berechnete Median wird dann von den einzelnen Signalwerten der Elemente bzw. Kanäle abgezogen und die so bereinigten Werte werden für die Rekonstruktion verwendet. Dass der Median-Filter lediglich die unerwünschten Artefakte unterdrückt, zeigt sich, wenn man sich die Auswirkungen des Filters auf die möglichen Empfangsszenarien betrachtet.

1. An allen Elementen liegt Rauschen vor.

Somit liegt zum jeweiligen Zeitpunkt eine Signalwert-Folge vor, welche betragsmäßig relativ geringe Rauschwerte mit mehr oder minder symmetrischer Verteilung um den Wert 0 aufweist. Der Median der Verteilung liegt dann in etwa bei 0 und von den einzelnen Werten wird nur ein geringer Wert abgezogen, das ursprüngliche Signal also somit kaum verfälscht.

2. An allen Elementen liegt simultan dasselbe Störsignal vor, welches durch elektrisches Überkoppeln erzeugt wurde.

Die Signalwert-Folge ist in diesem Fall relativ homogen und somit liegt auch der Median-Wert in der Größenordnung der Signalwerte. Durch die Bereinigung um den Median werden die Signalwerte der einzelnen Elemente bzw. Kanäle sehr gering und in der späteren Rekonstruktion werden die Bildartefakte wirksam unterdrückt.

Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass die Abbildung einer parallel zur Apertur liegenden Grenzfläche ebenfalls eine Reihe von Signalwerten hervorrufen kann, welche vom Median-Filter unterdrückt wird. Hierzu müsste die Grenzfläche jedoch nahezu ideal parallel (abhängig von der Sample-Rate) zur Apertur liegen, was in der Praxis quasi ausgeschlossen werden kann. Eine weitere Möglichkeit zur Signalfilterung bildet die Verwendung einer Empfangsapodisierung. Diese ist in Abschnitt 5.5 beschrieben.

5.4 Kodierte Signale

Wie in Abschnitt 3.1.3 bereits angesprochen wurde, kann mit Hilfe frequenzveränderlicher Schallsignale in Verbindung mit der Nutzung eines Optimalfilters im Empfang unter anderem eine Verbesserung der axialen Auflösungsfähigkeit erreicht werden [57]. Die genaue Vorgehensweise bei diesem Verfahren sowie weitere Vorteile und Einschränkungen sollen im Folgenden erläutert werden. Abbildung 5.8 zeigt schematisch die Funktionsweise des Pulscompressionsverfahrens [58]. Ein Signal veränderlicher Frequenz wird als Anregungssignal für die Ultraschallantenne verwendet (Abbildung 5.8 oben). Diese strahlt das frequenzkodierte Schallsignal in die Umgebung ab und detektiert ein reflektiertes verrauschtes Echosignal (Abbildung 5.8 Mitte). Nach der Korrelation des empfangenen Signals auf das ursprüngliche Anregungssignal komprimiert sich das Empfangssignal stark, zudem wird das Signalausrauschen deutlich minimiert (Abbildung 5.8 unten).

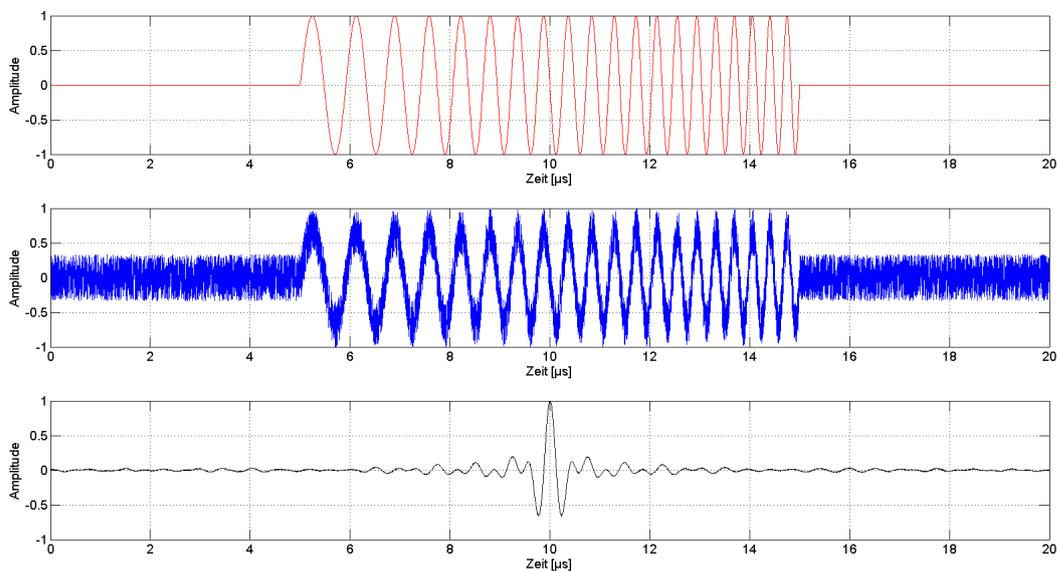


Abb. 5.8. Pulscompressionsverfahren.

Mit Hilfe dieses Verfahrens ist es möglich, theoretisch beliebig lange Schallsignale mit entsprechend hohem Energieinhalt für die Bildgebung zu verwenden, ohne dabei die axiale Auflösung des Systems zu verschlechtern. Allerdings stellt das breite Frequenzspektrum eines frequenzkodierte Signals auch entsprechende Anforderungen an die Übertragungsbandbreite des Ultraschallsystems und insbesondere des Ultraschallwandlers (siehe Abbildung 5.9).

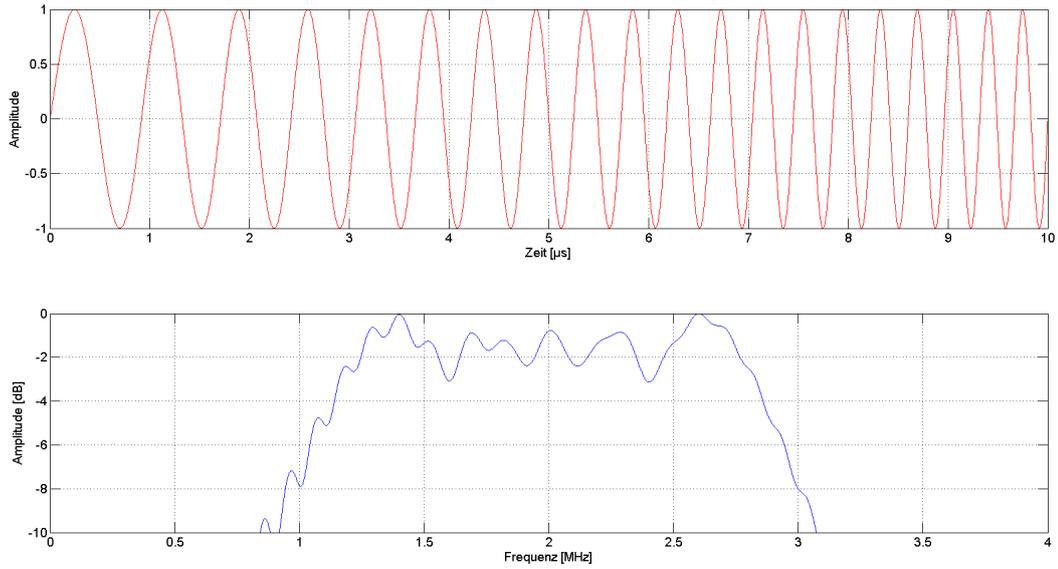


Abb. 5.9. Frequenzspektrum des frequenzkodierten Anregungssignals.

Durch die Verwendung eines Optimalfilters und einer anschließenden Bandpassfilterung können selbst sehr stark verrauschte Signale noch adäquat ausgewertet werden, was die folgende Abbildung 5.10 verdeutlicht.

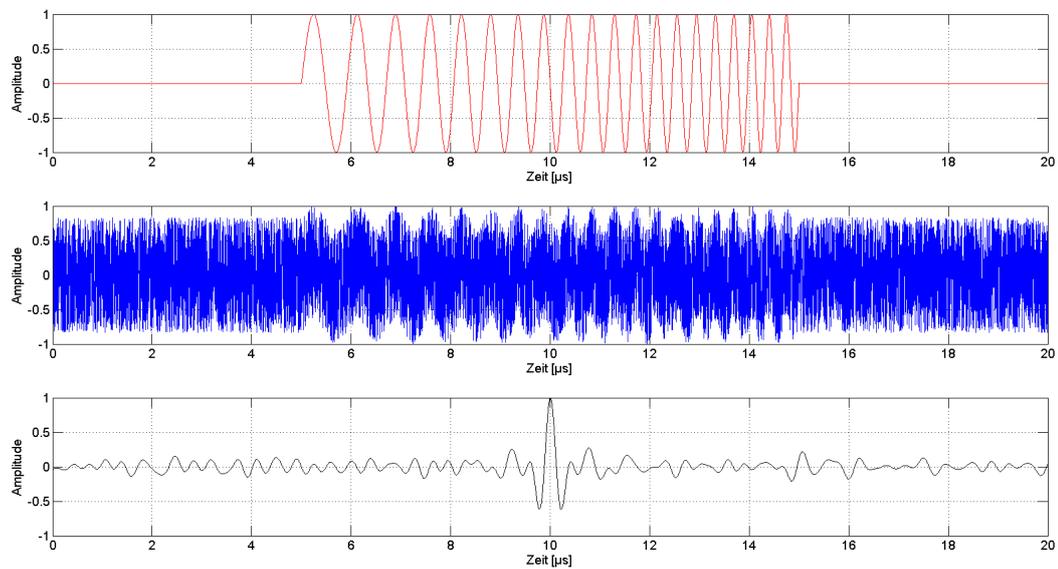


Abb. 5.10. Ergebnis des Optimalfilters bei stark verrauschten Empfangssignalen.

Auch bei Anwendung des Pulscompressionsverfahrens führt die Verwendung höherfrequenter Signale zu einer höheren axialen Auflösung. Die folgende Abbildung 5.11 zeigt den Vergleich zweier Empfangssignale, die durch eine Korrelation auf das Sendesignal hervorgegangen sind.

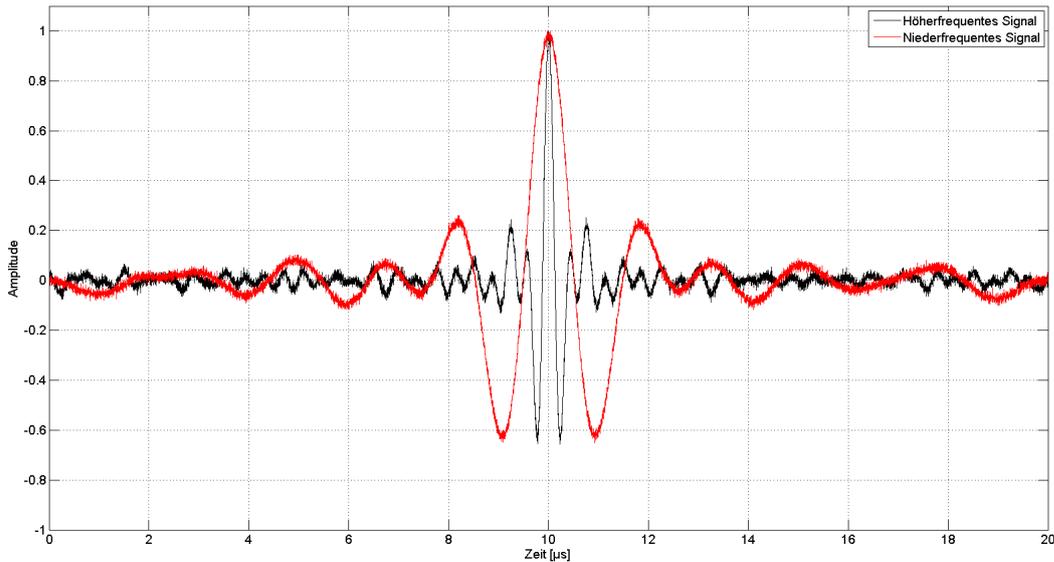


Abb. 5.11. Pulscompression zweier Signale unterschiedlicher Mittenfrequenz.

Der rote Verlauf zeigt die Pulscompression eines Chirp-Signals mit einer akustischen Mittenfrequenz von 500 kHz, einer Frequenzbandbreite von 250 kHz bis 750 kHz sowie einer Länge von $10 \mu\text{s}$. Der schwarze Verlauf zeigt die Pulscompression eines Chirp-Signals gleicher zeitlicher Dauer mit einer akustischen Mittenfrequenz von 2 MHz und einer Frequenzbandbreite von 1 MHz bis 3 MHz. Um eine gewisse Vergleichbarkeit herzustellen, besitzen also beide Signale eine gleiche zeitliche Länge sowie eine gleiche relative Bandbreite von 100%. Es lässt sich nun erkennen, dass der schwarze Signalverlauf eine zeitlich geringere Ausbreitung aufweist, als der rote Signalverlauf. Dies bedeutet, dass frequenzkodierte Signale höherer akustischer Mittenfrequenz sich mittels Korrelationsfilterung stärker komprimieren lassen als niederfrequenzere Signale. Gemäß den Überlegungen aus Abschnitt 3.1.3 lässt sich daher auch bei Verwendung einer Pulscompression mit Signalen höherer Frequenz eine höhere axiale Auflösung erreichen. Die Verwendung kodierter Signale stellt auch in der medizinischen Ultraschalldiagnostik ein etabliertes Verfahren dar [25]. Eine notwendige Eigenschaft des Ultraschallwandlers für die Verwendung von frequenzkodierten Signalen ist, dass er über eine ausreichende Bandbreite verfügt. Das bedeutet, er muss alle notwendigen Frequenzen, welche im Signal vorkommen, möglichst homogen übertragen können. Je nach verwendetem Signal kann dies eine Hürde für den Ultraschallwandler darstellen.

5.5 Apodisierung

Die Apodisierung eines Ultraschallarrays, also die Amplitudengewichtung der einzelnen Antennenelemente kann, wie in Abschnitt 3.1.1 angesprochen, zur Unterdrückung von Nebenkeulen in der Antennencharakteristik genutzt werden. Darüber hinaus lassen sich mit Hilfe einer geeigneten Apodisierung beim Senden und Empfangen noch weitere unerwünschte Effekte unterdrücken, die im Folgenden beschrieben werden. Beim nicht-fokussierten Aussenden von Schallwellen, also insbesondere auch dem defokussierten Senden, treten parasitäre Wellenfronten auf, welche sich hinter der Hauptwellenfront durch das Schallfeld der Antenne bewegen. Diese sogenannten Trailing Waves führen zu Mehrfachechos, die sich als Artefakte im rekonstruierten Bild bemerkbar machen [59]. In Abschnitt 6.1.2 sind diese nachlaufenden Wellen im Schallfeld bildlich dargestellt. Auch

ihnen lässt sich mittels einer geeigneten Sendeapodisierung der Antennenelemente begegnen. Eine Fensterfunktion, welche den mittleren Antennenelementen eine hohe Sendeamplitude und den umliegenden Elementen eine zum Rand hin abfallende Amplitude zuordnet, bewirkt eine Reduktion der Trailing Waves. Hierbei entscheidet die Stärke der Sendeapodisierung, das heißt die Flankensteilheit der Fensterfunktion bzw. die Breite des hoch gewichteten Plateaus darüber, wie stark die nachlaufenden Wellen unterdrückt werden. Wie in Abschnitt 6.1.2 gezeigt wird, führt eine stärkere Sendeapodisierung jedoch zusätzlich zu einer Einschränkung des defokussierten Schallöffnungswinkels der Antenne, wodurch der Bildbereich eingeschränkt wird. Führt man sich vor Augen, dass ein defokussiertes Senden mit einer planaren Antenne dem Senden mit einer gekrümmten Apertur entspricht (vergleiche Abschnitt 3.1.3), so ist dieser Umstand unmittelbar einsichtig. Eine Sendeapodisierung mit einer abnehmenden Amplitude von der Arraymitte zu den Rändern hin kommt einer Verkleinerung der gekrümmten Apertur gleich, wodurch der Sendeschallöffnungswinkel eingeschränkt wird. Die folgende Abbildung 5.12 zeigt diesen Zusammenhang schematisch.

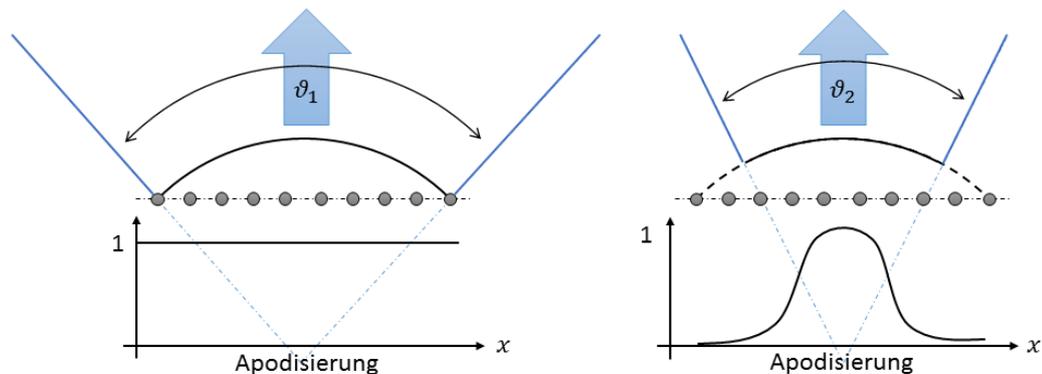


Abb. 5.12. Schallöffnungswinkel beim defokussierten Senden ohne (links) und mit (rechts) Sendeapodisierung.

Dieser Zusammenhang erfordert einen Kompromiss bei der Auslegung der Sendeapodisierung in Abhängigkeit der zu rekonstruierenden Strukturen.

Auch beim Empfangen kann eine Amplitudengewichtung der einzelnen Antennenelemente zur Unterdrückung unerwünschter Signalanteile genutzt werden. Bei der Empfangsapodisierung geht man davon aus, dass Antennenelemente, welche weiter vom rekonstruierten Bildpunkt entfernt sind, aufgrund der längeren Wegstrecke der Schallsignale und der Ausbreitungsdämpfung im Medium einen eher schwachen Anteil zum Summensignal beitragen. Um zu verhindern, dass diese Elemente dann Störsignale auffangen und diese ins Summensignal einbringen, werden sie gemäß einer Gewichtungsfunktion abgeschwächt. Hierzu wird beispielsweise eine Gauß-Funktion mit einer gewissen Breite definiert und mit ihrem Maximum zu dem Element verschoben, welches am nächsten lotrecht über dem Scheitelpunkt der rekonstruierten Wellenfront liegt. Mit dieser Gauß-Funktion werden dann die Signalwerte der Antennenelemente für diesen Bildpunkt gewichtet. Die folgende Abbildung 5.13 zeigt dies schematisch am Beispiel eines Linear Arrays.

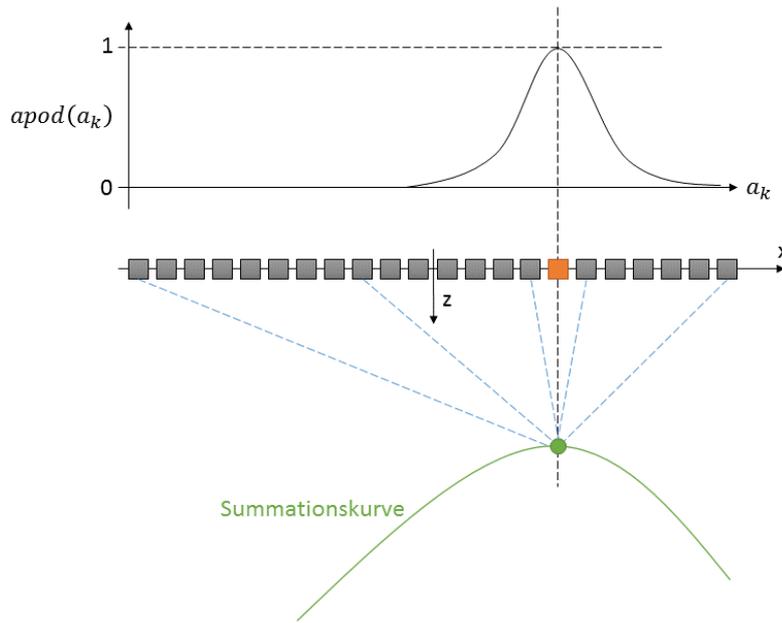


Abb. 5.13. Empfangsapodisierung bei der Bildrekonstruktion.

Die gewichtete Rekonstruktion erfolgt dann gemäß

$$P(x, z) = \sum_{k=1}^N sig(k, t_{p,k,gesamt}) \cdot apod(a_k) \quad (5.14)$$

Wie auch bei der Sendeapodisierung kommt auch die Apodisierung im Empfang einer Verkleinerung der aktiven Apertur gleich, was im Empfangsfall dazu führt, dass sich die Schallbündelbreite erhöht und sich deshalb die laterale Auflösung verschlechtert. Allerdings kann durch eine Empfangsapodisierung der Signal-Rausch-Abstand erhöht werden.

Nachdem nun die grundlegenden Zusammenhänge der Simulationsalgorithmen dargelegt sind, werden im folgenden Abschnitt 6 die Ergebnisse der durchgeführten elektroakustischen Simulationen vorgestellt. Sie zeigen unter anderem auf, welche Schallfeldgeometrien sich mit den unterschiedlichen Anregungskonzepten erreichen lassen, welche Materialkombinationen die besten Übertragungseigenschaften für die geplante Anwendung ermöglichen sowie welche Parameter sich in welcher Weise auf die Bildqualität auswirken und wie die Bildqualität verbessert werden kann.

Simulationen

In diesem Abschnitt werden die Simulationsergebnisse zur Auslegung des Kamerasystems dargelegt und diskutiert. Die Simulationen lassen sich in drei Kategorien einteilen. Zunächst werden die Schalldruckverteilungen beim Senden der Kamera sowohl in ihrer Endausprägung als auch in ihrem zeitlichen Verlauf untersucht. Hierdurch lassen sich Aspekte wie das erreichbare Sichtfeld, die Homogenität der Schalldruckverteilung im Sichtfeld wie auch die Form und Homogenität der abgestrahlten Wellenfront untersuchen. Eine zweite Simulationsreihe umfasst die Rekonstruktionen verschiedener Phantome unter dem Einfluss der Parameter des Kamerasystems. Diese Parameter umfassen unter anderem den konstruktiven Aufbau der Ultraschallantenne, das Systemrauschen sowie die Übertragungsbandbreite der Antennenelemente. Hiermit lassen sich die erreichbaren Auflösungen und Abbildungsqualitäten unter dem Einfluss verschiedener Rekonstruktions- und Filteralgorithmen untersuchen und somit eine geeignete Signalverarbeitung evaluieren. Der letzte Simulationsblock beinhaltet die Untersuchungen zu den verwendeten aktiven und passiven Materialien innerhalb der Ultraschallantenne. Hierbei stehen Aspekte wie die Sensitivität, das elektroakustische Übertragungsverhalten sowie das mechanische Überkoppeln zwischen den einzelnen Antennenelementen im Fokus der Untersuchungen.

6.1 Schallfeldsimulationen

Die Untersuchungen zu den generierbaren Schalldruckverteilungen ermöglichen es, bereits im Vorfeld abzuschätzen, welche Sichtfelder und Reichweiten sowie welche lateralen Auflösungen sich mit verschiedenen Antennen- und Systemparametern erreichen lassen. Darüber hinaus lassen sich auch die Schallfeldverläufe unter dem Einfluss verschiedener Sendesignale evaluieren. Hiermit können beispielsweise die Ausprägungen von Nebenpegel abgebildet werden. Zunächst werden die Ergebnisse der Simulationen dargestellt, welche die Schalldruckverteilungen in ihrer zeitlichen Endausprägung (d.h. nach dem vollständigen Ablauf eines Sendeereignisses) darstellen. Um auch die Qualität der abgestrahlten Wellenfront evaluieren zu können, werden im Anschluss die Simulationsergebnisse vorgestellt und diskutiert, welche die Schalldruckverteilung vor der Antenne in ihrem zeitlichen Verlauf abbildet.

6.1.1 Schallfeld in Endausprägung

Für diese Simulationsaufgabe wurde das Programm SCALP (**S**oundfield **C**alculation **P**rogram) verwendet, welches am Fraunhofer IBMT entwickelt wurde und nach dem Prinzip der Punktquellensynthese arbeitet (siehe Abschnitt 5.1). Es ermöglicht die Berechnung von Schalldruckverteilungen

in Abhängigkeit verschiedener Parameter wie beispielsweise akustischer Mittenfrequenz, Wandlergeometrie, Antennen-Pitch, Sendesignalform und Sendebeamforming. Aufgrund der Dualität bei der Sende- und Empfangsfokussierung stellt der Schallöffnungswinkel bzw. die Schallbündelbreite bei fokussierter Anregung ein Maß für die erreichbare laterale Auflösung der Antenne am jeweiligen Ort innerhalb des Schallfeldes dar. Je feiner der Schallstrahl in einem Punkt fokussiert ist, desto höher ist die laterale Auflösungsfähigkeit des Systems in diesem Punkt. Es zeigt sich, dass der Antennen-Pitch einen starken Einfluss auf den Schallöffnungswinkel bei fokussierter Anregung hat und daher maßgeblich die laterale Auflösungsfähigkeit einer Ultraschallantenne bestimmt. Abbildung 6.3 zeigt den Verlauf des Schallöffnungswinkels beim fokussierten Senden auf einen Punkt auf der akustischen Achse in einem Meter Abstand von der Apertur über dem Pitch der Antenne. Für die Ermittlung des Schallöffnungswinkels wurde hierbei der Bereich zwischen den beiden Punkten gewählt, bei denen der Schalldruck auf jeweils -3 dB seines Maximalwertes abgefallen ist (siehe Abbildung 6.2).

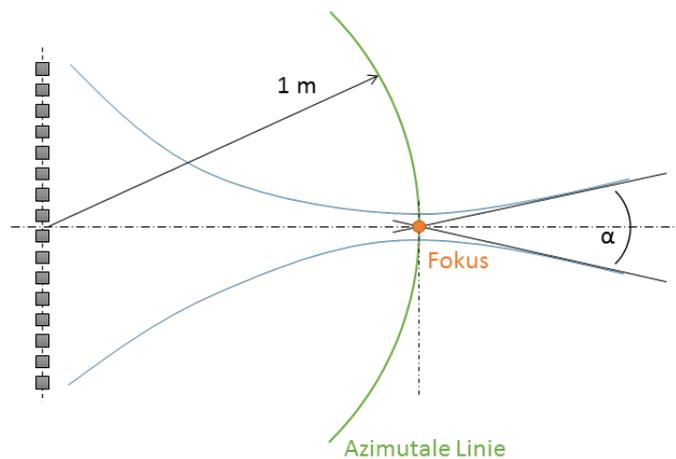


Abb. 6.1. Schallöffnungswinkel beim fokussierten Senden.

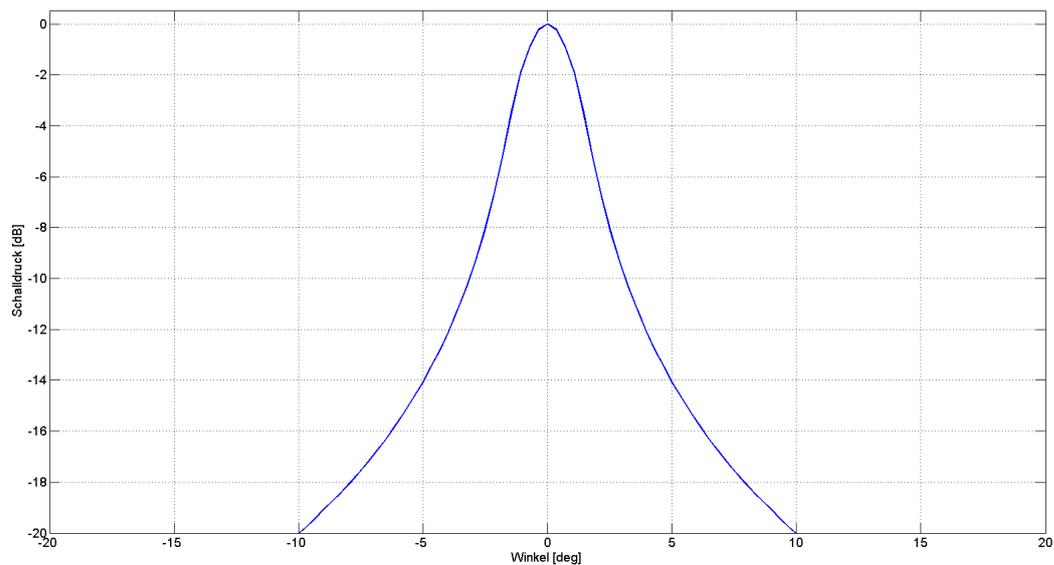


Abb. 6.2. Azimutaler Plot der Schalldruckverteilung im Abstand von 1 m.

Die verwendeten Simulationsparameter sind in Tabelle 6.1 aufgeführt.

Elementanordnung	Matrixarray mit 32 x 32 Elementen
Akustische Mittenfrequenz	1 MHz
Elementabtastung	$\lambda/8$
Spaltbreite zwischen benachbarten Elementen	$300 \mu\text{m}$
Anregungssignal	sinusförmiger Burst mit einer Periode

Tabelle 6.1. Simulationsparameter für die Schallfeldsimulationen

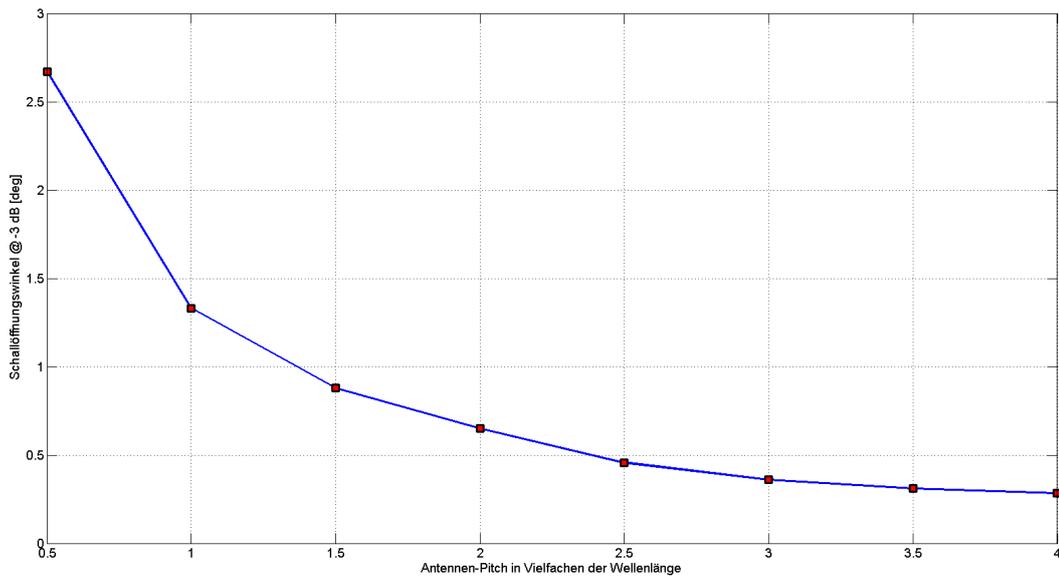


Abb. 6.3. Zusammenhang zwischen Schallöffnungswinkel und Antennen-Pitch beim fokussierten Senden.

Man erkennt, dass der Schallöffnungswinkel und damit die Schallbündelbreite mit zunehmendem Antennen-Pitch stark abnehmen. Da der fokussierte Schallöffnungswinkel mit der lateralen Auflösungsfähigkeit verknüpft ist, sollte im Sinne einer hohen lateralen Auflösungsfähigkeit ein möglichst großer Pitch gewählt werden. Hierdurch nimmt auch die Größe der Antennenelemente zu, was die Sensitivität der Antenne erhöht. Allerdings sind der Aperturgröße anwendungstechnische sowie fertigungstechnische Grenzen gesetzt. Zum einen ist der verfügbare Bauraum bei den sogenannten Unmanned Underwater Vehicles (also ROVs und AUVs) stets begrenzt, zum anderen erlauben die Werkzeugmaschinen (am Fraunhofer IBMT) auch nur eine gewisse Baugröße zur mechanischen Bearbeitung. Als Kompromiss wurde daher ein Pitch von 3 mm gewählt, wodurch die Antenne eine Auflösungsfähigkeit im Zentimeterbereich sowie eine Baugröße von etwa $10 \times 10 \text{ cm}^2$ besitzt. Bei einer akustischen Mittenfrequenz von 1 MHz entspricht dieser Pitch der zweifachen Wellenlänge im Ausbreitungsmedium. Für diese Antennenkonfiguration wurde aus den Simulationen ein Schallöffnungswinkel von $\alpha = 0,6525^\circ$ beim fokussierten Senden im Abstand von 1 m bestimmt. Dieser Winkel gilt auch für alle Fokuspunkte, die auf der akustischen Achse liegen und weiter von der Apertur entfernt sind. Hieraus ergeben sich folgende Schallbündelbreiten im Abstand von 1 m, 5 m und 10 m auf der akustischen Achse.

$$s(z = 1 \text{ m}) = 1 \text{ m} \cdot 2 \cdot \tan(\alpha/2) = 22,78 \text{ mm} \quad (6.1)$$

$$s(z = 5 \text{ m}) = 5 \text{ m} \cdot 2 \cdot \tan(\alpha/2) = 113,98 \text{ mm} \quad (6.2)$$

$$s(z = 10 \text{ m}) = 10 \text{ m} \cdot 2 \cdot \tan(\alpha/2) = 227,78 \text{ mm} \quad (6.3)$$

Diese Schallbündelbreiten können in erster Näherung als laterale Auflösungsfähigkeiten an den jeweiligen Punkten aufgefasst werden. Genauere Simulationen zur axialen und lateralen Auflösungsfähigkeit des Systems an den verschiedenen Stellen im Schallfeld der Antenne finden sich in Abschnitt 6.2.1 dieser Arbeit. Die folgende Abbildung 6.4 zeigt die räumliche Schalldruckverteilung der gewählten Antennenkonfiguration beim fokussierten Senden auf einen Punkt im Abstand von 1 m von der Apertur. Alle in diesem Kapitel gezeigten Schalldruckverteilungen sind jeweils auf ihren Maximalwert normiert. Daher können keine Aussagen bezüglich absoluter Schalldruckwerte getroffen werden, insbesondere können auch Schalldruckwerte zweier Darstellungen nicht miteinander verglichen werden.

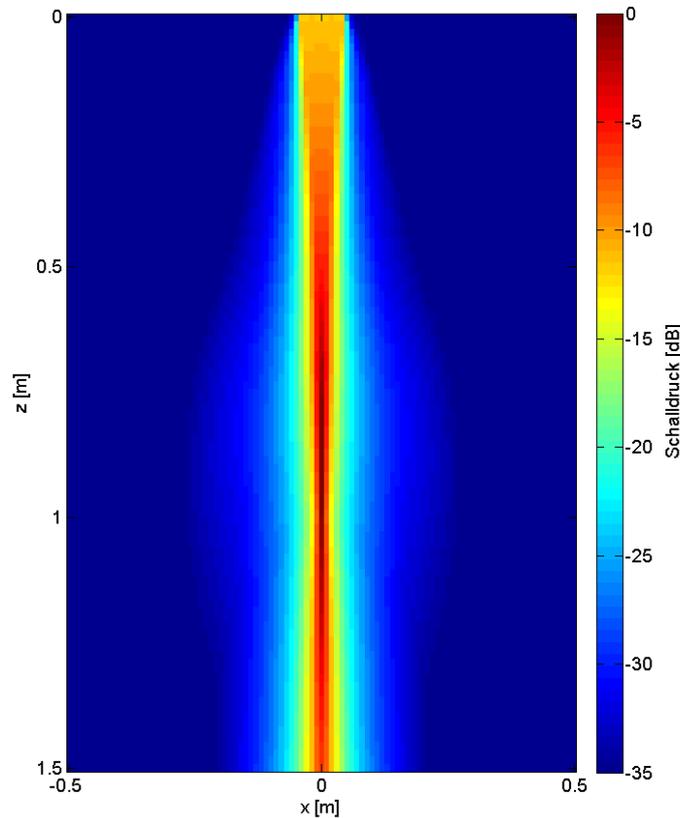


Abb. 6.4. Fokussiertes Sendeschallfeld der gewählten Antennenkonfiguration.

Der Vorteil einer mehrelementigen Matrix-Antenne beim Senden liegt in der Einstellbarkeit des Sendeschallfeldes. Durch eine geeignete zeitlich versetzte Anregung der einzelnen Antennenelemente von innen nach außen lässt sich das Sendeschallfeld der Antenne aufweiten und dadurch eine größere Region in einem Schuss beschallen. Durch eine Variation der einzelnen Sendezeitpunkte kann der beschallte Bereich gezielt vergrößert und verkleinert werden. Die folgenden Abbildungen zeigen die simulierten Schalldruckverteilungen, welche mit der gewählten Antennenkonfiguration unter verschiedenen Defokussierungsgraden erreicht werden konnten. Die zugehörigen Sendedelay-Verteilungen wurden mit Hilfe eines virtuellen Fokuspunktes errechnet (vergleiche Abschnitt 3.1.3).

Durch das Verschieben des virtuellen Fokuspunktes entlang der akustischen Achse der Antenne lassen sich verschieden große Schallöffnungswinkel erreichen.

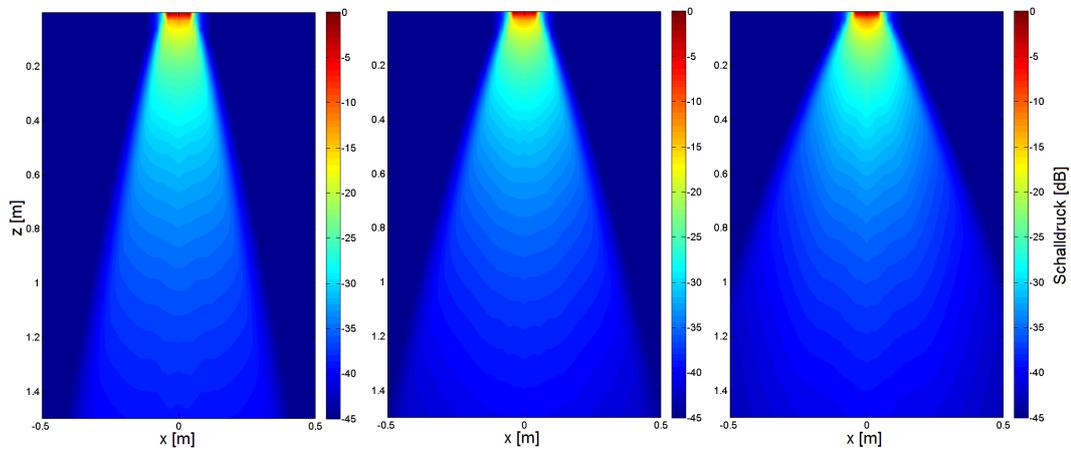


Abb. 6.5. Schalldruckverteilungen der gewählten Antennenkonfiguration bei verschiedenen Defokussierungen.

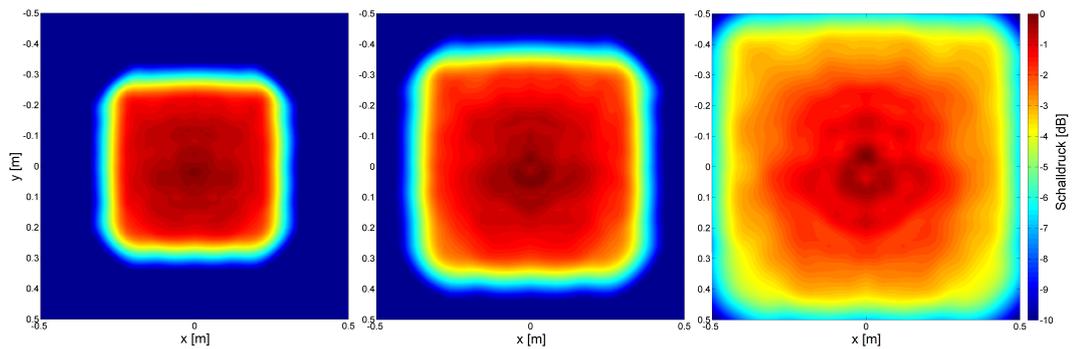


Abb. 6.6. Schalldruckverteilungen in einer Ebene parallel zur Apertur im Abstand von 1 m.

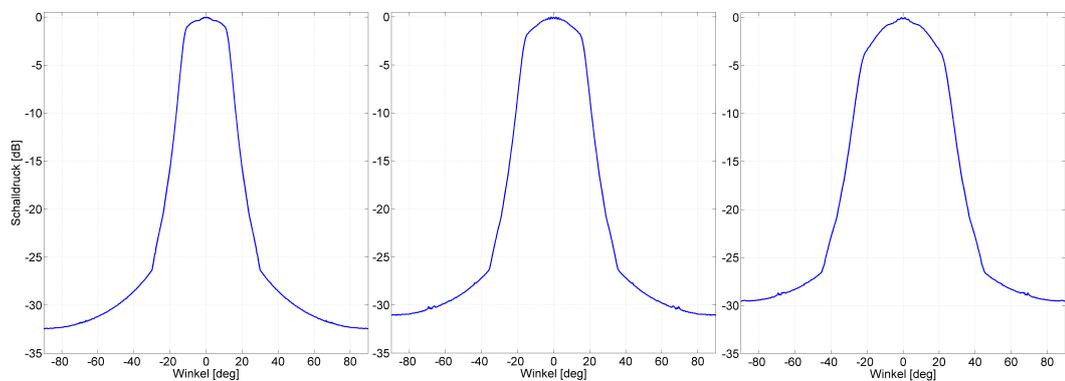


Abb. 6.7. Azimutale Schalldruckverläufe der gewählten Antennenkonfiguration im Abstand von 5 m bei verschiedenen Defokussierungen.

Die Tabelle 6.2 gibt die zugehörigen Abstände der virtuellen Fokuspunkte von der Apertur sowie die erreichten Schallöffnungswinkel an.

Defokussierung	Abb. 6.5 links	Abb. 6.5 Mitte	Abb. 6.5 rechts
Abstand virtueller Fokus	180 mm	130 mm	90 mm
-3 dB Schallöffnungswinkel	25, 46°	32, 93°	43, 78°

Tabelle 6.2. Simulationsergebnisse beim defokussierten Senden mit der gewählten Antenne

Wird der virtuelle Fokuspunkt in horizontaler Richtung von der akustischen Achse weg verschoben, so lässt sich das defokussierte Schallfeld zusätzlich schwenken.

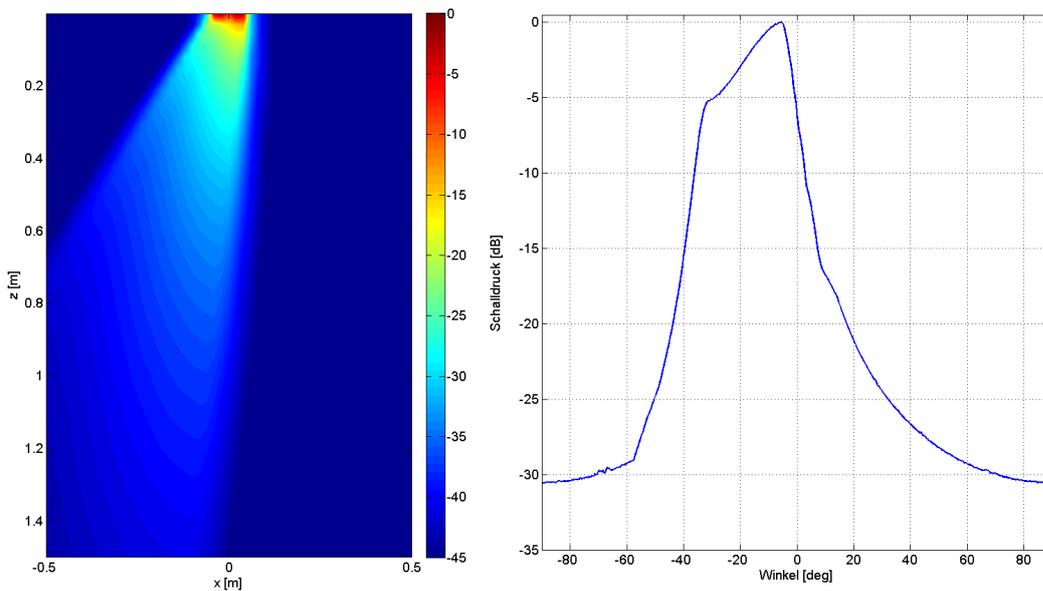


Abb. 6.8. Defokussiertes und geschwenktes Schallfeld mit azimuthalem Schalldruckverlauf in 1 m Entfernung.

Die Schallfeldsimulationen zeigen, dass sich der Schallöffnungswinkel der gewählten Antennenkonfiguration mit Hilfe einer defokussierten Anregung bis zu etwa 45° in elevationaler und azimuthaler Richtung steigern lässt (vergleiche Abbildung 6.9). Dieser maximale Schallöffnungswinkel wird bei einem virtuellen Fokusabstand von etwa 80 mm erreicht. Werden die Antennenelemente darüber hinaus noch stärker defokussierend angeregt, also der virtuelle Fokuspunkt noch näher an die Apertur gelegt, so wird das Schallfeld deutlich inhomogener und bildet Fluktuationen insbesondere im Bereich der akustischen Achse aus (siehe Abbildung 6.10).

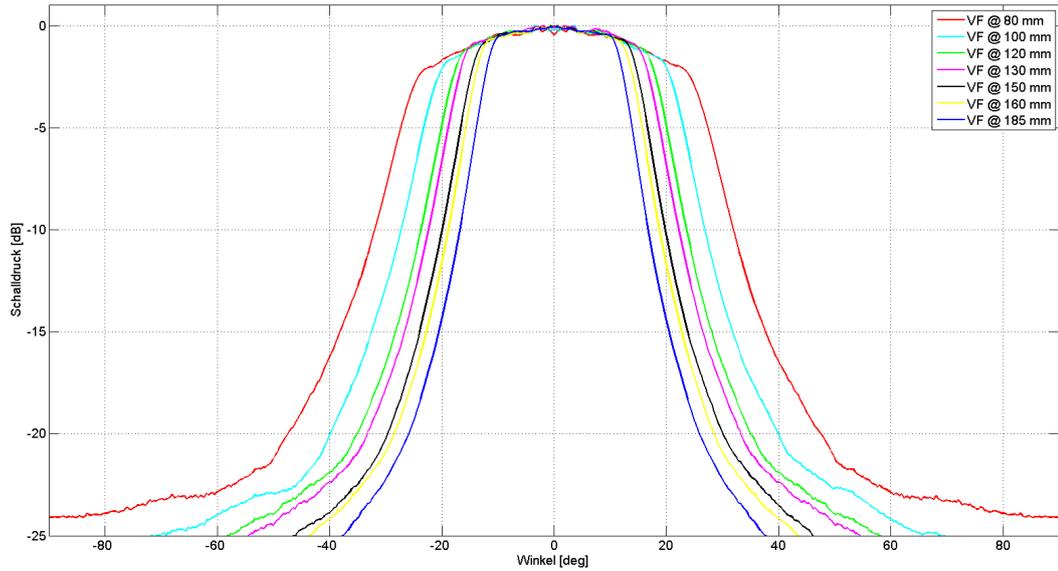


Abb. 6.9. Schalldruckverläufe bei verschieden starken Defokussierungen im Betriebsbereich.

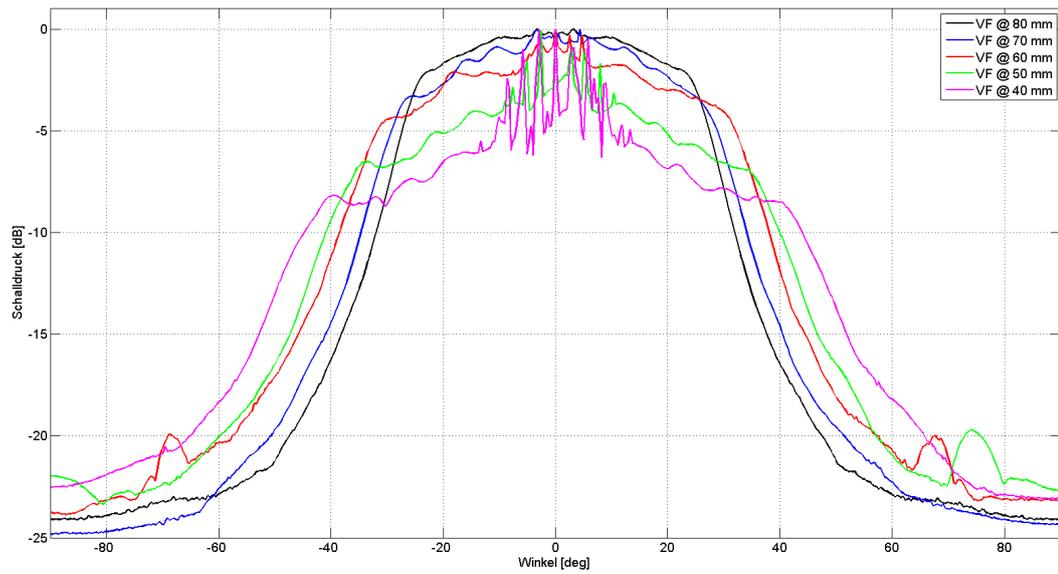


Abb. 6.10. Schalldruckverläufe bei Defokussierungen über den Betriebsbereich hinaus.

Bei einem erreichbaren Schallöffnungswinkel von etwa 45° lassen sich folgende Flächen im Abstand von 1 m, 5 m und 10 m von der Apertur beschallen.

$$A(z = 1 \text{ m}) = \left(1 \text{ m} \cdot 2 \cdot \tan \left(\frac{45^\circ}{2} \right) \right)^2 = 0,83 \times 0,83 \text{ m}^2 \quad (6.4)$$

$$A(z = 5 \text{ m}) = \left(5 \text{ m} \cdot 2 \cdot \tan \left(\frac{45^\circ}{2} \right) \right)^2 = 4,14 \times 4,14 \text{ m}^2 \quad (6.5)$$

$$A(z = 10 \text{ m}) = \left(10 \text{ m} \cdot 2 \cdot \tan \left(\frac{45^\circ}{2} \right) \right)^2 = 8,28 \times 8,28 \text{ m}^2 \quad (6.6)$$

Alle bisherigen Schallfeldsimulationen wurden mit einem sinusförmigen Anregungssignal mit einer Schwingungsperiode durchgeführt. Die Verwendung längerer Sendesignale führt zu einer inhomogeneren Schalldruckverteilung und zur Ausbildung von Nebenpegeln. Die folgende Abbildung 6.11 zeigt die Schalldruckverteilung der gewählten Antennenkonfiguration mit einer Defokussierung über einen virtuellen Fokusabstand von 130 mm und einem sinusförmigen Anregungssignal mit zehn Perioden.

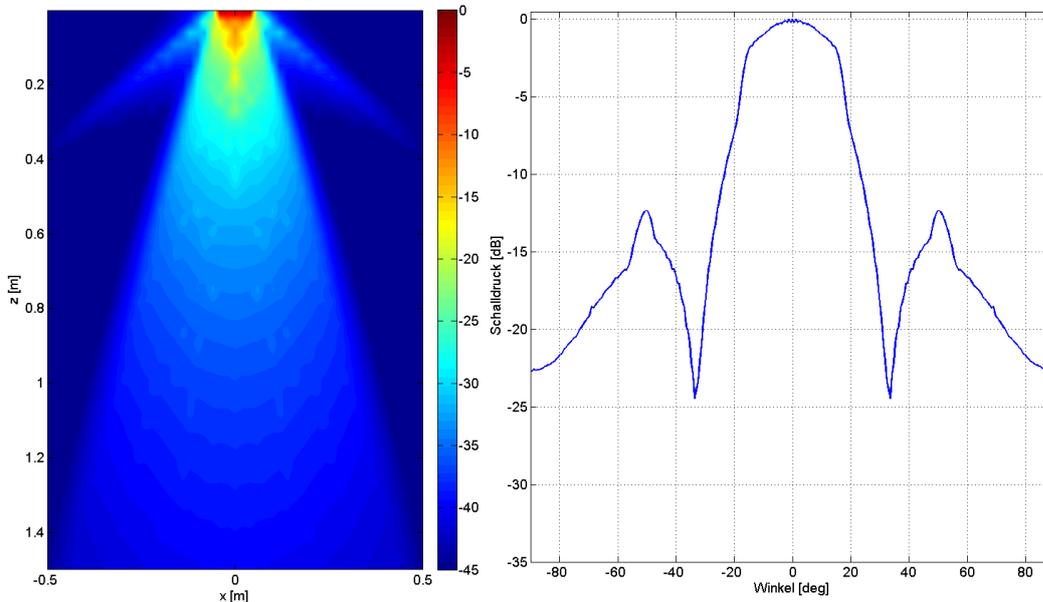


Abb. 6.11. Schalldruckverteilung der gewählten Antenne bei defokussierter Anregung mit einem sinusförmigen Signal mit zehn Schwingungszyklen.

Der -3 dB Schallöffnungswinkel von etwa 33° bleibt erhalten, jedoch bilden sich unter etwa $+50^\circ$ und -50° Nebenpegel mit einer Stärke von ca. -13 dB bezogen auf den maximalen Schalldruck aus. Die azimuthale Schalldruckverteilung in Abbildung 6.11 rechts wurde in einem radialen Abstand von 5 m zur Apertur berechnet. Um also keine zu starken Nebenausbreitungsrichtungen zu erzeugen, sollten möglichst kurze Sendepulse verwendet werden.

6.1.2 Schallfeld im zeitlichen Verlauf

Beim Software Paket DREAM (**D**iscrete **R**epresentation **A**rray **M**odeling) [60] handelt es sich um eine freie Toolbox für die kommerzielle Software Matlab. Mit ihrer Hilfe lassen sich Schallfelder von Ultraschallantennen im zeitlichen Verlauf darstellen, das heißt insbesondere propagierende Wellenfronten lassen sich sichtbar machen. In Abhängigkeit von zuvor festgelegten Parametern können die entstehenden Schallfelder zu beliebigen diskreten Zeitpunkten als Plot, oder auch dynamisch in ihrem Verlauf als Film abgebildet und bewertet werden. Die festzulegenden Parameter umfassen im Wesentlichen dieselben, welche auch bei der Software SCALP benutzt werden (also akustische Mittenfrequenz, Antennenaufbau, Anregungsform, usw.). Die folgende Abbildung 6.12 zeigt die fortschreitende Schallwelle, die von der gewählten Matrixantenne bei einer Defokussierung mit einem virtuellen Fokusabstand von 130 mm abgestrahlt wird, bei einem Meter Entfernung zur Apertur. Als Sendesignal wurde ein sinusförmiger Burst mit einer Schwingungsperiode verwendet.

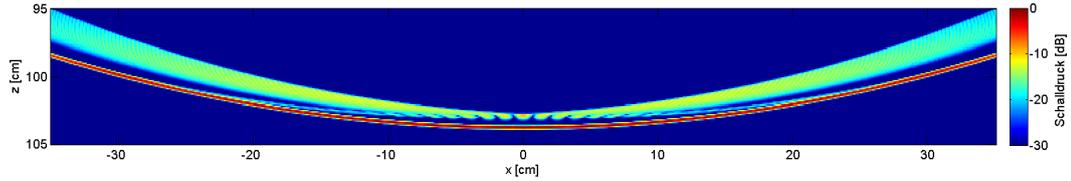


Abb. 6.12. Fortschreitende Wellenfront der gewählten Antennenkonfiguration bei Defokussierung mit einem virtuellen Fokusabstand von 130 mm.

Während der Schalldruck innerhalb der Hauptwellenfront sehr homogen verteilt ist, zeigt sich, dass hinter ihr eine weitere Schallwelle nachgezogen wird. Wie bereits in Abschnitt 5.5 dargestellt, entsteht diese sogenannte Trailing Wave immer dann, wenn eine Antenne nicht fokussiert sendet, also insbesondere beim defokussierten Senden. Obgleich diese nachlaufende Welle eine geringere Schalldruckamplitude aufweist als die Hauptwellenfront, führt sie doch zu Bildartefakten in der Rekonstruktion, da auch sie an reflektierenden Strukturen zurückgeworfen wird und somit Echosignale an der Antenne erzeugt. Hierdurch ergeben sich im rekonstruierten Bild mehrere hintereinander liegende Strukturen mit abnehmender Stärke (siehe Abschnitt 6.2.3). Bei Verwendung längerer Sendesignale verbreitern sich die Hauptwellenfront sowie die nachlaufende Welle entsprechend in Ausbreitungsrichtung. Wie ebenfalls bereits ausgeführt, lässt sich den nachlaufenden Schallwellen mit Hilfe einer Sendeapodisierung der Antennenelemente mit geeigneten Fensterfunktionen begegnen. Als besonders vorteilhaft hat sich hierzu die Tukey-Funktion erwiesen [59]. Hierbei handelt es sich um eine Fensterfunktion, welche im zweidimensionalen Fall durch folgende Funktionalität beschrieben wird.

$$w(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \left(\frac{2n}{\alpha(M-1)} - 1 \right) \right) \right] & \text{für } 0 \leq n \leq \frac{\alpha(M-1)}{2} \\ 1 & \text{für } \frac{\alpha(M-1)}{2} \leq n \leq (M-1) \left(1 - \frac{\alpha}{2} \right) \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \left(\frac{2n}{\alpha(M-1)} - \frac{2}{\alpha} + 1 \right) \right) \right] & \text{für } (M-1) \left(1 - \frac{\alpha}{2} \right) \leq n \leq (M-1) \end{cases} \quad (6.7)$$

M bezeichnet hierbei die Länge der Fensterfunktion und ist eine gerade Zahl mit $n = 1 \dots M$. Der Faktor α entscheidet über die Breite des Maximums der Fensterfunktion. Mit zunehmendem Wert von α wird der Bereich mit dem maximalen Gewichtungswert 1 immer kleiner. Für $\alpha = 0$ entspricht die Tukey-Funktion einer Rechteckfunktion, für $\alpha = 1$ geht sie in die Hanning-Funktion über. Die folgende Abbildung 6.13 zeigt den Verlauf der dreidimensionalen Tukey-Funktion mit verschiedenen Gewichtungsfaktoren.

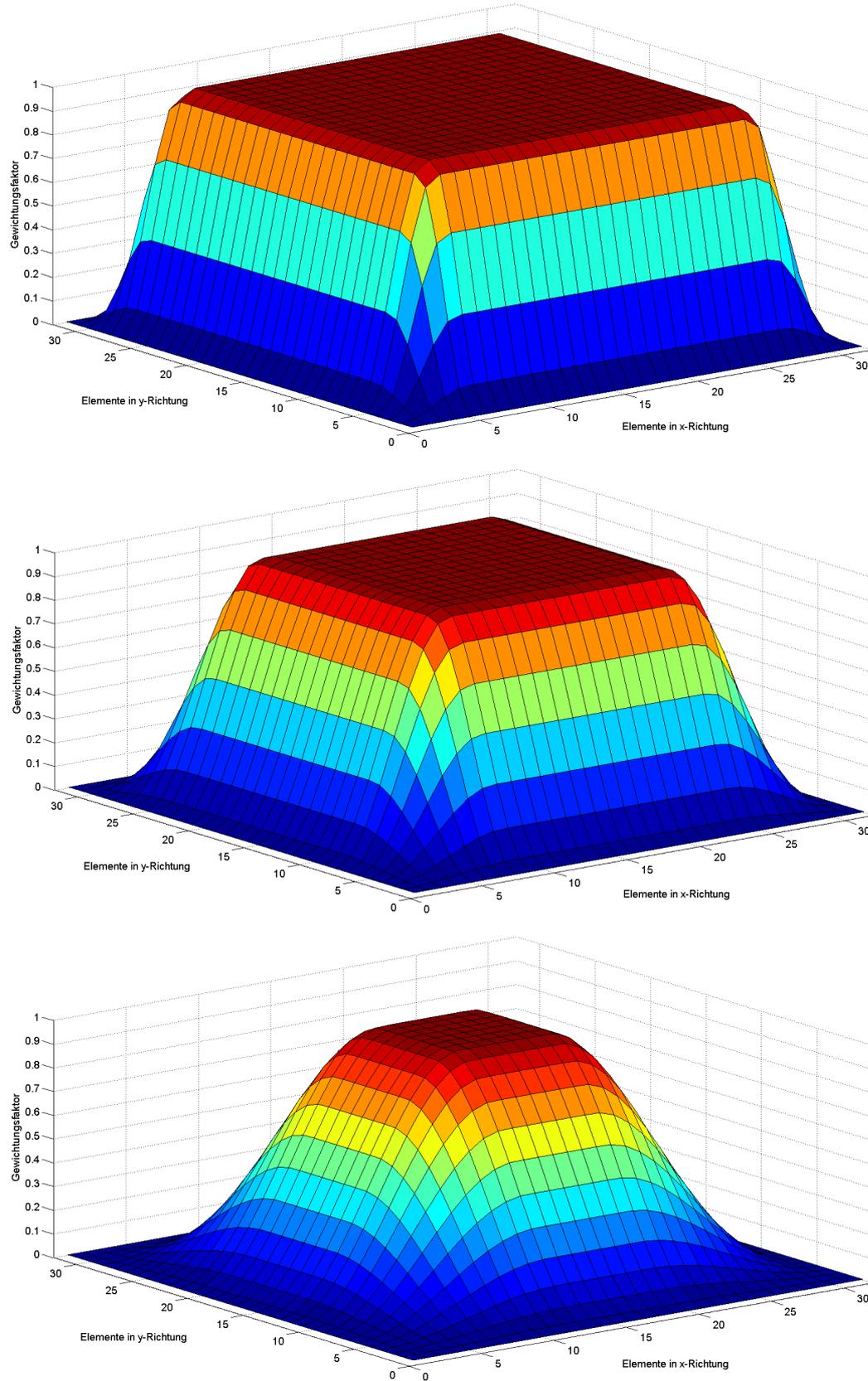


Abb. 6.13. Tukey-Apodisierungsfunktion mit Faktor 0,3 (oben), mit Faktor 0,5 (Mitte) und mit Faktor 0,8 (unten).

Mit Hilfe dieser Sendeapodisierung lassen sich die nachlaufenden Schallwellen unterdrücken und insbesondere im Bereich der akustischen Achse eliminieren. Die folgende Abbildung 6.14 zeigt die Wellenfronten der gewählten Antennenkonfiguration bei Verwendung verschieden starker Sendeapodisierungen.

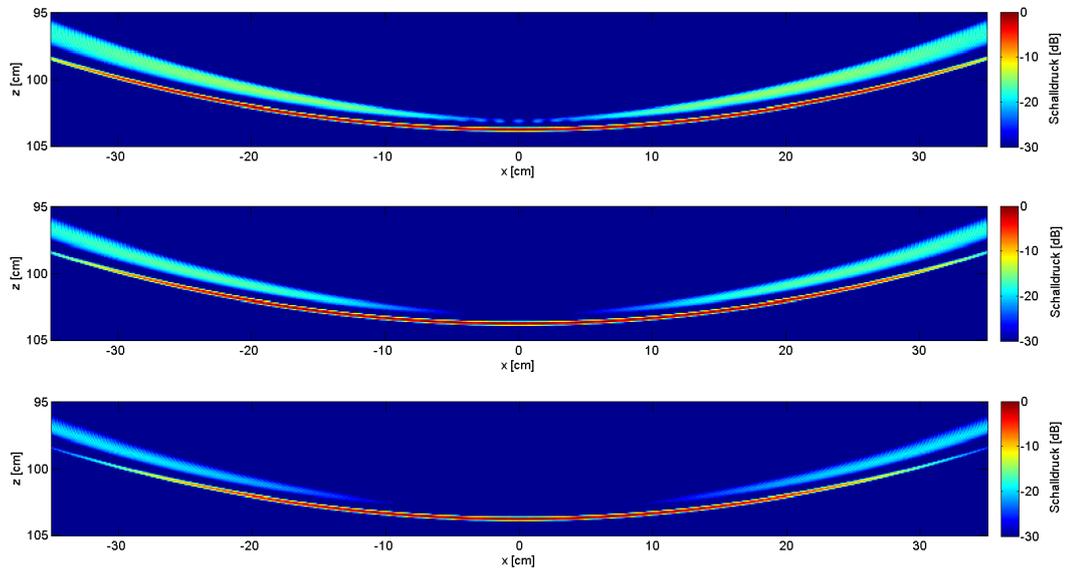


Abb. 6.14. Wellenfronten bei verschieden starken Sendeapodisierungen (oben: 0,3 - Mitte: 0,5 - unten: 0,8).

Mit DREAM lassen sich auch virtuelle Hydrophone in das beschallte Volumen setzen und so die Schallsignale an den jeweiligen Orten aufzeichnen. Hierdurch kann die Abnahme der Signalamplitude der nachlaufenden Welle in Abhängigkeit der verwendeten Sendeapodisierung beobachtet werden. Die folgende Abbildung 6.15 zeigt die aufgezeichneten Schallsignale am Ort $(-15\text{ cm}/100\text{ cm})$ in den oben dargestellten Schallfeldern.

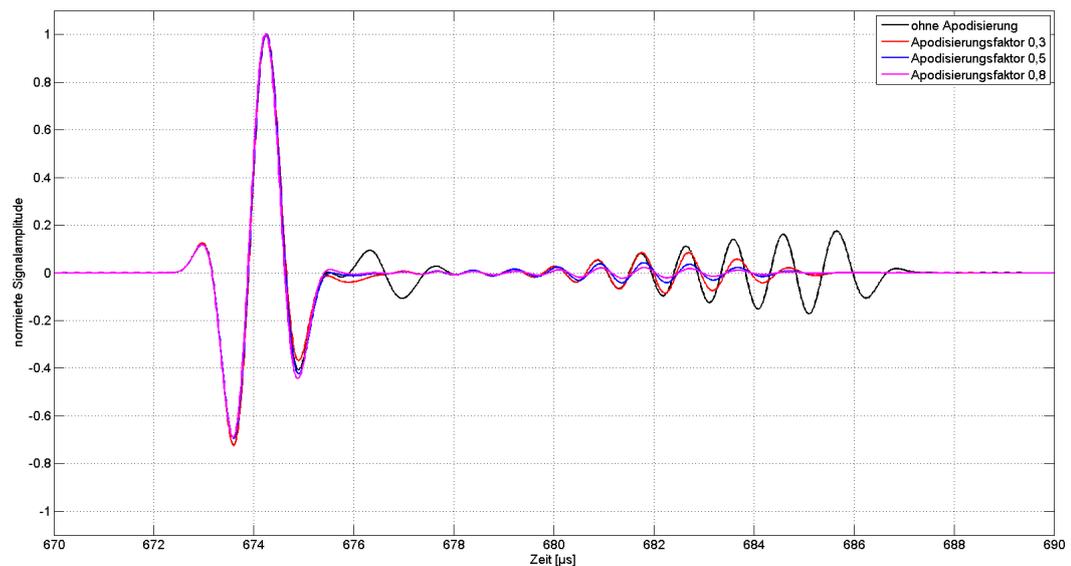


Abb. 6.15. Aufgezeichnete Schallsignale am Ort $(-15\text{ cm}/100\text{ cm})$ bei verschiedenen Apodisierungen.

Die Abschwächung der nachkommenden Signale mit zunehmender Apodisierungsstärke lässt sich gut erkennen. Wie bereits in Abschnitt 5.5 beschrieben, führt die Verwendung einer Sendeapodisierung jedoch auch zu einer Verringerung des Schallöffnungswinkels der Antenne. Mit zunehmender Apodisierungsstärke nimmt der Schallöffnungswinkel ab. Die folgende Abbildung 6.16 zeigt den azimuthalen Verlauf der Schalldruckverteilung der Antenne im Abstand von 5 m unter Verwendung verschieden starker Sendeapodisierungen. Dieser Zusammenhang zwingt zu einem Kompromiss zwischen der Unterdrückung von Bildartefakten durch nachlaufende Wellen einerseits und der Ausleuchtung eines möglichst großen Bildsektors andererseits.

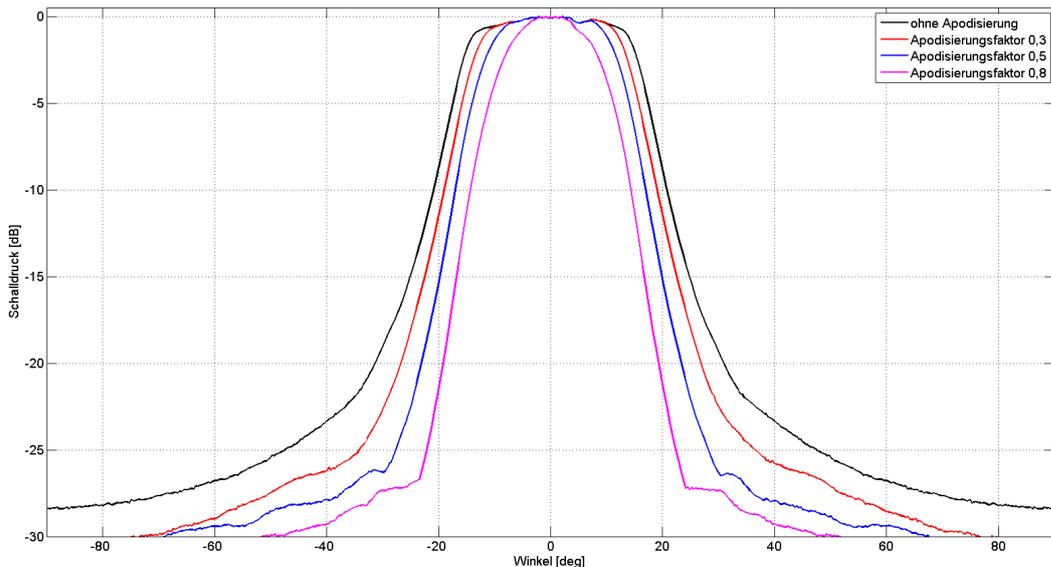


Abb. 6.16. Azimutale Schalldruckverteilung bei verschieden starken Sendeapodisierungen im Abstand von 5 m.

Die Tabelle 6.3 gibt die erreichten -3 dB Schallöffnungswinkel in Abhängigkeit der benutzten Sendeapodisierung an. Defokussiert wurde jeweils mit einem virtuellen Fokusabstand von 130 mm.

Apodisierungsfaktor	ohne Apodisierung	0,3	0,5	0,8
-3 dB Schallöffnungswinkel	32,93°	28,39°	24,70°	18,46°

Tabelle 6.3. Schallöffnungswinkel bei Verwendung verschiedener Sendeapodisierungen

6.2 Rekonstruktionssimulationen

Neben den obigen Schallfeldsimulationen wurden auch solche Simulationen durchgeführt, welche den gesamten Signalverarbeitungspfad von der elektrischen Ansteuerung der Antennenelemente über das Empfangen der reflektierten Echosignale bis hin zur Rekonstruktion des beschallten Volumens abbilden. Nur mit Hilfe solcher Simulationen lassen sich die räumlichen Auflösungsfähigkeiten im Vorhinein realistisch abschätzen, denn hierbei geht der verwendete Rekonstruktionsalgorithmus in entscheidender Weise ein. Zudem können hiermit auch Einflussfaktoren wie Übertragungsbandbreite oder Signalrauschen direkt mit ihren Auswirkungen auf die Bildqualität untersucht und bewertet werden.

6.2.1 Räumliche Auflösung

Zur Untersuchung des räumlichen Auflösungsvermögens des geplanten Systems wurde eine Matlab-Routine erstellt, welche die gewählte Antennenkonfiguration aus 32×32 Elementen mit einem Antennen-Pitch von 3 mm erstellt. Diese Elemente können nun mit verschiedenen elektrischen Signalverläufen zu jeweils frei wählbaren Zeitpunkten angesteuert werden. Die Berücksichtigung der Übertragungsbandbreite der einzelnen Antennenelemente bei der Wandlung zwischen elektrischen und akustischen Signalen geschieht mittels einer Bandpassfilterung mit entsprechender Bandbreite. Eine frei im Raum platzierbare Anzahl an Punktstreuern reflektiert die abgestrahlten Schallsignale und wirft sie zur Apertur zurück. Dort treffen sie an den einzelnen Antennenelementen zu unterschiedlichen Zeitpunkten auf. Mit Hilfe des in Abschnitt 5.2 beschriebenen Rekonstruktionsverfahrens wird anschließend ein dreidimensionales Abbild des beschallten Raums errechnet. Neben dieser selbstimplementierten Routine wurde auch das Matlab-basierte Programm FIELD 2 für Simulationen zum Abbildungsvermögen der gewählten Antennenkonfiguration genutzt [61][62][63]. Die entstandenen Simulationsergebnisse hinsichtlich der Auflösungsfähigkeit waren hierbei nahezu identisch. Wie in Abschnitt 3.1.1 dargelegt, erfolgt die Quantifizierung der axialen und lateralen Auflösung anhand der -6 dB Grenzen der zugehörigen Point Spread Function PSF. Die folgende Abbildung 6.17 zeigt das Rekonstruktionsergebnis eines Punktreflectors im Abstand von 1 m zur Apertur auf der akustischen Achse. Die Simulationsparameter und Ergebnisse lassen sich den Tabellen 6.4 bzw. 6.5 entnehmen.

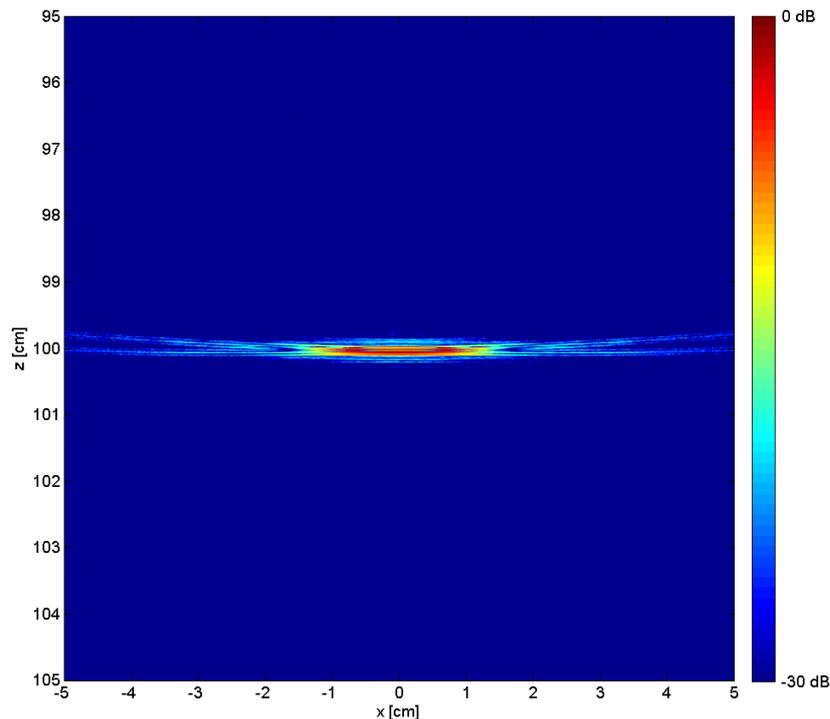


Abb. 6.17. Rekonstruierter Punktrefektor im Abstand von 1 m zur Apertur auf der akustischen Achse.

Die zugehörigen Projektionen in axialer und lateraler Richtung finden sich in Abbildung 6.18 bzw. 6.19.

Antennenelemente	32 x 32
Pitch	3 mm
akustische Mittenfrequenz	1 MHz
räumliche Abtastung des Volumens	0,5 mm
Übertragungsbandbreite der Elemente	750 kHz (75 % der Mittenfrequenz)
Anregung	defokussierte Anregung mit radialer Schallabstrahlung
elektrisches Sendesignal	sinusförmiger Burst mit einer Periode
Phantom	Punktreflektor auf akustischer Achse in 1 m Entfernung von der Apertur

Tabelle 6.4. Simulationsparameter für die Rekonstruktionssimulationen

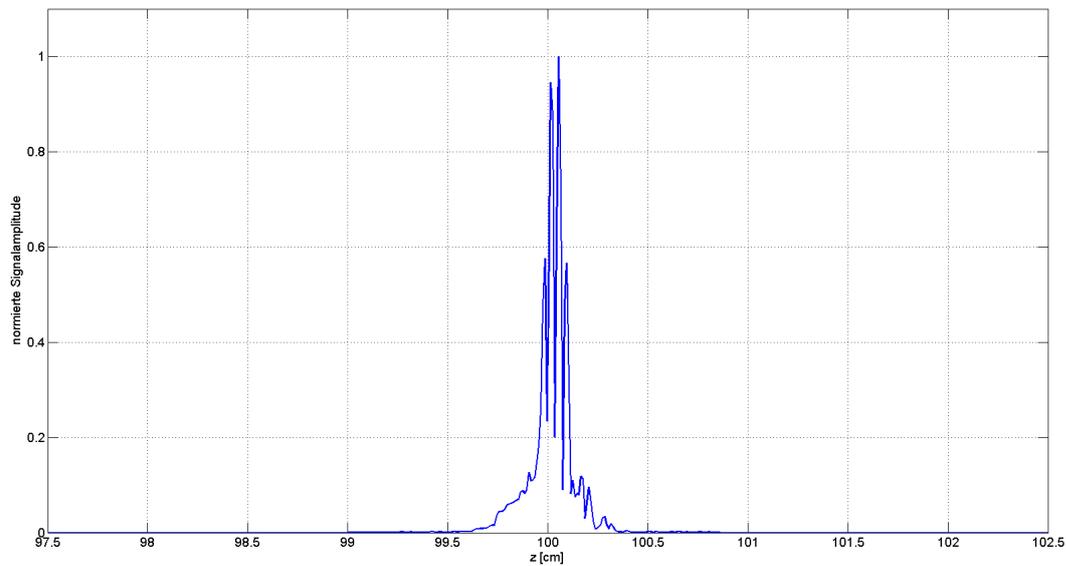


Abb. 6.18. Axiale Projektion der PSF.

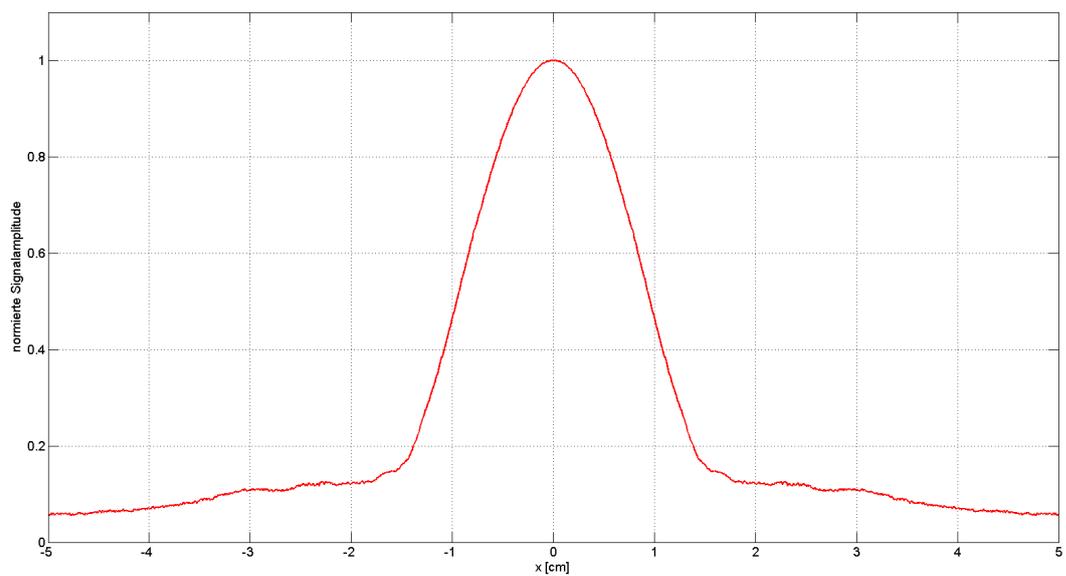


Abb. 6.19. Laterale Projektion der PSF.

-6 dB Breite der axialen Projektion	1,20 mm
-6 dB Breite der lateralen Projektion	19,15 mm

Tabelle 6.5. Erreichte räumliche Auflösungen

Die folgende Abbildung 6.20 zeigt den räumlichen Verlauf der axialen und lateralen Auflösung über das beschaltete Volumen hinweg ohne Verwendung zusätzlicher Rekonstruktionsfilter. Die Darstellung zeigt die x-z-Ebene bei $y = 0$, die dreidimensionalen Darstellungen ergeben sich durch Rotation um die z-Achse.

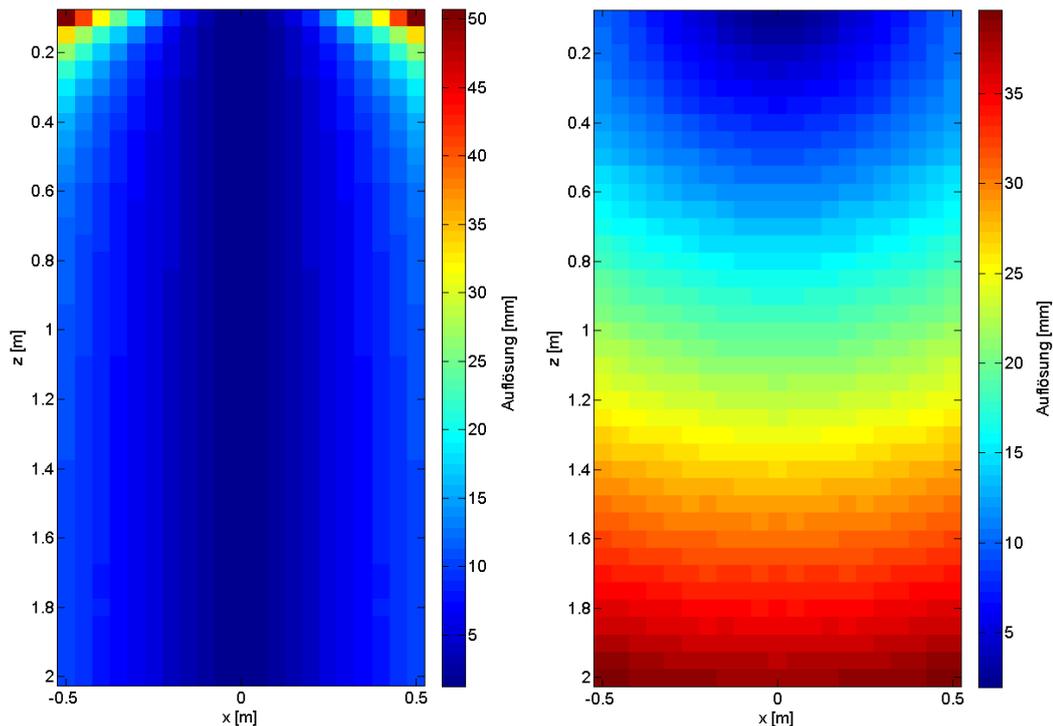


Abb. 6.20. Verlauf der axialen und lateralen Auflösung.

6.2.2 Einfluss verschiedener Parameter auf die Bildqualität

Mit Hilfe der implementierten Matlab-Routine konnten die Einflüsse verschiedener Systemparameter auf die Abbildungsqualität der Kamera evaluiert werden. Ein wichtiger Faktor für die Leistungsfähigkeit der Antenne bildet neben der Sensitivität beim Senden und Empfangen auch die Übertragungsbandbreite der einzelnen Antennenelemente. Während die Sensitivität über den Bildkontrast und die Reichweite der Antenne entscheidet, hängt insbesondere die axiale Auflösungsfähigkeit des Systems stark von der Übertragungsbandbreite ab. Die folgenden Abbildungen 6.21 und 6.22 zeigen die Verläufe von axialer und lateraler Auflösung über der Bandbreite der Antenne. Es lässt sich feststellen, dass sich die axiale Auflösung mit steigender Bandbreite erhöht, während sich die laterale Auflösung mit zunehmender Bandbreite verschlechtert. Allerdings sind die Auswirkungen auf das axiale Auflösungsvermögen weitaus signifikanter als beim lateralen Auflösungsvermögen, was die Skalierung der Graphen deutlich macht.

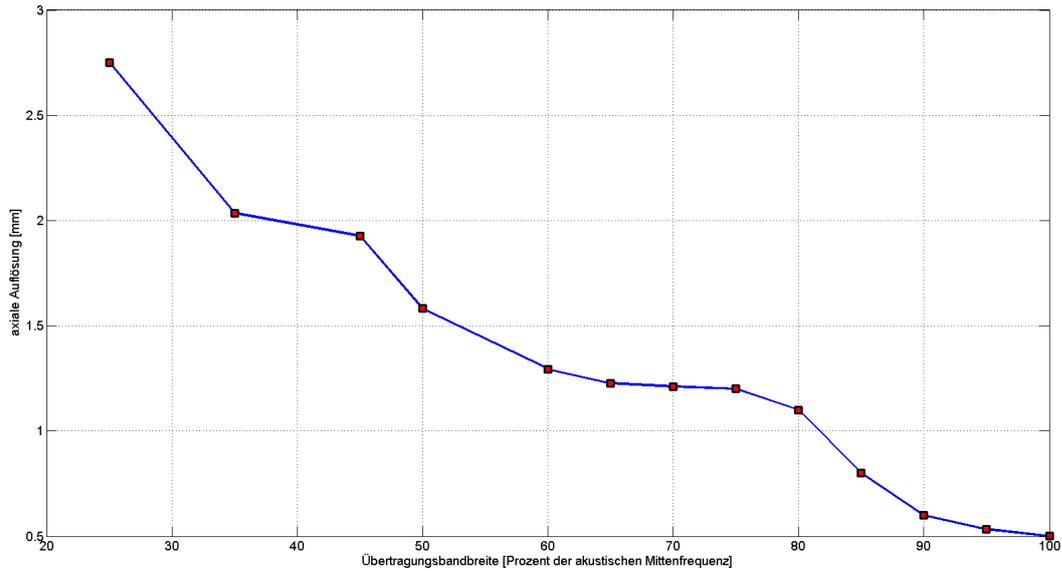


Abb. 6.21. Axiale Auflösung der gewählten Antenne im Punkt (0/1) bei verschiedenen Bandbreiten.

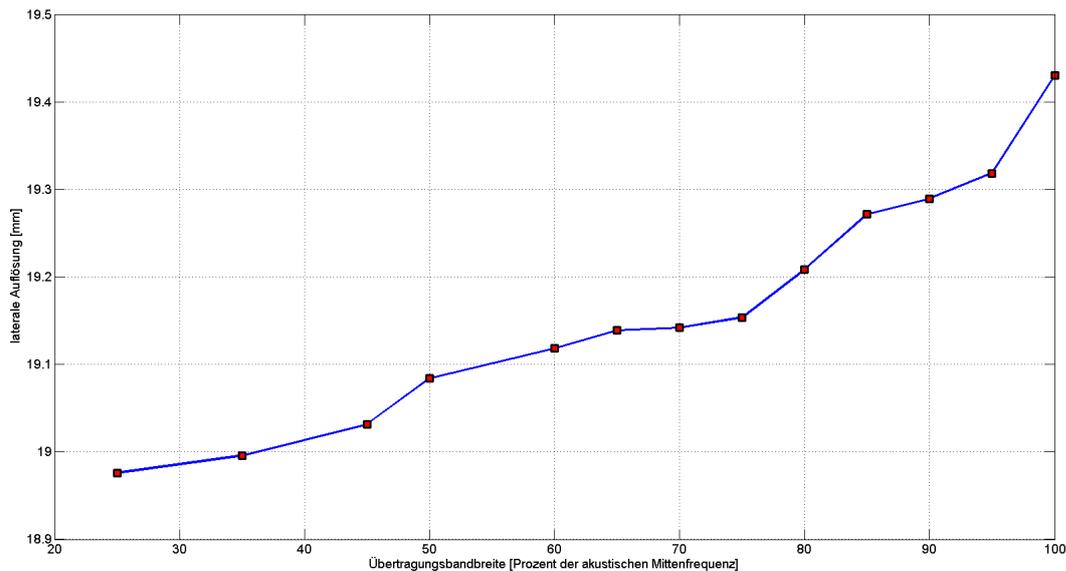


Abb. 6.22. Laterale Auflösung der gewählten Antenne im Punkt (0/1) bei verschiedenen Bandbreiten.

Ein weiterer Aspekt, dessen Auswirkungen auf die Bildqualität untersucht wurden, ist das Signalrauschen im Verhältnis zur maximalen Signalamplitude. Die folgende Abbildung 6.23 zeigt einen rekonstruierten Punktstreuer unter Zugabe verschieden starker Rauschpegel auf die Empfangssignale. Die Simulationen zeigen, dass durch das Rauschen die axialen und lateralen Auflösungswerte nicht signifikant verändert werden. Der Bildkontrast nimmt jedoch mit steigendem Rauschpegel deutlich ab.

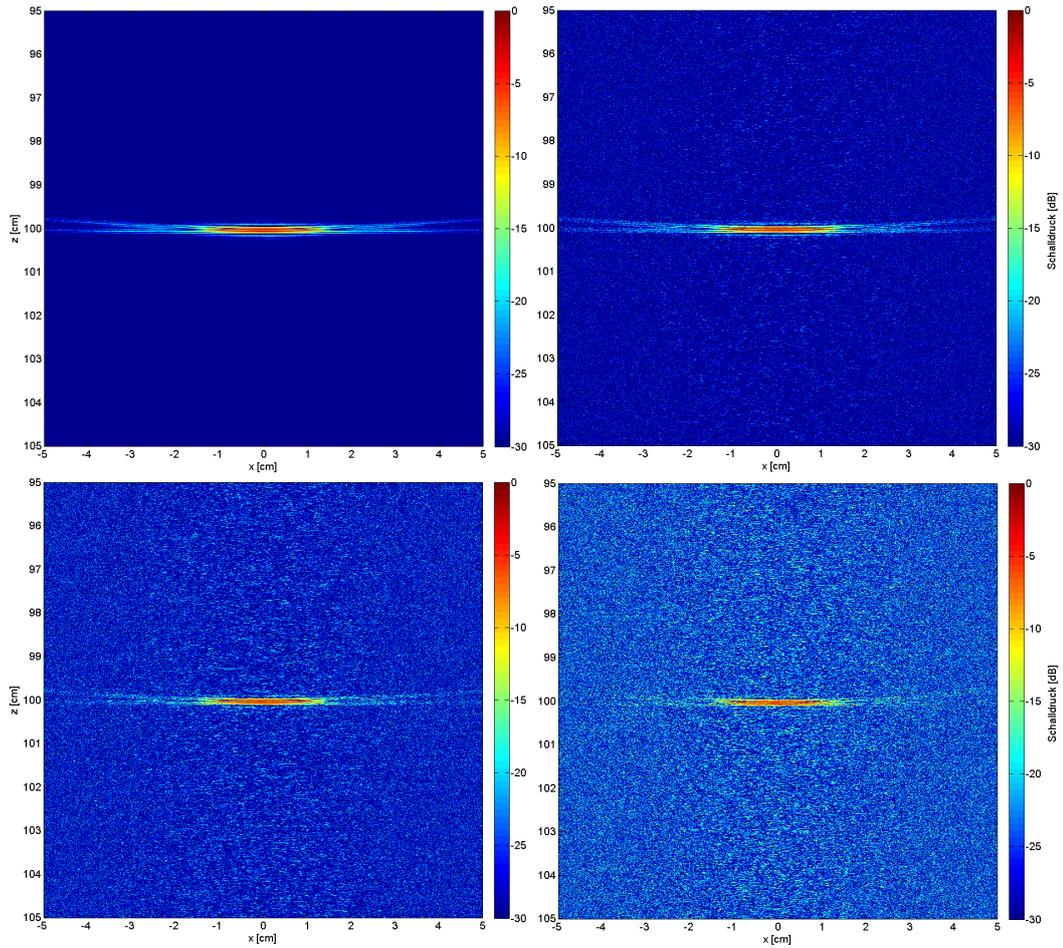


Abb. 6.23. Rekonstruierter Punktrefektor bei 10 % (links oben), 30 % (rechts oben), 50 % (links unten) und 80 % (rechts unten) Signalrauschen.

Auch die Länge der verwendeten akustischen Signale hat einen merklichen Einfluss auf die Abbildungsqualität der Kamera. Zwar besitzen längere Sendesignale einen höheren Energieinhalt und ermöglichen dadurch größere Abbildungsreichweiten (vergleiche Abschnitt 3.1.3), jedoch führen sie auch zu einer signifikanten Verschlechterung des axialen Auflösungsvermögens. Die folgende Abbildung 6.24 zeigt das Rekonstruktionsergebnis bei Verwendung eines sinusförmigen Sendesignals mit einer Länge von $10\ \mu\text{s}$. Während die laterale Auflösung von der Signallänge unberührt bleibt, vergrößert sich die axiale Ausdehnung des rekonstruierten Punktes analog zur Signallänge. Im dargestellten Fall auf etwa 10 mm.

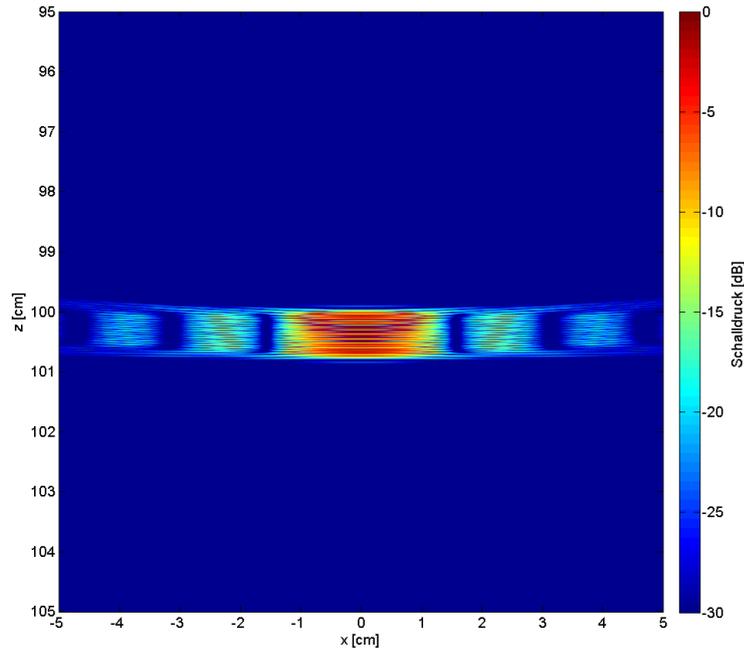


Abb. 6.24. PSF bei Burst 10 mit $10\ \mu s$ Länge.

Eine bereits in Abschnitt 5.4 angesprochene Möglichkeit zur Verwendung längerer Sendesignale ohne den Nachteil einer verschlechterten axialen Auflösungsfähigkeit bietet die Verwendung frequenzveränderlicher Sendesignale in Verbindung mit einer Optimalfilterung im Empfang. Die folgende Abbildung 6.25 zeigt das Rekonstruktionsergebnis desselben Punktrefektors bei Verwendung eines Chirp-Signals mit einer Startfrequenz von 500 kHz, einer Endfrequenz von 1,5 MHz und einer zeitlichen Länge von $50\ \mu s$.

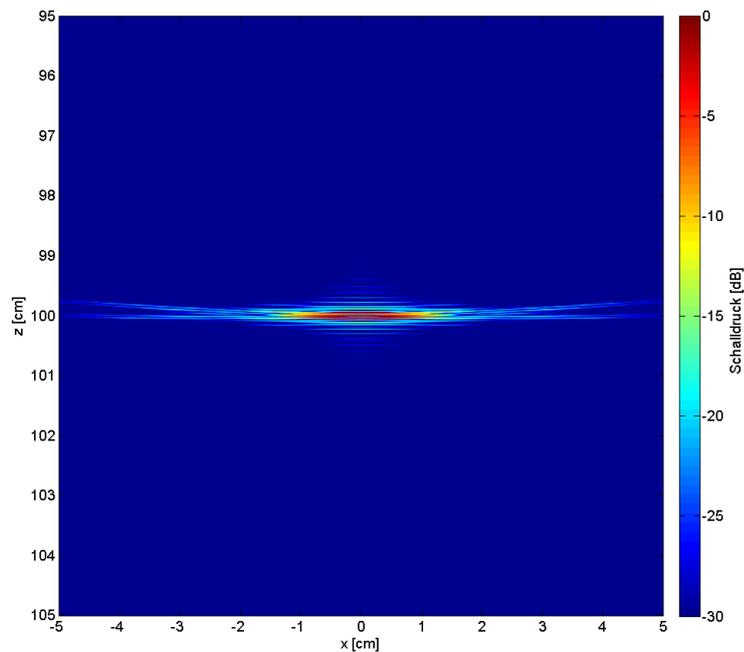


Abb. 6.25. PSF bei Verwendung eines Chirp-Signals der Länge $50\ \mu s$ mit Nutzung eines Optimalfilters.

Es zeigt sich, dass die erreichten Auflösungswerte in diesem Fall unabhängig von der zeitlichen Ausdehnung des frequenzveränderlichen Signals sind. Sie liegen konstant bei axial 0,85 mm und lateral 18,759 mm. Die Übertragungsbandbreite der Ultraschallantenne betrug in dieser Simulation 850 kHz, das heißt 85 % der akustischen Mittenfrequenz.

6.2.3 Rekonstruktionsartefakte

An dieser Stelle werden die Bildartefakte dargestellt, welche sich zum einen durch die nachlaufenden Schallwellen beim defokussierten Senden ergeben (vergleiche Abschnitt 5.3) und zum anderen mit dem verwendeten Rekonstruktionsalgorithmus gemäß den Überlegungen aus Abschnitt 5.5 zusammenhängen. Für die Darstellung der Auswirkungen der Trailing Waves auf die Rekonstruktionsergebnisse wurde das Programm FIELD 2 verwendet. Dies erlaubt eine gesamtheitliche Simulation unter Berücksichtigung des Überlagerungsverhaltens der Schallwellen im Sichtfeld der Antenne. Die folgende Abbildung 6.26 zeigt die Artefakte bei der Rekonstruktion eines Punktreflektors unter Verwendung der Parameter aus Tabelle 6.4 mit einer defokussierenden Anregung mit einem virtuellen Fokusabstand von 130 mm. Die räumliche Abtastung des rekonstruierten Volumens wurde hier aufgrund der Simulationsdauer auf 1 mm gesetzt. Die entstehenden Mehrfachstrukturen durch die zusätzlichen Reflektionen der nachlaufenden Schallwellen am Punktstreuer sind gut zu erkennen.

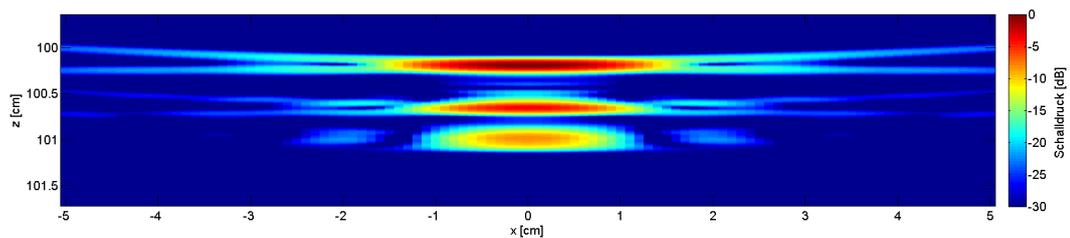


Abb. 6.26. Bildartefakte durch Trailing Waves.

Wie in Abschnitt 5.5 beschrieben, lassen sich die nachlaufenden Schallwellen - und damit auch die von ihnen verursachten Bildartefakte - mit Hilfe einer Sendeapodisierung unterdrücken. Die folgende Abbildung 6.27 zeigt die Auswirkungen verschieden starker Sendeapodisierungen mit einem dreidimensionalen Tukey-Fenster auf das Rekonstruktionsergebnis. Mit zunehmender Apodisierungsstärke werden die Artefakte stetig weiter unterdrückt. Die damit einhergehenden Einschränkungen des Schallöffnungswinkels wurden bereits in Abschnitt 6.1.2 thematisiert.

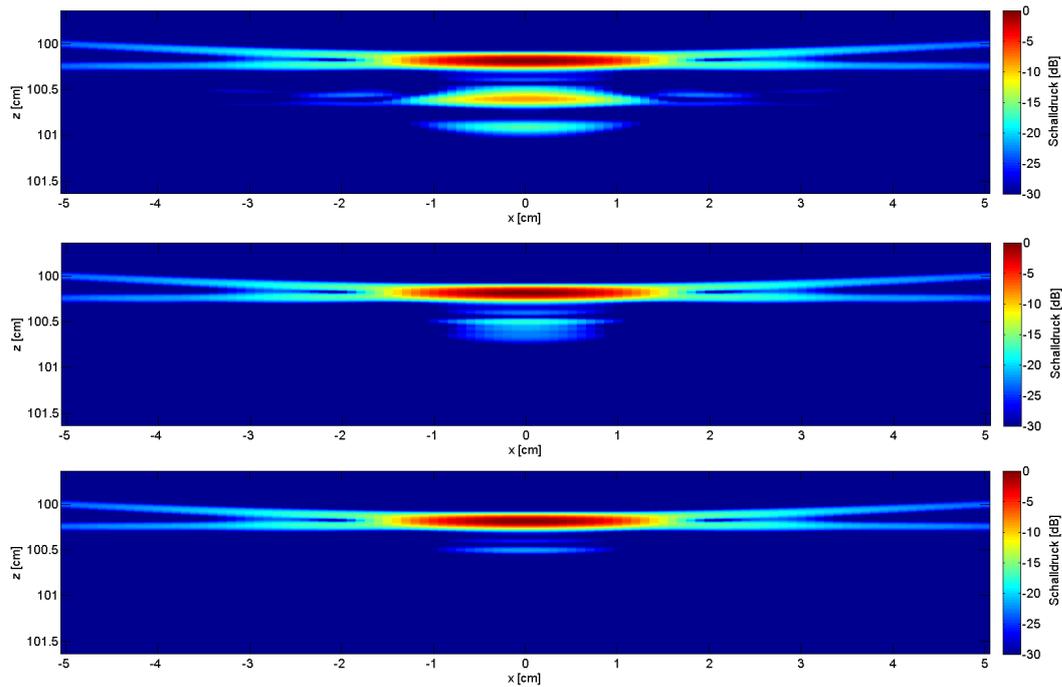


Abb. 6.27. Unterdrückung der Trailing Wave Artefakte durch Sendeapodisierungen mit verschiedenen Gewichtungsfaktoren (oben: 0,1 - Mitte: 0,3 - unten: 0,5).

Zum Schluss des Abschnitts 6.2 werden nun die Auswirkungen der in Abschnitt 5.3 beschriebenen Rekonstruktionsfilter dargestellt. Die Simulationsbedingungen aus Tabelle 6.4 wurden hierfür verwendet. Zusätzlich wurde ein Signalrauschen mit einer Höhe von 30% der Signalamplitude hinzugefügt. Abbildung 6.28 zeigt die Ergebnisse der Bildrekonstruktionen unter Verwendung der verschiedenen Filteralgorithmen. Es lässt sich erkennen, dass durch alle Filter das Rauschen merkbar unterdrückt wird. Darüber hinaus führen die verschiedenen Filter zu unterschiedlichen räumlichen Ausdehnungen der rekonstruierten Struktur. Bei der Rekonstruktion mit dem Symmetrie-Filter lässt sich am linken und rechten Bildrand ein Übergang im Bildrauschen erkennen. Dies spiegelt die Einschränkung dieses Filters wider, nur auf Bildpunkte anwendbar zu sein, welche lotrecht unter der Apertur liegen.

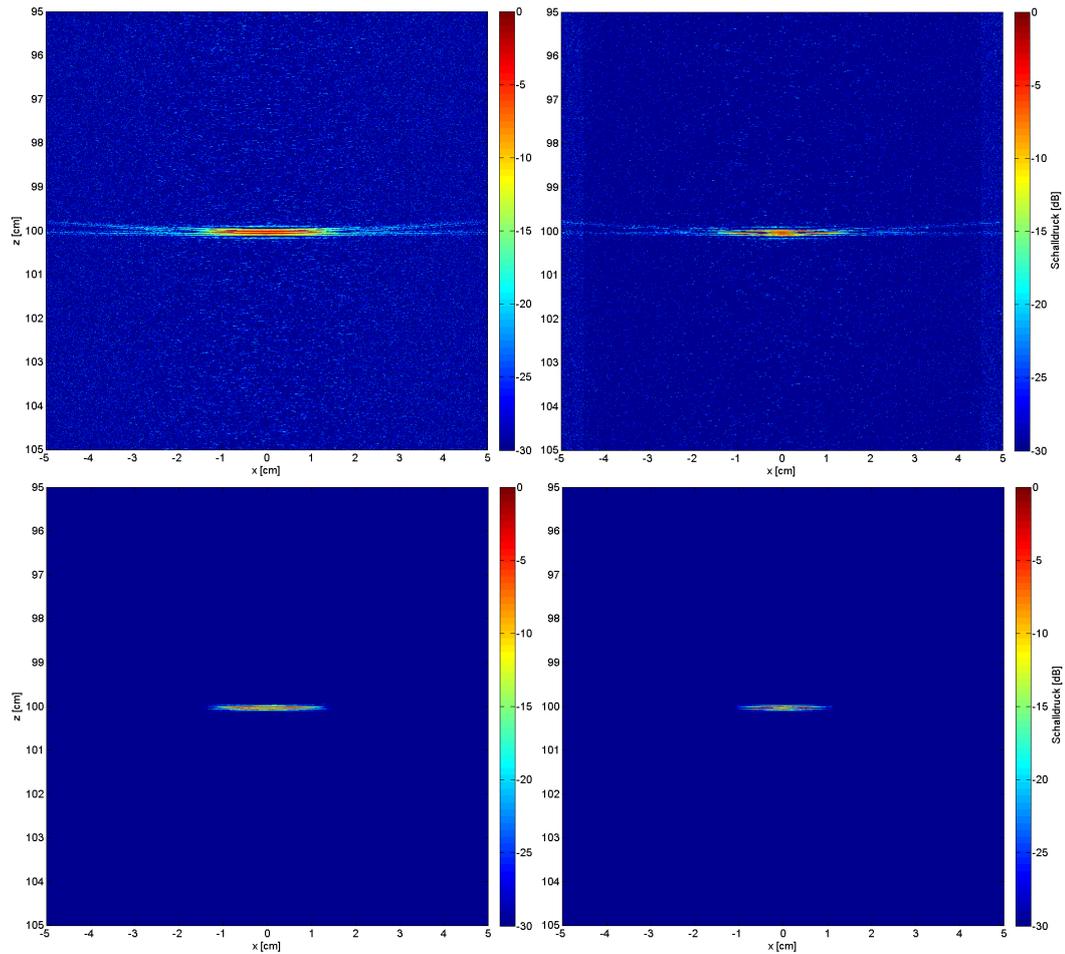


Abb. 6.28. Einfluss der verschiedenen Rekonstruktionsfilter auf die Bildqualität. Oben links: ohne Filter, oben rechts: mit Symmetrie-Filter, unten links: mit Kohärenz-Filter, unten rechts: mit Stochastik-Filter.

Die mit den jeweiligen Algorithmen erreichten Auflösungsfähigkeiten finden sich zusammengefasst in Tabelle 6.6.

	axiale Auflösung [mm]	laterale Auflösung [mm]
ohne Filter	1,20	19,15
Symmetrie-Filter (gemäß Formel 5.9)	1,10	16,81
Kohärenz-Filter (gemäß Formel 5.10)	0,50	15,26
Stochastik-Filter (gemäß Formel 5.13)	0,50	9,86

Tabelle 6.6. Simulationsergebnisse bei Verwendung verschiedener Rekonstruktionsfilter

6.3 Materialsimulationen

Neben den Simulationen zur räumlichen Schalldruckverteilung sowie zu den Abbildungseigenschaften der Antennenkonfiguration wurden weitere Simulationen durchgeführt, welche zur Findung geeigneter Materialkombinationen für die geplante Anwendung beitragen. Mit Hilfe der kommerziellen

Software PiezoCAD [64] lassen sich Ultraschallwandler aus unterschiedlichen Materialschichtungen hinsichtlich ihrer elektroakustischen Eigenschaften untersuchen. Hierbei können insbesondere die erreichbaren Übertragungsbandbreiten und Sensitivitäten zumindest relativ zueinander abgeschätzt werden und dadurch die am besten für die Anwendung geeigneten Aufbaukonzepte gefunden werden. Die Software ist insbesondere für die Simulation von piezokeramischen Werkstoffen als aktive Wandlermaterialien ausgelegt und berechnet das akustische Verhalten der Werkstoffe aufgrund verschiedener Materialparameter wie etwa Schallgeschwindigkeit, Dichte und Kopplungsfaktor. In der vorliegenden Arbeit wurden sieben verschiedene Piezokeramiken des Herstellers *Noliac* bezüglich ihrer elektroakustischen Leistungsfähigkeit vergleichend simuliert. Zu allen simulierten Wandlern wurden auch experimentelle Testmuster aufgebaut, um die Simulationsergebnisse am Modell validieren zu können. Die Tabellen 6.7 und 6.8 geben die Keramiktypen und deren für die Simulation verwendeten elektromechanischen Kenngrößen an. Da die Materialdaten im Datenblatt oft signifikant von den realen Materialparametern abweichen, wurden die für die Simulation benutzten Daten an Materialproben gemessen, welche auch später für den Aufbau der Testmuster verwendet wurden.

Material	NCE40	NCE41	NCE51	NCE53
longitudinale Schallgeschwindigkeit [m/s]	4617,40	4761,28	4491,04	4595,74
Dichte [kg/m^3]	7595,97	7882,44	7615,46	7592,58
Dielektrizitätskonstante	578,22	722,49	868,85	865,68
Kopplungsfaktor	0,40279678	0,51580003	0,43539176	0,55598765
dielektrischer Verlustfaktor	0,0018	0,0034	0,0162	0,0116
mechanischer Verlustfaktor	0,00139276	0,00071378	0,01265823	0,00943396

Tabelle 6.7. Elektroakustische Kennzahlen der simulierten Keramiktypen (1)

Material	NCE55	NCE56	NCE80
longitudinale Schallgeschwindigkeit [m/s]	4392,80	4382,03	4605,46
Dichte [kg/m^3]	7875,86	7462,83	7752,07
Dielektrizitätskonstante	2143,53	1105,53	586,04
Kopplungsfaktor	0,42333564	0,43663932	0,53750285
dielektrischer Verlustfaktor	0,0186	0,0164	0,0012
mechanischer Verlustfaktor	0,01428571	0,01265823	0,00098522

Tabelle 6.8. Elektroakustische Kennzahlen der simulierten Keramiktypen (2)

Bei den Materialien NCE40 und NCE41 handelt es sich um hartdotierte Keramiken mit niedrigen Verlustfaktoren für Anwendungen im Bereich des Leistungsschalls. Sie können über längere Zeiträume mit hohen Signalamplituden betrieben werden, ohne sich kritisch (gemessen an ihrer Curie-Temperatur) zu erhitzen. Für besonders hohe Anregungsspannungen eignet sich insbesondere auch der hartdotierte Keramiktyp NCE80, welcher ebenfalls im Bereich des Leistungsschalls Anwendung findet. Die weichdotierten Materialien NCE51 und NCE53 sind insbesondere für Aktorik-Anwendungen bei geringeren Leistungen entwickelt. NCE53 besitzt eine höhere Temperaturstabilität als NCE51. Die weichdotierten Keramiktypen NCE55 und NCE56 wurden auf hohe Sensitivitäten hin ausgelegt und besitzen eine niedrigere Temperaturstabilität als die hartdotierten Keramiken. Sie sind insbesondere für Sensorik-Anwendungen bei moderaten Einsatztemperaturen geeignet [37]. Die verschiedenen Materialtypen wurden mit demselben Backing und jeweils zwei Anpassungsschichten (APS) simuliert. Als Backing wurde ein niederimpedantes Material auf Polyurethanbasis verwendet. Die Tabelle 6.9 gibt die für die Simulation verwendeten Eigenschaften des Backing-Materials an.

Dichte [$\frac{kg}{m^3}$]	longitudinale Schallgeschwindigkeit [$\frac{m}{s}$]	akustische Impedanz [MRayl]	Dämpfung [$\frac{dB}{cm \cdot MHz}$]
494	1561	0,771	20,3

Tabelle 6.9. Akustische Werte des verwendeten Backing-Materials.

Die Berechnung der APS erfolgte gemäß dem KLM-Modell (siehe Gleichungen 3.27 und 3.28 aus Abschnitt 3.1.5.2) aus den akustischen Impedanzen der jeweiligen Keramiktypen sowie des Ausbreitungsmediums (hier: Wasser mit $Z_{Wasser} = 1,5$ MRayl). Tabelle 6.10 gibt die akustischen Impedanzen der Keramiken sowie die der berechneten APS an, wobei gemäß Abbildung 3.21 die erste APS diejenige ist, welche direkt an das aktive Material angrenzt.

Material	akustische Impedanz der Keramik [MRayl]	akustische Impedanz der ersten APS [MRayl]	akustische Impedanz der zweiten APS [MRayl]
NCE40	35,07	9,08	2,35
NCE41	37,53	9,44	2,38
NCE51	34,20	8,95	2,34
NCE53	34,89	9,06	2,35
NCE55	34,60	9,01	2,35
NCE56	32,70	8,73	2,33
NCE80	35,70	9,18	2,36
	arithm. Mittelwert	9,11	2,35

Tabelle 6.10. Akustische Impedanzen der simulierten Keramiktypen bei longitudinaler Schallausbreitung.

Gemäß den Ausführungen aus Abschnitt 3.1.5.2 kommt als Material für die erste APS lediglich ein Trägermaterial infrage, welches mit Metallpulver gefüllt ist, um die erforderliche akustische Impedanz zu erreichen. Die Erfahrungen der Arbeitsgruppe haben gezeigt, dass die gemessenen akustischen Impedanzen der hergestellten Materialmischungen stets gewissen Schwankungen unterliegen, sodass es an dieser Stelle zweckmäßig erscheint, für jeden simulierten Wandler dieselbe Materialmischung als erste APS zu verwenden. Dies stellt auch einen großen Vorteil hinsichtlich der aufgebauten Testwandler dar, welche zur Validierung der Simulationsergebnisse vermessen wurden (siehe Abschnitt 7.1). Zur Herstellung der Materialmischung für die erste APS wurde der arithmetische Mittelwert der errechneten Impedanzen $\bar{Z} = 9,11$ MRayl verwendet. Ebenso wurde für die zweite APS für alle simulierten und aufgebauten Wandler ein Material auf Polystyrene-Basis verwendet, welches den errechneten akustischen Impedanzen sehr nahe kommt. Die Materialien aus Tabelle 6.11 wurden als APS für die Simulation und den Aufbau der Testwandler verwendet.

Material	Dichte [$\frac{kg}{m^3}$]	longitudinale Schallgeschwindigkeit [$\frac{m}{s}$]	akustische Impedanz [MRayl]	Dämpfung [$\frac{dB}{cm \cdot MHz}$]
APS 1	5812	1567	9,11	12,5
APS 2	1050	2343	2,46	0,45

Tabelle 6.11. Verwendete APS-Materialien.

Da erfahrungsgemäß die Dicken der einzelnen APS einen sehr großen Einfluss auf die elektroakustische Leistungsfähigkeit der Ultraschallwandler haben, wurden diese im Simulationsmodell schrittweise für jeden einzelnen Wandler angepasst, bis hin zu einem Optimum an Sensitivität und Übertragungsbandbreite. Im Simulationsmodell wurde eine Puls-Echo-Messung der einzelnen

Wandler gegen einen virtuellen idealen Reflektor simuliert. Als elektrisches Anregungssignal wurde ein Dirac-Impuls gewählt und das Ausbreitungsmedium wurde als dämpfungsfrei angenommen. Das aufgezeichnete Echosignal wurde hinsichtlich seiner Amplitude und -6 dB Bandbreite ausgewertet, wodurch sich vergleichbare Maßzahlen für die Sensitivitäten und Übertragungsbandbreiten der einzelnen Wandler ergaben. Die Tabelle 6.12 zeigt die Ergebnisse der durchgeführten Simulationen. Aufgrund der geometrischen Abmessungen der verwendeten Materialproben mussten die Testwandler mit einer akustischen Mittenfrequenz von 2 MHz aufgebaut und wegen der Vergleichbarkeit auch simuliert werden. Allerdings stellt dies keine Einschränkung hinsichtlich der Gültigkeit der gewonnenen relativen Simulations- und Messergebnisse dar, da diese auch bei jeder anderen Mittenfrequenz zutreffen. Die simulierten und gemessenen Piezokeramiken besaßen jeweils eine Grundfläche von $10 \times 10 \text{ mm}^2$ und eine Dicke von etwa 1 mm.

Material	akustische Mittenfrequenz f_c [MHz]	Spitzenwert der Signalamplitude [dB rel. $1 \frac{\text{V}}{\text{V}}$]	-6 dB Bandbreite [% von f_c]
NCE40	2,04	-36,11	56,10
NCE41	2,02	-31,94	54,79
NCE51	1,98	-36,32	58,79
NCE55	1,99	-30,92	57,56
NCE56	1,93	-38,10	61,63
NCE80	1,93	-30,10	60,03

Tabelle 6.12. Simulationsergebnisse der verschiedenen Testwandler.

Im Folgenden sind die simulierten Echosignale der verschiedenen Keramiktypen sowie die dazugehörigen Signalspektren dargestellt.

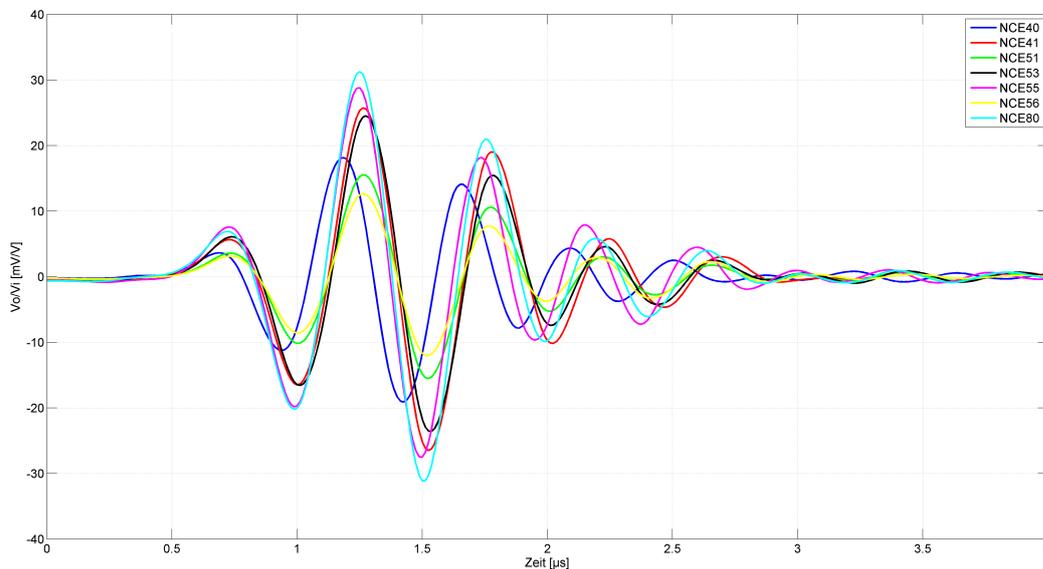


Abb. 6.29. Simulierte Echosignale.

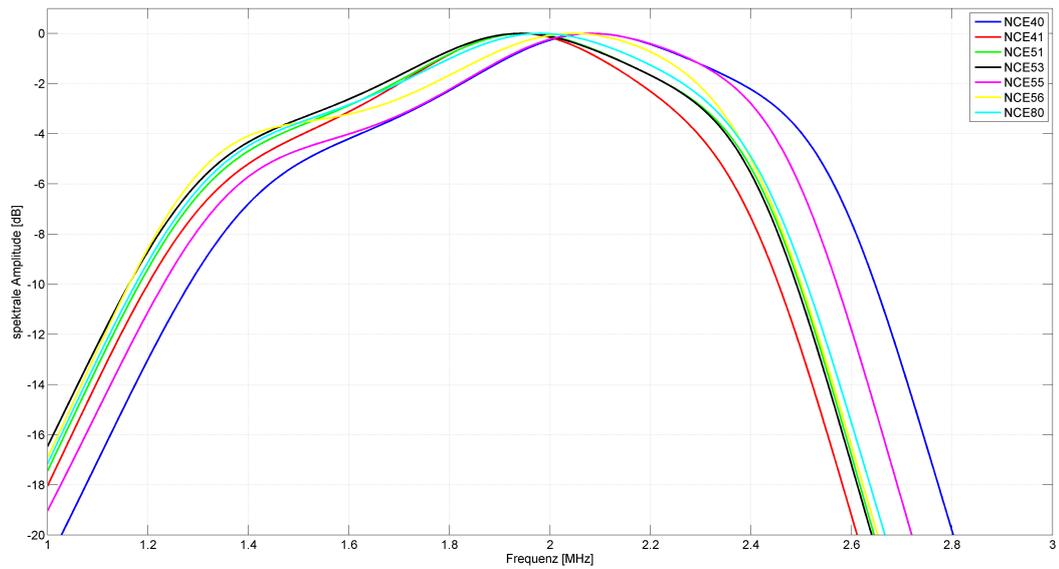


Abb. 6.30. Signalspektren der simulierten Echosignale.

Es lässt sich erkennen, dass die drei Keramiktypen NCE41, NCE55 und NCE80 die höchsten Empfindlichkeiten aufweisen. Die Übertragungsbandbreiten aller simulierten Keramiktypen sind in etwa gleich. NCE56 besitzt mit knapp 62% die höchste Bandbreite. Da sich aus den Simulationen keine eindeutige Aussage ableiten lässt, welche Keramik am geeignetsten für die geplante Anwendung ist, wurden zur Validierung Testwandler aus den untersuchten Keramiken aufgebaut und vergleichend charakterisiert. Die Ergebnisse dieser Messungen, sowie die daraus abgeleiteten Folgerungen finden sich im anschließenden Abschnitt 7. Dieser beschreibt auch den mechanischen Aufbau der Ultraschallantenne des Kamerasystems.

Experimentelle Arbeit

Ultraschallantenne

Die Ultraschallantenne bildet ein zentrales Element für die Leistungsfähigkeit des gesamten Kamerasystems. Sie bestimmt maßgeblich über die Größe des beschallten Bereiches sowie die erzielbare räumliche Auflösungsfähigkeit. Während in den vorangegangenen Abschnitten verschiedene Simulationen durchgeführt wurden, um eine möglichst optimale Auslegung der Antenne zu erreichen, beschreibt dieser Abschnitt die einzelnen Schritte und Herausforderungen beim Aufbau der Antenne.

7.1 Aufbau und Validierung von Testwandlern

Zur Validierung der Materialsimulationen aus Abschnitt 6.3 wurden, wie beschrieben, äquivalente Testwandler aus den verschiedenen Keramiktypen aufgebaut und vergleichend vermessen. Die folgende Abbildung 7.1 zeigt den Aufbau eines solchen Testwandlers bestehend aus einem Backing-Material auf Epoxidbasis, einem aktiven Piezomaterial sowie zwei Anpassungsschichten. Zur Bearbeitung und Handhabbarkeit während der Messung ist der Testwandler auf einer Aufnahmeplatte montiert.

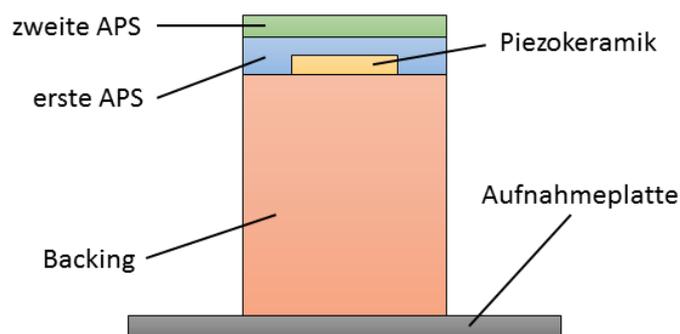


Abb. 7.1. Aufbau eines Testwandlers.

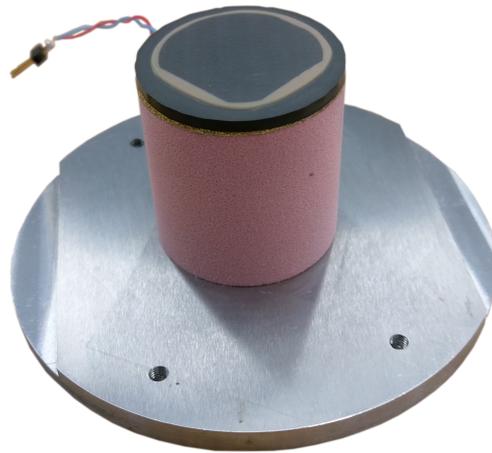


Abb. 7.2. Photographie eines Testwandlers.

Zur Evaluierung der elektroakustischen Eigenschaften wurden die aufgebauten Testwandler im Puls-Echo-Betrieb vermessen. Hierzu wurden die Testwandler in ein Messbecken getaucht und ein Stahlreflektor in einer Entfernung von 30 cm vor der Apertur platziert. Die Testwandler wurden an einen Pulser/Receiver angeschlossen, dessen Ausgangssignal an ein Oszilloskop weitergeleitet wurde. Der Pulser steuert den Testwandler mit einem Dirac-Puls an, woraufhin der Wandler gemäß seiner Übertragungsfunktion ein akustisches Signal emittiert. Dieses wird am Reflektor reflektiert und erneut vom Wandler detektiert, elektroakustisch gewandelt, verstärkt und mittels eines Oszilloskops graphisch dargestellt und ausgewertet. Abbildung 7.3 zeigt schematisch den Messaufbau.

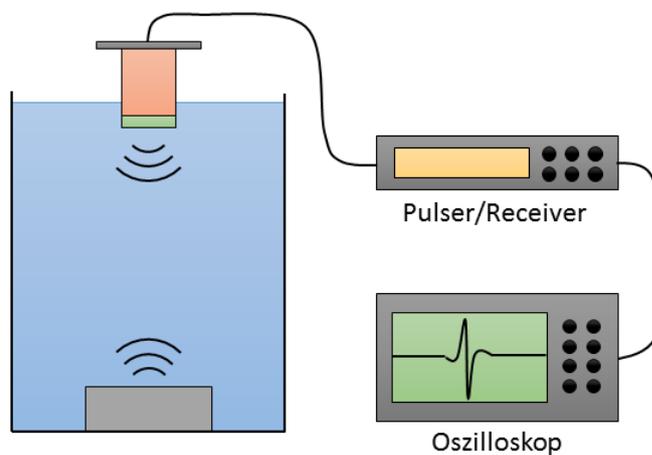


Abb. 7.3. Messaufbau für die Puls-Echo-Messungen.

Die akustische Anpassung der Testwandler soll am Beispiel des Testwandlers NCE40 exemplarisch gezeigt werden. Die errechneten Werte für die Dicken der beiden Anpassungsschichten ergeben sich aus den akustischen Kennzahlen aus Tabelle 6.11 wie folgt. Die akustische Mittenfrequenz des Testwandlers vor der Aufbringung von Anpassungsschichten wurde in einer Puls-Echo-Messung zu

$$f_c = 2,185 \text{ MHz} \quad (7.1)$$

gemessen. In den beiden APS-Materialien entspricht diese Frequenz den folgenden Wellenlängen

$$\lambda_{APS1} = \frac{1567 \text{ m/s}}{2,185 \text{ MHz}} = 7,17 \cdot 10^{-4} \text{ m} \quad (7.2)$$

$$\lambda_{APS2} = \frac{2343 \text{ m/s}}{2,185 \text{ MHz}} = 1,072 \cdot 10^{-4} \text{ m} \quad (7.3)$$

Bei Verwendung von APS mit einer Stärke von jeweils einer Viertel Wellenlänge ergeben sich folgende Werte für die Dicke der APS

$$d_{APS1} = \frac{1}{4} \cdot \lambda_{APS1} = \frac{7,17 \cdot 10^{-4} \text{ m}}{4} = 179 \mu\text{m} \quad (7.4)$$

$$d_{APS2} = \frac{1}{4} \cdot \lambda_{APS2} = \frac{1,072 \cdot 10^{-4} \text{ m}}{4} = 268 \mu\text{m} \quad (7.5)$$

Die folgenden beiden Abbildungen 7.4 und 7.5 zeigen die Verläufe der Signalspektren bei der Anpassung der ersten bzw. zweiten Anpassungsschicht des Testwandlers NCE40. Es zeigt sich, dass die berechneten Werte auch den experimentell gefundenen Dicken der APS im Sinne einer möglichst großen Übertragungsbandbreite entsprechen.

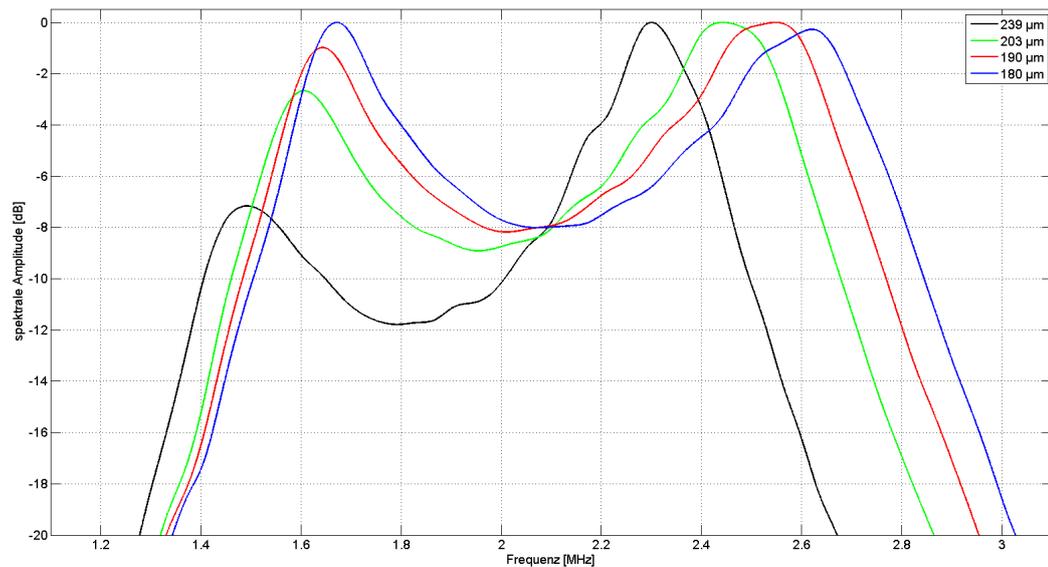


Abb. 7.4. Verlauf der Signalspektren bei der Anpassung der ersten APS.

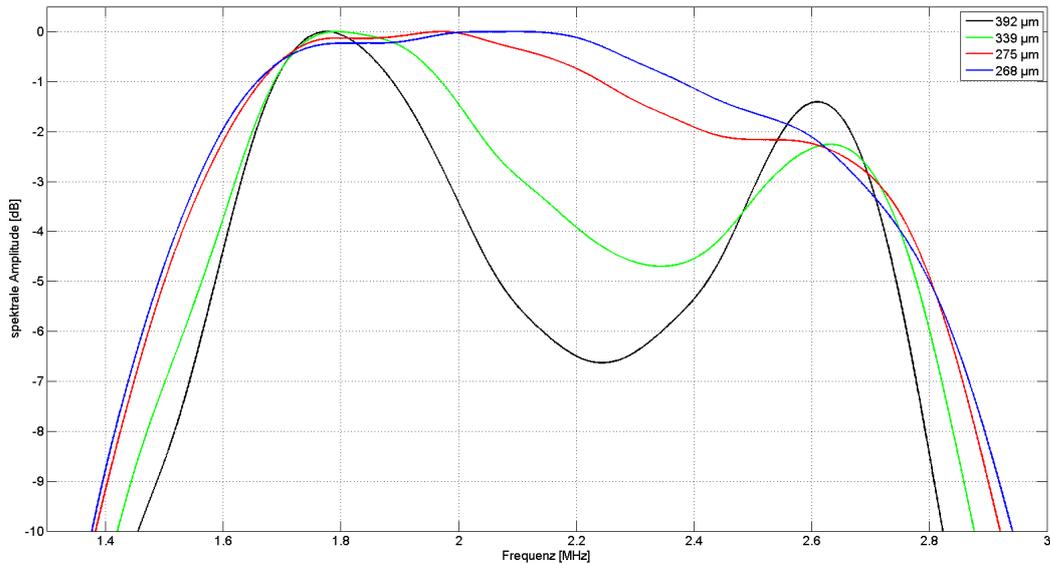


Abb. 7.5. Verlauf der Signalspektren bei der Anpassung der zweiten APS.

Die Tabellen 7.1 und 7.2 geben die an den jeweiligen Stellen der Anpassung gemessenen Werte für die Signalamplitude und die Bandbreite an. Man erkennt, dass die Bandbreite mit zunehmender Anpassung bis zum Endwert hin zunimmt, die Sensitivität jedoch ihren Maximalwert bei einer größeren Dicke als dem Endwert besitzt.

Dicke der ersten Anpassungsschicht [μm]	Signalamplitude [mVpp]	-6 dB Bandbreite [% der Mittenfrequenz]
239	511,87	13,18
203	597,82	16,38
190	603,88	17,71
280	594,24	18,60

Tabelle 7.1. Anpassung der ersten APS.

Dicke der zweiten Anpassungsschicht [μm]	Signalamplitude [mVpp]	-6 dB Bandbreite [% der Mittenfrequenz]
392	638,29	31,19
339	680,83	58,52
275	748,42	63,17
268	729,28	63,95

Tabelle 7.2. Anpassung der zweiten APS.

Tabelle 7.3 stellt die Ergebnisse der Puls-Echo-Messungen der aufgebauten Testwandler dar. Der Keramiktyp NCE55 zeigt sich bei den experimentellen Messungen sowohl bei der Sensitivität, als auch bei der Übertragungsbandbreite als effizientestes Material.

Da die akustische Mittenfrequenz der Ultraschallantenne im Vorfeld bereits auf 1 MHz festgelegt wurde, sollten auch Testwandler aufgebaut werden, welche diese Mittenfrequenz besitzen. Aufgrund der Überlegungen aus Abschnitt 4 ist bei den geometrischen Abmessungen der einzelnen Antennenelemente - welche sich durch die gewählten Werte für die akustische Mittenfrequenz, den

Material	akustische Mittelfrequenz f_c [MHz]	Signalamplitude [mVpp]	-6 dB Bandbreite [% von f_c]
NCE40	2,14	734,57	63,17
NCE41	2,12	749,89	61,48
NCE51	2,16	954,15	64,17
NCE53	2,09	805,29	64,48
NCE55	2,23	1958,91	72,31
NCE56	2,15	1297,98	69,62
NCE80	2,07	431,42	61,51

Tabelle 7.3. Ergebnisse der Puls-Echo-Messungen der Vollkeramik-Testwandler.

Antennen-Pitch sowie die Spaltbreite zwischen benachbarten Elementen ergeben - die Verwendung eines 1-3 Piezocomposite äußerst vorteilhaft. Zu diesem Zweck wurden aus den sieben verschiedenen Keramikmaterialien jeweils sieben verschiedene Piezocomposites hergestellt. Mit diesen wurden erneut Testwandler analog zu den vorherigen aufgebaut, welche ebenfalls in einer Puls-Echo-Messung vergleichend vermessen wurden.

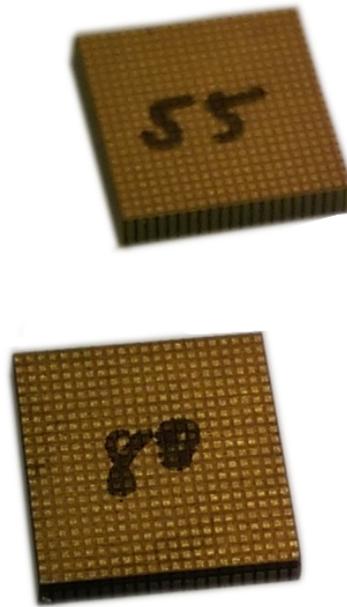


Abb. 7.6. Aus verschiedenen Keramiktypen hergestellte 1-3 Piezocomposites.

Auch hier zeigt sich die Keramik vom Typ NCE55 als effizienteste im Hinblick auf Sensitivität und Übertragungsbandbreite (vergleiche Tabelle 7.4). Daher wurde dieses Material als Ausgangswerkstoff für das Piezocomposite gewählt, welches das aktive Material der Ultraschallantenne bildet. In einem nächsten Schritt wurde das verwendete Piezocomposite näher untersucht. Es galt hierbei herauszufinden, welcher Keramikanteil im Composite den geeignetsten Kompromiss aus Sensitivität und Übertragungsbandbreite liefert. Zu diesem Zweck wurden aus dem Material NCE55 fünf weitere Composite-Testwandler aufgebaut, die aus jeweils 2x2 Elementen bestehen. Diese einzelnen Elemente weisen dieselben geometrischen Abmessungen auf wie die Elemente

Material	akustische Mittelfrequenz f_c [MHz]	Signalamplitude [mVpp]	-6 dB Bandbreite [% von f_c]
NCE40	1,12	249,27	64,65
NCE41	1,18	321,18	57,26
NCE51	1,09	248,82	68,71
NCE53	1,19	273,88	66,69
NCE55	1,12	623,36	70,47
NCE56	1,09	321,81	69,29
NCE80	1,15	166,52	65,10

Tabelle 7.4. Ergebnisse der Puls-Echo-Messungen der Composite-Testwandler.

der ausgewählten Antennenkonfiguration. Die für die Testwandler verwendeten Piezocomposites besitzen unterschiedliche Stäbchenbreiten und damit auch Aspektverhältnisse bzw. Keramikanteile. Die Höhe der Piezocomposites und damit auch die Stäbchenlänge ist abhängig von der akustischen Mittelfrequenz und beträgt bei allen Testwandlern ca. 1,5 mm. Der Sägespalt zwischen den Stäbchen beträgt bei allen Testwandlern $130\ \mu\text{m}$. Um die Keramikanteile in den einzelnen Wandlerelementen möglichst konstant zu halten, wurden die Composites unter einem Winkel von 30° zur Außenkante gesägt. Hierdurch soll verhindert werden, dass einzelne Elemente im Sägespalt getrennt werden und andere nicht. Die Konfigurationen aus Tabelle 7.5 wurden hierzu aufgebaut und vermessen.

Konfiguration	Stäbchen- Pitch [μm]	Stäbchen- breite [μm]	Stäbchen- Aspektverhältnis Höhe/Breite	Keramik- anteil [Volumen-%]
1	450	320	4,69	50,74
2	500	370	4,05	54,89
3	550	420	3,57	58,44
4	600	470	3,19	61,93
5	650	520	2,88	63,78

Tabelle 7.5. Verschiedene Composite-Konfigurationen.

Die Puls-Echo-Messungen der verschiedenen Composite-Testwandler lieferten die in Tabelle 7.6 aufgeführten Ergebnisse. Hierbei wurden jeweils die arithmetischen Mittelwerte der vier Einzelelemente eines Testwandlers für die Auswertung verwendet.

Konfiguration	akustische Mittelfrequenz f_c [MHz]	Signalamplitude [mVpp]	-6 dB Bandbreite [% von f_c]
1	1,07	393,86	83,26
2	1,18	787,68	81,06
3	1,20	899,05	79,97
4	1,15	926,45	75,30
5	1,13	949,04	58,99

Tabelle 7.6. Ergebnisse der Puls-Echo-Messungen der Composite-Konfigurationen.

Ein höherer Keramikanteil im Composite führt zu einer Verbesserung der Sensitivität, was die Messergebnisse auch widerspiegeln. Das verschlechterte Aspektverhältnis aufgrund eines höheren Keramikanteils führt zu einer Verminderung der Übertragungsbandbreite. Dieser Umstand wird von den Messergebnissen ebenfalls gut abgebildet. Einen guten Kompromiss aus Sensitivität und Übertragungsbandbreite liefert die Konfiguration 3 mit einem Keramikanteil von 58,44 Volumen-Prozent. Diese Composite-Konfiguration wurde daher auch als aktives Material für den Aufbau der

Ultraschallantenne verwendet. Zur Validierung des Softwaremodells wurden die elektroakustischen Eigenschaften des gewählten Compositematerials vermessen und das Material als Testwandler analog zu den vorherigen simuliert. Tabelle 7.7 zeigt die Materialkennwerte, welche hierbei für die Simulation verwendet wurden.

Material	Composite NCE55
longitudinale Schallgeschwindigkeit	3583,92 $\frac{m}{s}$
Dichte	4042,08 $\frac{kg}{m^3}$
Dielektrizitätskonstante	857,93
Kopplungsfaktor	0,0793
dielektrischer Verlustfaktor	0,0209
mechanischer Verlustfaktor	0,0598

Tabelle 7.7. Materialkennwerte des verwendeten Piezocomposites für die Simulation.

Anschließend wurden die erhaltenen Messergebnisse aus der Puls-Echo-Messung mit den simulierten Ergebnissen verglichen. Abbildung 7.7 zeigt den Vergleich der simulierten und gemessenen Daten eines Piezocomposite-Testwandlers aus dem Material NCE55 mit zwei akustischen Anpassungsschichten.

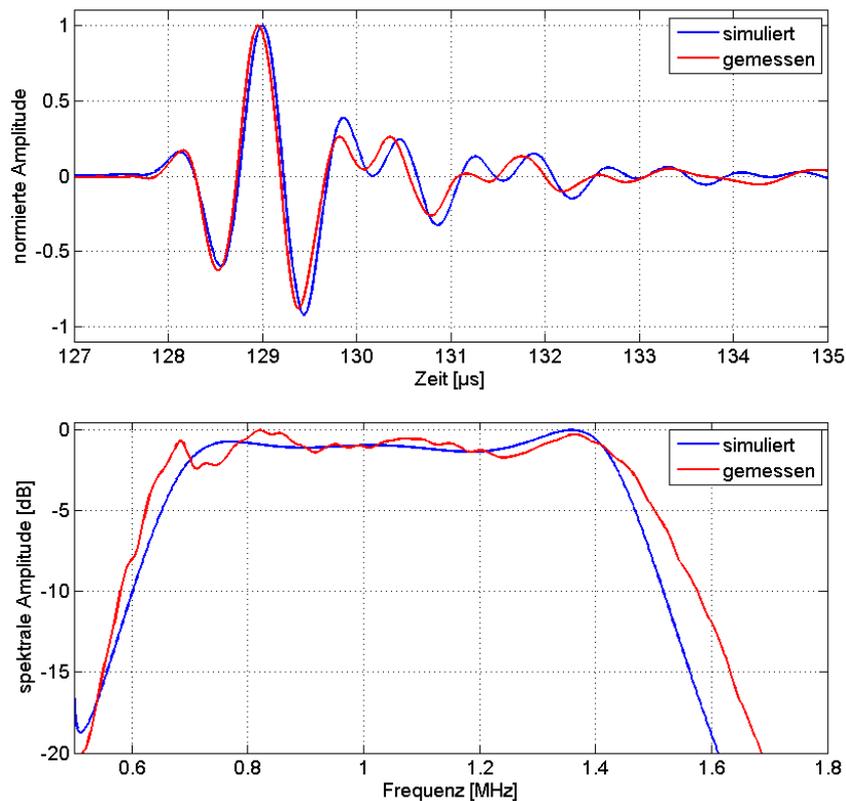


Abb. 7.7. Vergleich des gemessenen und simulierten Echosignals.

Es lässt sich feststellen, dass die gemessenen Verläufe sehr gut mit den simulierten Verläufen übereinstimmen. Die simulierte Übertragungsbandbreite des Wandlers wurde im Experiment übertroffen. Zuletzt wurde die mechanische Entkopplung der Elemente experimentell überprüft. Hierzu wurde ein Laservibrometer eingesetzt, welches die Apertur rastert und die räumliche

Auslenkung der einzelnen Gitterpunkte erfasst. Für die Messung wurde jeweils ein Element elektrisch mit einem kontinuierlichen Sinus-Signal der Frequenz 1 MHz angeregt und die umgebende Oberfläche gescannt. Die folgende Abbildung 7.8 zeigt das Ergebnis einer solchen Messung. Hierbei sind die Mittelwerte der räumlichen Auslenkung der Apertur über die Zeitdauer der Messung aufgetragen. Das Scanning-Raster besaß eine Schrittweite von $500 \mu\text{m}$ in x- und y-Richtung. Die orangenen Linien zeigen die Lage der einzelnen Wandlerelemente auf der Apertur an. Das Maß für das mechanische Übersprechen zwischen den Elementen wurde im Mittel zu -20 dB berechnet. Dies ist ein ausreichend geringes Maß an Cross-Talk.

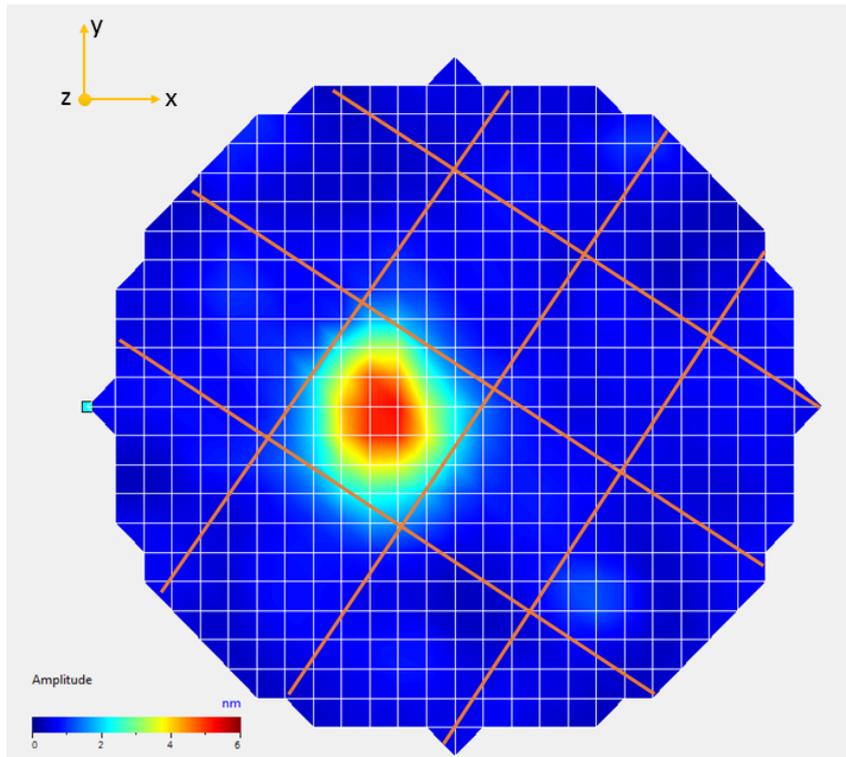


Abb. 7.8. Vibrometer-Messung des 2x2 Testwandlers.

7.2 Aufbau der Antenne

Im Folgenden werden die einzelnen Schritte beim Aufbau der Ultraschallantenne beschrieben. Zunächst wurde ein 1-3 Piezocomposite gemäß der oben identifizierten Konfiguration in der entsprechenden Größe mit Hilfe des in Abschnitt 3.1.5.1 beschriebenen Dice-and-Fill-Verfahrens gefertigt. Als Füllmaterial für das Composite wurde ein Kunstharz auf Epoxidbasis verwendet. Anschließend wurde das Backing der Antenne hergestellt. Hierzu wurde dasselbe Material auf Polyurethanbasis verwendet, welches auch für die Testwandler zum Einsatz kam. Eingebettet in das Backing liegen einzelne Kupferleitungen zur rückseitigen Kontaktierung der Antennenelemente. Nach dem Aufbringen des Piezocomposites auf das Backing wurde das aktive Material gemäß der ausgewählten Elementgeometrie segmentiert. Hierbei wurde das Backing bis zu einer Tiefe eingesägt, die der Höhe der Antennenelemente entspricht. Hierdurch soll mechanisches Übersprechen zwischen benachbarten Elementen unterdrückt werden. Anschließend wurden die Sägespalte mit einem weichen Füllmaterial auf Polyurethan-Basis verfüllt. Dieser Füllstoff besitzt eine akustische Dämpfung von $0,3 \text{ dB}/(\text{mm} \cdot \text{MHz})$ und soll damit ebenfalls ein mechanisches Übersprechen zwischen benachbarten Elementen

unterdrücken. Zur frontseitigen Masse-Kontaktierung der Antennenelemente wurde eine Elektrode aus Gold aufgesputtert. Im Anschluss wurden zwei Anpassungsschichten aufgebracht und in ihren Dicken entsprechend an die akustische Mittenfrequenz der Antennenelemente angepasst. Ein zusätzliches Segmentieren der beiden Anpassungsschichten soll ebenfalls zur mechanischen Entkopplung benachbarter Antennenelemente beitragen. Zudem bieten die so generierten Sägespalte eine verbesserte Haftung für den später aufgetragenen Frontverguss. Die einzelnen Fertigungsschritte sind in Abbildung 7.9 in ihrem Ablauf dargestellt.

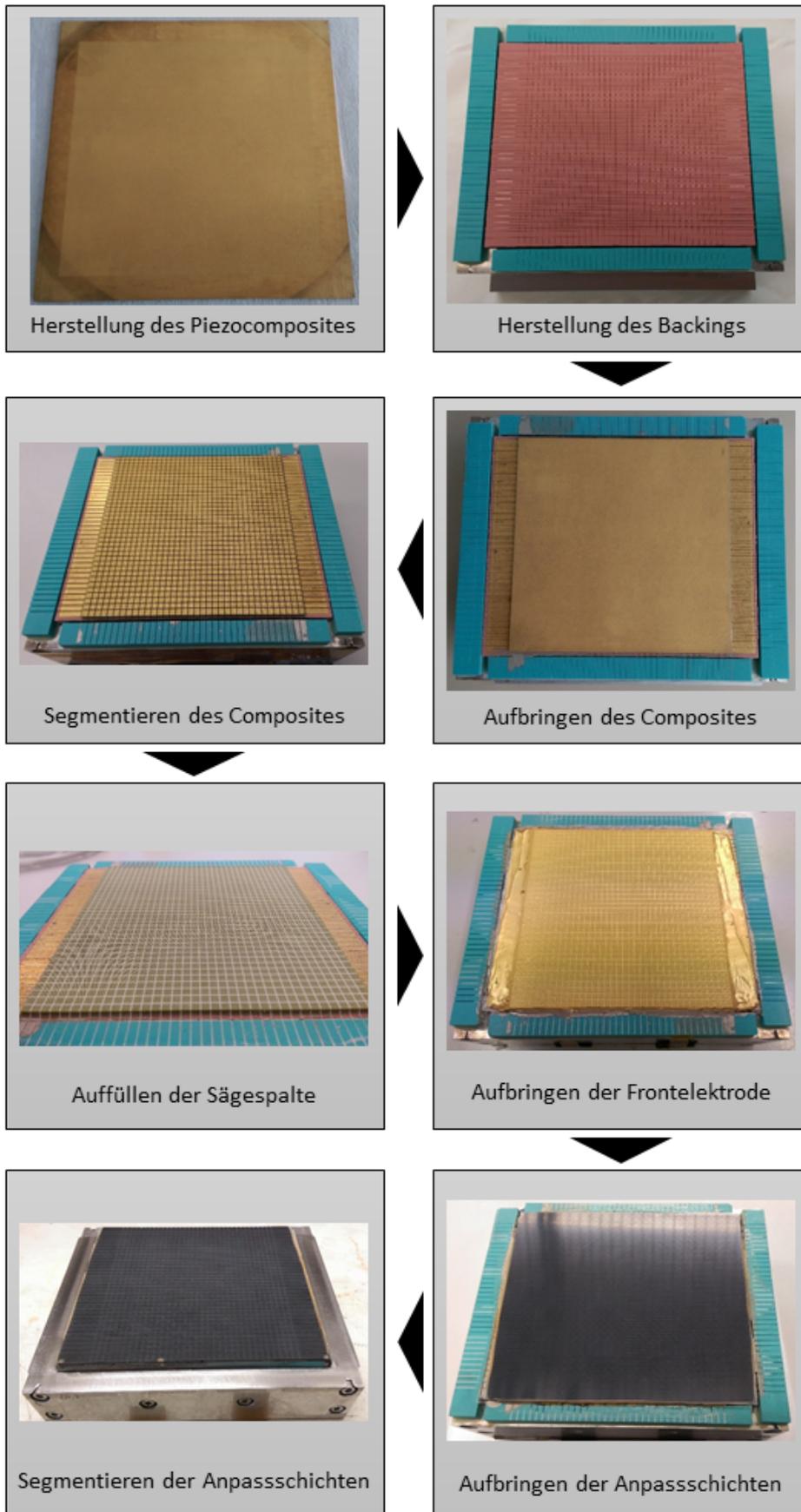


Abb. 7.9. Herstellungsprozess der Ultraschallantenne. Die Kantenlänge des Arrays beträgt 113 mm x 135 mm ohne Aluminiumrahmen.

Die fertigungstechnischen Herausforderungen lagen insbesondere im Erzeugen planer Oberflächen über die gesamte Apertur hinweg, in der Vermeidung von eingeschlossenen Luftblasen bei zahlreichen Klebe- und Vergussprozessen, sowie in der richtigen Ausrichtung und Befestigung des Piezocomposites auf dem Backing. Viele Schleif-, Säge-, Klebe- und Beschichtungsprozesse mussten iterativ an Testteilen optimiert werden, um schließlich die Ultraschallantenne in der vorliegenden Art herstellen zu können.

7.3 Evaluierung der elektroakustischen Eigenschaften

Zur Evaluierung der elektromechanischen Eigenschaften der Antennenelemente wurden erneut sowohl Impedanz- als auch Puls-Echo-Messungen durchgeführt. Die Messungen wurden stichprobenartig an insgesamt 225 der 1024 Antennenelemente durchgeführt. Im Folgenden sind die Ergebnisse dieser Messungen aufgeführt. Abbildung 7.10 zeigt die Verläufe der elektrischen Impedanz über der Frequenz. Zum einen zeigt sich, dass die geprüften Antennenelemente ähnliche Verläufe mit ungefähr denselben Serien- und Parallelresonanzen aufweisen, zum andern fällt auf, dass das Impedanzniveau der Elemente mit etwa $1,5\text{ k}\Omega$ in der Serienresonanz hoch im Vergleich zur Eingangsimpedanz des Beamformers von etwa $15\ \Omega$ ist. Dies hat eine schlechte elektrische Anpassung zwischen Elektronik und Antenne zur Folge, welche in einer verminderten Leistungsübertragung zwischen diesen beiden Komponenten resultiert.

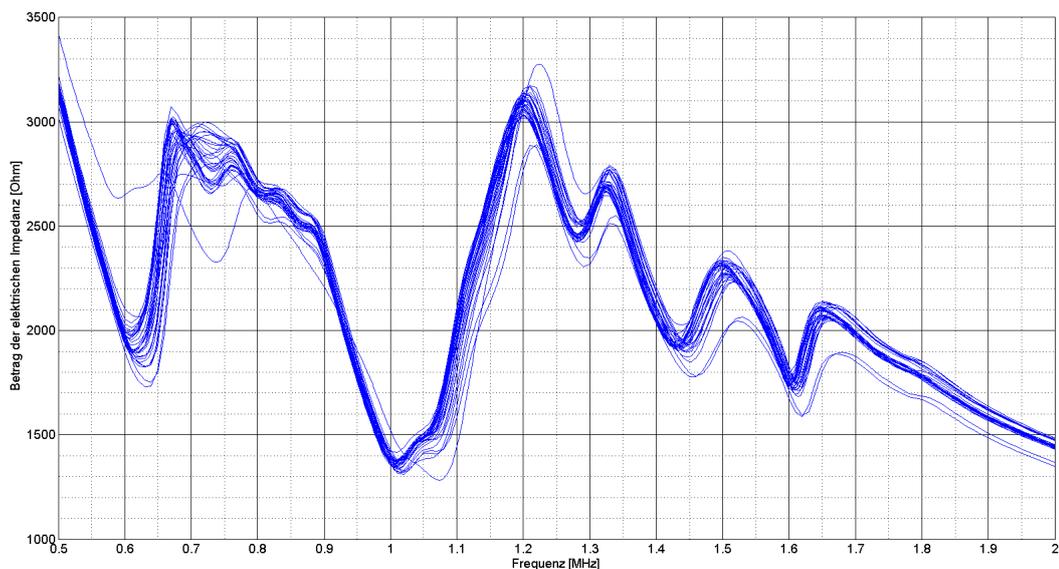


Abb. 7.10. Verlauf der elektrischen Impedanzen.

Die Abbildungen 7.11, 7.12 und 7.13 zeigen die Verteilungen der Signalamplituden, der akustischen Mittenfrequenzen sowie der Übertragungsbandbreiten aus den Puls-Echo-Messungen der Antennenelemente. Auch hier lässt sich eine homogene Verteilung der Elementeeigenschaften feststellen, was auf eine gute Reproduzierbarkeit der mechanischen Bearbeitungsprozesse bei der Antennenfertigung schließen lässt. Tabelle 7.8 gibt die Mittelwerte und Standardabweichungen der Verteilungen an.

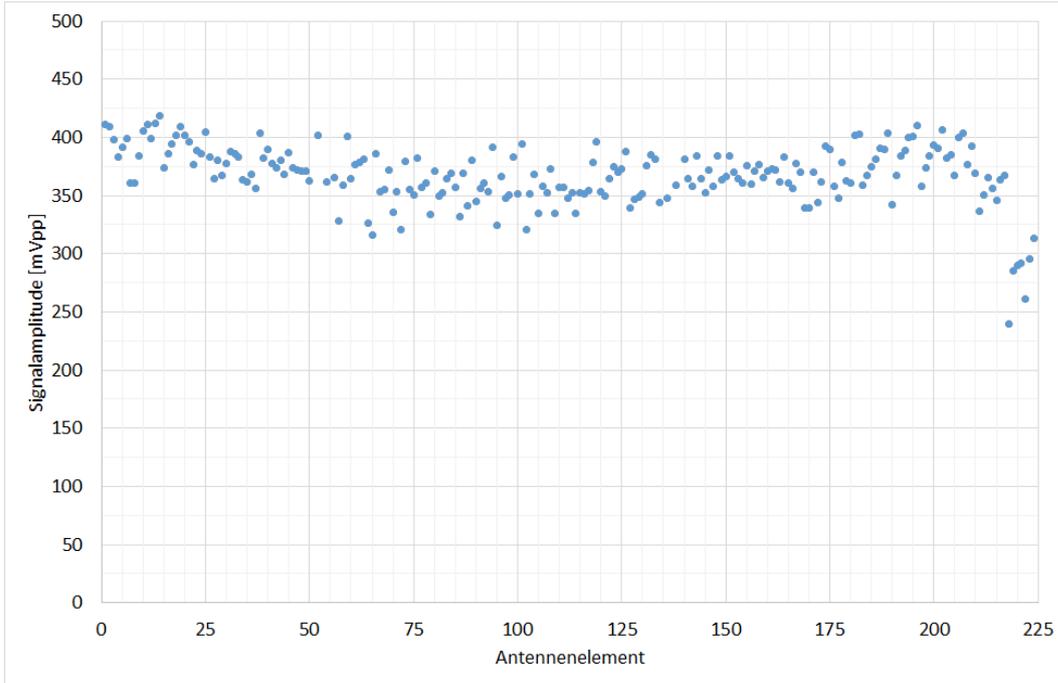


Abb. 7.11. Verteilung der Signalamplituden.

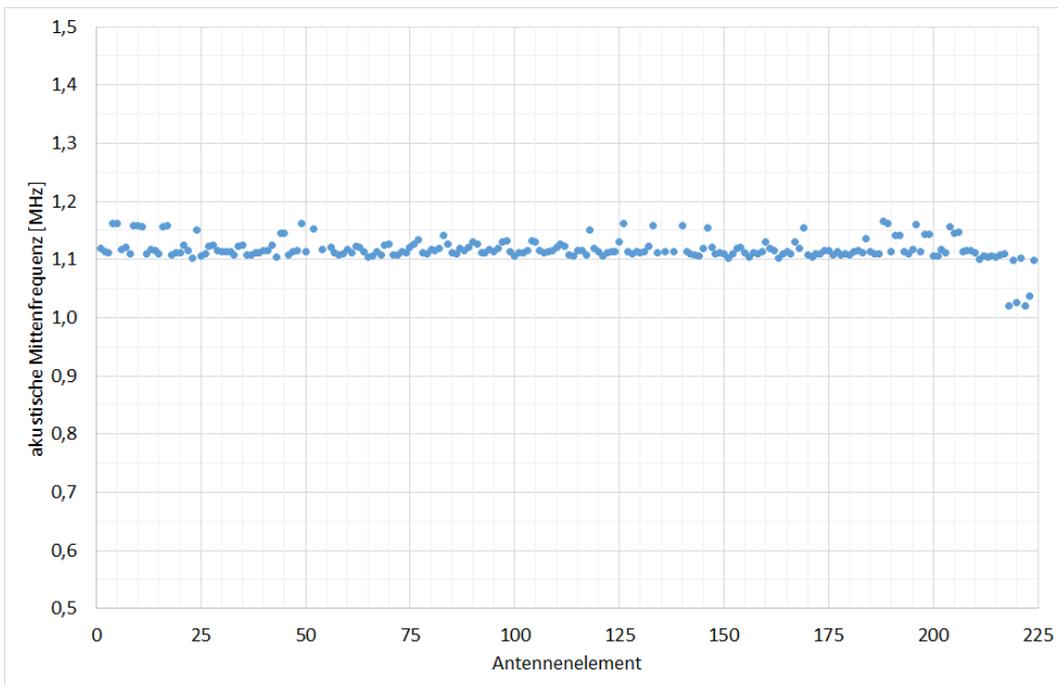


Abb. 7.12. Verteilung der akustischen Mittenfrequenzen.

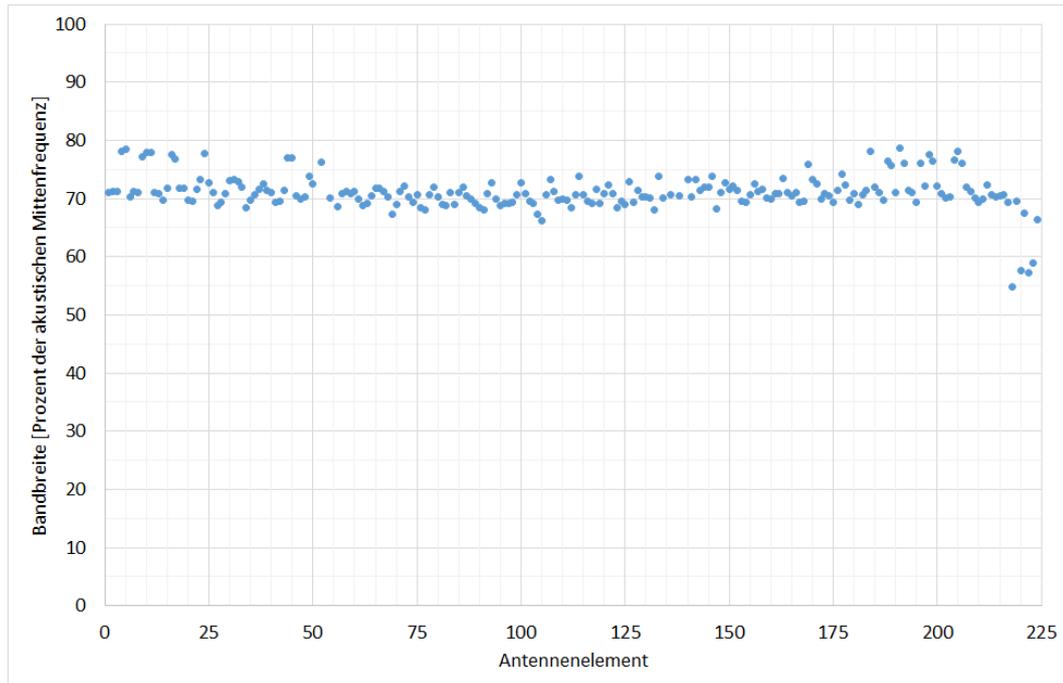


Abb. 7.13. Verteilung der Übertragungsbandbreiten.

	Signalamplitude [mVpp]	Mittenfrequenz f_c [MHz]	Bandbreite [% von f_c]
Mittelwert	367,43	1,12	71,07
Standardabweichung	25,71	0,02	3,10

Tabelle 7.8. Statistische Werte der Verteilungen.

Um das Übersprechverhalten der einzelnen Antennenelemente experimentell zu überprüfen, wurde analog zu dem 2x2 Testwandler eine Messung der Antennenoberfläche mit einem Laservibrometer durchgeführt. Auch hier wurde ein Antennenelement mit einer kontinuierlichen Sinusschwingung angeregt und die Auslenkung der umgebenden Oberfläche vermessen. Ähnlich wie bei dem Testwandler wurde auch bei der Ultraschallantenne ein hoher Dämpfungswert des mechanischen Übersprechens festgestellt. Das Verhältnis zwischen maximaler Auslenkung des angeregten Elementes zum Mittelwert der Auslenkungen der umgebenden Oberfläche wurde auch hier zu etwa -20 dB bestimmt. Die folgende Abbildung 7.14 zeigt das Ergebnis dieser Messung. Aufgetragen sind auch hier die Mittelwerte der räumlichen Auslenkungen der einzelnen Oberflächenpunkte über die zeitliche Dauer der Messung. Das Scan-Raster betrug hier $600 \mu\text{m}$ in x- und y-Richtung.

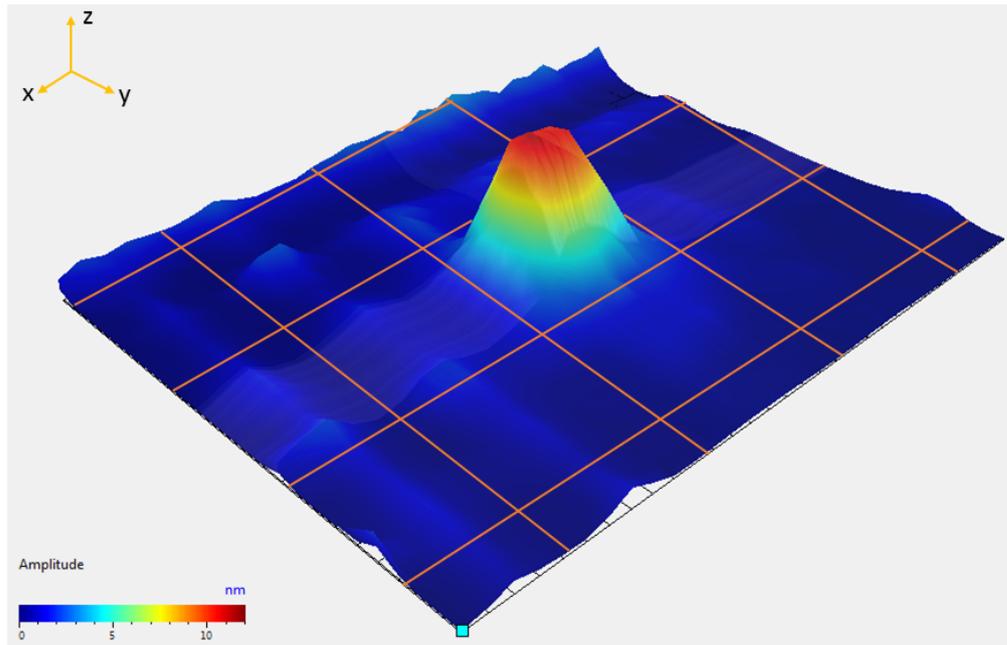


Abb. 7.14. Ergebnis der Vibrometer-Messung.

Der hier gezeigte Aufbau der Ultraschallantenne ist nicht für eine Nutzung unter Umgebungsbedingungen, wie sie in der Tiefsee vorherrschen, tauglich. Dies liegt daran, dass der Fokus beim ersten Prototypen der Antenne auf der Evaluierung der elektromechanischen Eigenschaften sowie der Untersuchung der Abbildungseigenschaften von Flachwasserszenarien lag. Insbesondere dem hohen Umgebungsdruck würde die vorliegende Antenne nicht standhalten. Dies liegt im Wesentlichen an der Kompressibilität des Backing-Materials. Aufgrund des hohen Luftanteils in dem Material würde es unter einem Umgebungsdruck von mehreren hundert Bar derart mechanisch verformt, dass es zu einem Abreißen der Elemente kommen würde.

Um die Drucktauglichkeit des Aufbauprinzips der Antenne zu validieren, wurde eine Testantenne aufgebaut, welche über ein Backing aus einem inkompressiblen Material verfügt. Das Material EL-34/6000 der Firma Trelleborg besitzt ähnliche akustische Eigenschaften wie das zuvor verwendete Material auf Polyurethanbasis, ist jedoch speziell für einen Einsatz in großen Seetiefen ausgelegt. Es besitzt eine hohe Widerstandsfähigkeit gegenüber Diesel- und Hydraulikölen und ist druckbeständig bis 600 bar. Das hiermit aufgebaute Testmuster unterscheidet sich ansonsten nur in der Größe von der oben beschriebenen Ultraschallantenne. Es verfügt über 6 x 11 einzelne Wandlerelemente, welche in ihren geometrischen Abmessungen den Elementen der Antenne entsprechen. Auch alle restlichen Materialien und Aufbauprozesse wurden identisch gehalten, um die Vergleichbarkeit zu gewährleisten. Allein eine Dickenanpassung der beiden akustischen Anpassungsschichten wurde beim Testmuster nicht vorgenommen, da der Fokus der Untersuchung lediglich auf der Druckbeständigkeit lag. Dies äußerte sich in einer veränderten akustischen Mittenfrequenz sowie einer verminderten Übertragungsbandbreite der Wandlerelemente bei der Puls-Echo-Messung. Zunächst wurden die elektrischen und akustischen Eigenschaften einzelner Elemente des Testmusters mit Hilfe einer Impedanz- sowie Puls-Echo-Messung erfasst. Im Anschluss wurde das Testmuster in der Druckkammer des IBMT für eine Stunde einem Umgebungsdruck von 600 bar ausgesetzt. Nach der Druckbeaufschlagung wurden die Messungen der einzelnen Elemente erneut durchgeführt und mit denjenigen vor der Druckbeaufschlagung verglichen. Die folgende Abbildung 7.15 zeigt das Testmuster in einem seewasserbeständigen Einguss, die Abbildungen 7.16, 7.17 und 7.18 geben

die Messergebnisse der Signalamplituden, der Mittenfrequenzen und der Übertragungsbandbreiten jeweils vor und nach der Druckbeaufschlagung wieder.

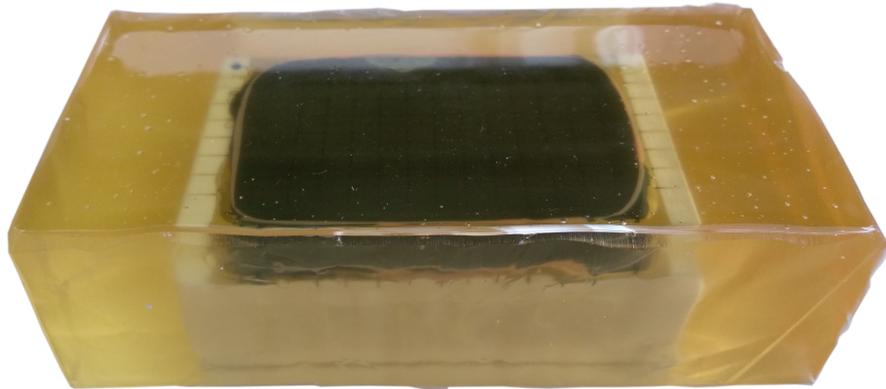


Abb. 7.15. Testmuster zur Evaluierung der Druckbeständigkeit.

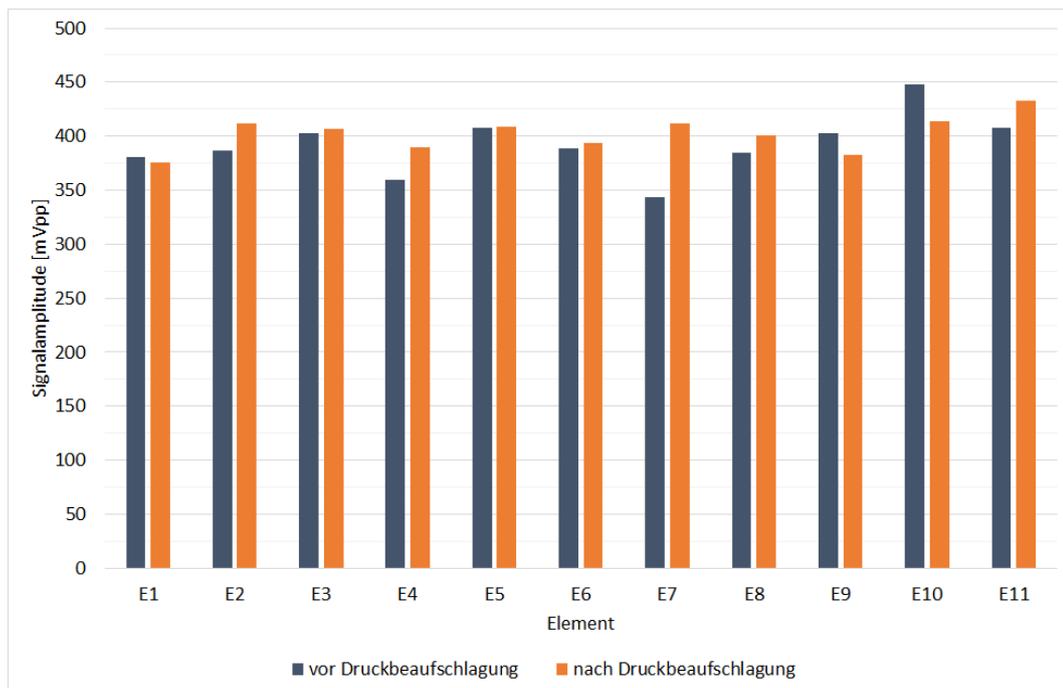


Abb. 7.16. Signalamplituden vor und nach der Druckbeaufschlagung.

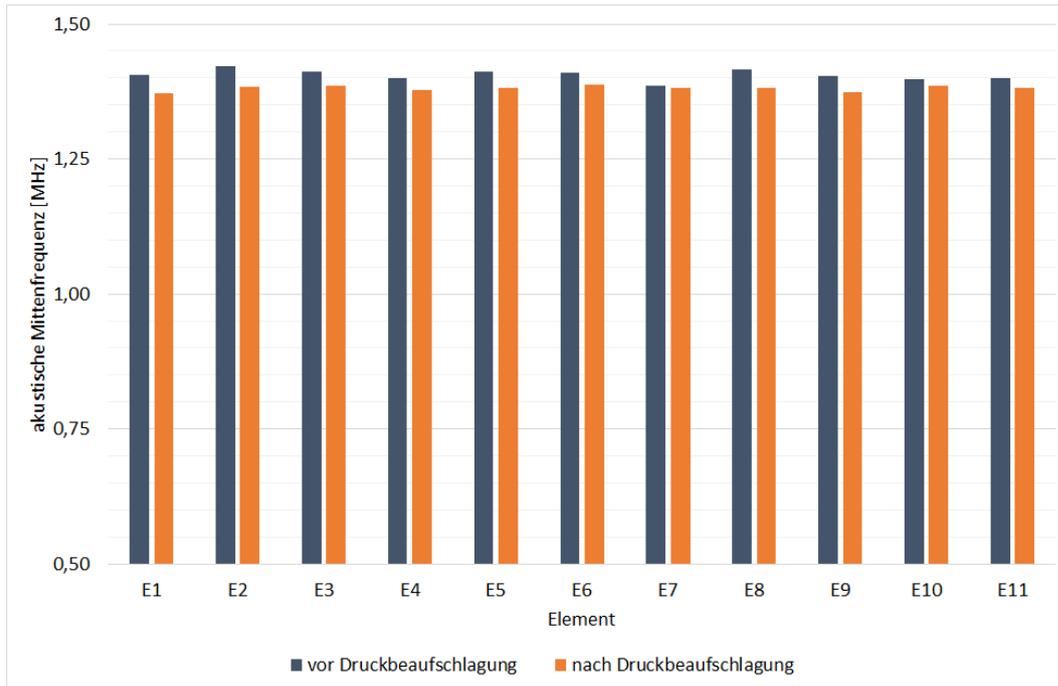


Abb. 7.17. Mittenfrequenzen vor und nach der Druckbeaufschlagung.

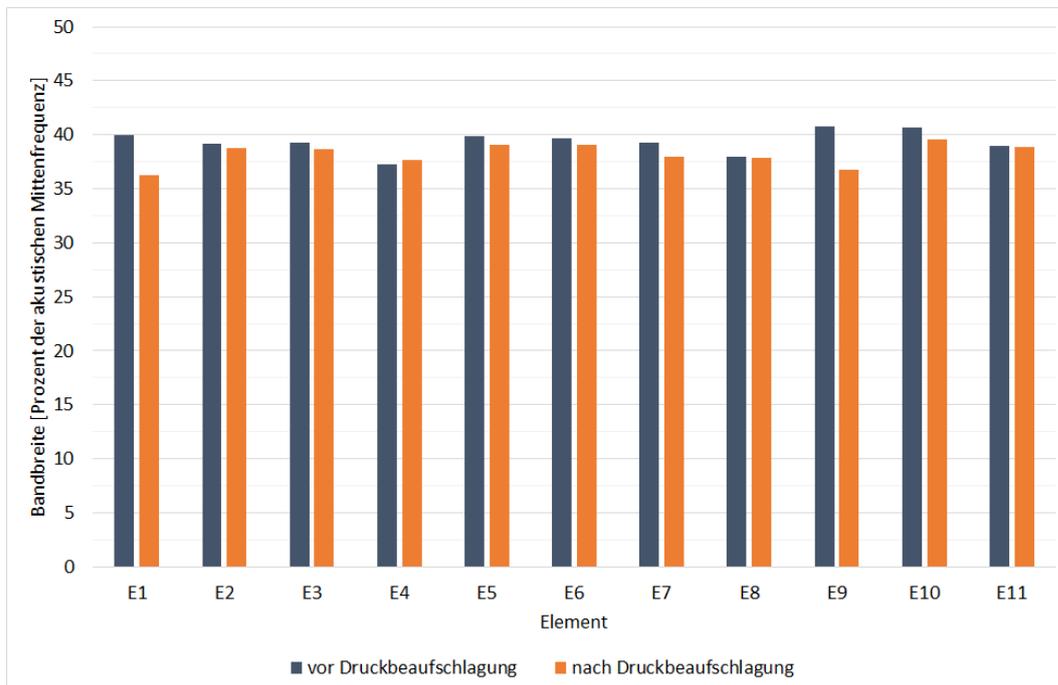


Abb. 7.18. Bandbreiten vor und nach der Druckbeaufschlagung.

Aus den gemessenen Werten geht hervor, dass sich die elektroakustischen Eigenschaften des Testmusters durch die Druckbeaufschlagung nicht signifikant geändert haben. Daraus kann gefolgert werden, dass ein solcher Antennenaufbau für eine Verwendung im Bereich der Tiefsee geeignet ist. Nachdem nun die Ultraschallantenne als Frontend des Kamerasystems hergestellt

und elektroakustisch vermessen wurde, folgt im nächsten Abschnitt eine Beschreibung des elektronischen Systems, welches die einzelnen Antennenelemente zeitversetzt ansteuert sowie die an den Antennenelementen auftreffenden reflektierten Echosignale aufzeichnet und der weiteren Signalverarbeitung zuführt.

Der folgende Abschnitt 8 befasst sich mit dem Beamformer des Systems sowie der zugehörigen Steuerungs- und Auswertesoftware.

Elektronik und Software

Dieser Abschnitt der Arbeit befasst sich mit dem elektronischen System zur Ansteuerung der Antenne und Auswertung der empfangenen Signale, dem sogenannten Beamformer. Der Beamformer basiert auf der vom Fraunhofer IBMT entwickelten Forschungsplattform DiPhAS, welche als modulare mehrkanalige Elektronik für eine Vielzahl an medizinischen und technischen Ultraschallanwendungen konzipiert wurde. Der Aufbau und die Funktionsweise der im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Elektronik werden im Folgenden näher beschrieben. Aus verschiedenen schaltungstechnischen Notwendigkeiten heraus ergeben sich Restriktionen hinsichtlich des Send- und Empfangsverhaltens des Systems, welche ebenfalls in diesem Abschnitt erläutert werden.

8.1 Aufbau und Funktionsweise des Beamformers

Der Beamformer besteht aus einem Mainboard, 16 Frontend-Boards, einem Multiplexer-Board sowie einem Power-Board zur Bereitstellung verschiedener Spannungen. Diese einzelnen Komponenten werden im Folgenden näher beschrieben.

Auf dem Mainboard befinden sich 16 Steckplätze für die Frontend-Boards, ein Main-FPGA sowie ein PCIe-Port zur Kommunikation mit dem PC. Das Main-FPGA übernimmt die komplette Systemsteuerung, den Datentransport und stellt die erforderlichen Schnittstellen für die Kommunikation mit den Frontend-Boards und dem PC zur Verfügung. Die Daten von allen Kanälen werden über insgesamt 64 serielle Leitungen zum Main-FPGA übertragen und dort ins parallele Format umgewandelt. Die Synchronisierung und Pufferung erfolgt in FIFO-Speichern. Die Daten werden im Main-FPGA aufbereitet und an den PC weitergeleitet. Die Übertragung erfolgt über eine im FPGA implementierte PCIe-Schnittstelle. Der Funktionsablauf wird durch einen Soft-Prozessor gesteuert, der ebenfalls im FPGA integriert ist. Dieser kommuniziert mit dem PC über die PCIe-Schnittstelle und steuert auch alle Frontend-Boards über den dafür vorgesehenen Control-Bus. Die vom PC empfangenen Befehle werden durch den Mikrocontroller abgearbeitet beziehungsweise an die Frontend-Boards weitergeleitet. Auf dem Main-Board befindet sich auch das Power-Interface für das Management der Spannungsversorgungsmodule und für die Einstellung und Überwachung der Sendespannung. Die Programmierinhalte der Frontend-FPGAs und des Main-FPGAs werden in Flash-Bausteinen gespeichert, welche sich ebenfalls auf dem Main-Board befinden.

Ein Frontend-Board enthält jeweils 8 Sendekanäle und 8 Empfangskanäle. Die Sender erzeugen Pulse mit Amplituden von bis zu ± 75 V. Die Sendeparameter, wie Signalform und Sendedelay, werden vor dem Beginn der Messung errechnet und im Speicher abgelegt. Im Betrieb werden die Sendedaten in die entsprechenden Pulsformen umgesetzt und für jeden Kanal individuell ausgegeben. Sendetreiber erzeugen daraus die Hochspannungspulse. Im Analogteil werden die Signale von 8 Elementen

der Ultraschallantenne empfangen. Die Ultraschallsignale werden verstärkt und in einem 12 Bit A/D-Umsetzer mit 40 MHz digitalisiert. Jeweils 8 Verstärker und 8 A/D-Wandler sind in einem IC integriert. Die digitalisierten Empfangsdaten werden zum jeweiligen Frontboard-FPGA seriell übertragen. Für jeden Kanal steht ein Leitungspaar zur Verfügung. Die Datenströme von 8 Kanälen werden anschließend ins parallele Format umgewandelt. Die Synchronisierung und die Pufferung erfolgt hier ebenfalls in FIFO-Speichern. Die Kanaldaten werden im externen SDRAM zwischengespeichert. Der Datentransport zum SDRAM erfolgt über das im Frontend-FPGA integrierte RAM-Interface. Es verfügt über mehrere Ports und bildet auch eine Schnittstelle zum Mikrocontroller. Der Mikrocontroller ist ein Soft-Prozessor im FPGA, der verschiedene Steuerungsaufgaben wie etwa die Konfiguration des Verstärkers und des A/D-Umsetzers sowie die Verteilung der Beamforming-Parameter übernimmt. Auf jedem der Frontend-Boards ist ein solcher Mikrocontroller vorhanden. Er übernimmt darüber hinaus auch das Auslesen von Daten aus dem SDRAM. Für die Übertragung der Daten zum Main-Board sind auf jedem Frontend-Board 4 serielle LVDS-Leitungen vorgesehen. Die Daten werden für den weiteren Transport ins passende serielle Format umgewandelt.

Die Multiplexer ermöglichen die Adressierung von 1024 Antennenelementen mit den 128 Kanälen des Beamformers. Hierbei werden jeweils acht Elemente einem Kanal fest zugewiesen. Das Multiplexer-Board besteht aus 64 einzelnen Multiplexer-Bausteinen mit jeweils 16 individuell steuerbaren Schaltern ausgestattet, welche einerseits mit den Frontend-Boards und andererseits mit der Ultraschallantenne verbunden sind. Sie verbinden jeweils einen Kanal des Beamformers mit acht Antennenelementen und können die Stellung dieser acht internen Schalter beliebig anpassen. Im Sendefall verbindet jeder Multiplexer alle acht antennenseitigen Kontakte und schließt sie an den jeweiligen Beamformerkanal an. Die angeschlossene Elementgruppe sendet dann zeitgleich zum jeweiligen Sendezeitpunkt. Im Empfangsfall schalten die Multiplexer um und verbinden zunächst das jeweils erste angeschlossene Antennenelement mit dem Beamformerkanal. Beim nächsten Empfangsereignis schalten die Multiplexer dann auf die zweiten Antennenelemente um und so weiter. Die Ansteuerung der Multiplexer-Schaltungen wird von den Frontend-FPGAs übernommen, welche die Steuerungsinformationen vom Main-FPGA erhalten.

Die Spannungsversorgung des Beamformers besteht aus mehreren Modulen und stellt alle erforderlichen Spannungen für alle Systemkomponenten und für den PC zur Verfügung. Auf den Modulen befinden sich Spannungsregler mit programmierbaren Eigenschaften. Damit können bedarfsabhängig verschiedene Spannungen erzeugt werden. Das Hochspannungsmodul erzeugt mit Hilfe von Transformatoren Spannungen bis zu ± 75 V und versorgt damit die Sendebausteine. Die Module sind auf einem Power-Board montiert. Das Power-Board trägt insgesamt fünf solcher Module und führt über entsprechend dimensionierte Leitungen die Spannungen zum Main-Board beziehungsweise zum PC. Der Beamformer wird mit einer Eingangsspannung von 12 V versorgt. Die gesamte Leistungsaufnahme des Systems beträgt 150 W. Im Folgenden werden die Signalabläufe im Beamformer beim Senden und Empfangen detaillierter beschrieben.

In der Steuerungssoftware am PC werden die Parameter zum Senden über ein User-Interface festgelegt. Hierbei werden für jeden Kanal des Beamformers folgende Einstellungen getroffen:

- Signaltyp (hier: sinusförmiger Burst)
- Sendedelay
- Zyklenzahl
- Signallänge
- Signalamplitude

Aus der zeitlichen Breite der positiven und negativen Halbwellen des Sendesignals und der vorgegebenen Abtastung berechnet sich dessen Frequenz. Zusätzlich wird eine Schaltstellung des

Multiplexers mit vorgegeben. Alle diese Informationen werden über eine PCIe-Schnittstelle an den Main-FPGA des Beamformers weitergegeben. Dieser ordnet die Parameter den jeweiligen Kanälen zu und gibt sie an die entsprechenden FPGAs auf den Frontend-Boards weiter. Hier werden aus den Parametern die Sendesignale in Form digitaler Bitmuster berechnet und zusammen mit den anderen kanalspezifischen Sendeeinformationen in den RAM-Bausteinen der einzelnen Frontboards abgelegt. Der FPGA berechnet eine Bitfolge für die positive Hälfte und eine Bitfolge für die negative Hälfte des Sendesignals. Mit dem Abspeichern der kanalspezifischen Sendedaten und Beamforming-Parametern in den Speicherbausteinen der Frontboards ist die Initialisierungsphase des Beamformers abgeschlossen. Zum Sendestart, wird ein Befehl vom PC zum Main-FPGA geschickt, welcher wiederum die Frontend-FPGAs ansteuert. Diese lesen dann die zuvor gespeicherten Sendeparameter aus den RAM-Bausteinen der Frontend-Boards aus und steuern entsprechend die Pulser bzw. Multiplexer der zugeordneten Kanäle an. Die Multiplexer übernehmen dann die ihnen zugewiesenen Schaltstellungen. Die Pulser-Bausteine wandeln die digitalen Sendemuster in Hochspannungssendepulse um, welche zur Ansteuerung der Antennenelemente verwendet werden. Die folgende Abbildung 8.1 zeigt ein vom Frontend-FPGA erstelltes digitales Sendemuster sowie das daraus erstellte analoge Ansteuerungssignal. Die jeweiligen Sendedelays werden hierbei in Form von Nullen am Anfang des Signals berücksichtigt.

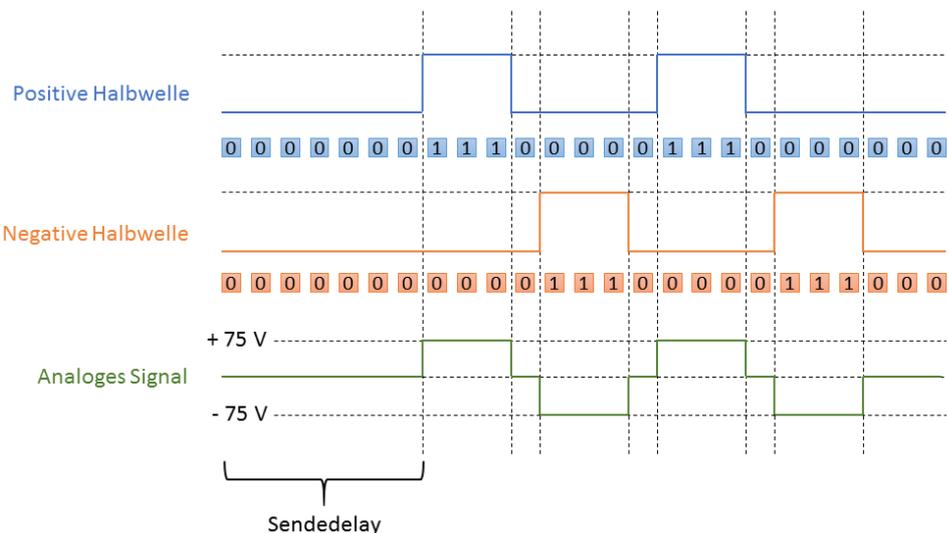


Abb. 8.1. Analoges Anregungssignal aus zwei digitalen Sendemustern für die positive und negative Halbwellen.

Der Beamformer erlaubt zwar auf diese Weise die Verwendung beliebiger Signale, jedoch ist die Generierung frequenzmodulierter Signale bislang nicht implementiert und konnte deshalb für die Messungen im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht verwendet werden.

Nach dem Umschalten in den Empfangsmodus werden die von den Antennenelementen empfangenen Echosignale über die Multiplexer an die jeweiligen Empfangsbausteine auf den einzelnen Frontend-Boards weitergeleitet. Die Signale werden lauffzeitabhängig um bis zu 42 dB verstärkt (Time Gain Compensation) und mit einer Abtastrate von 40 MHz digitalisiert. Danach werden die digitalisierten Empfangsdaten zu den jeweiligen Frontend-FPGAs geschickt, welche sie in die Speicherbausteine einsortieren. Die gesamte Signalprozessierung vom Ankommen der Echosignale bis zum Abspeichern im RAM der Frontend-Boards geschieht während der gesamten Empfangsphase in Echtzeit. Nach Ablauf der Empfangsphase entnehmen die Frontend-FPGAs die Kanaldaten aus den Speicherbausteinen und geben sie sortiert an das Main-FPGA weiter, welches sie über eine

PCIe-Schnittstelle zum PC weiterleitet. Hier werden sie im Speicher abgelegt und stehen nun für eine Offline-Rekonstruktion und Weiterverarbeitung zur Verfügung.

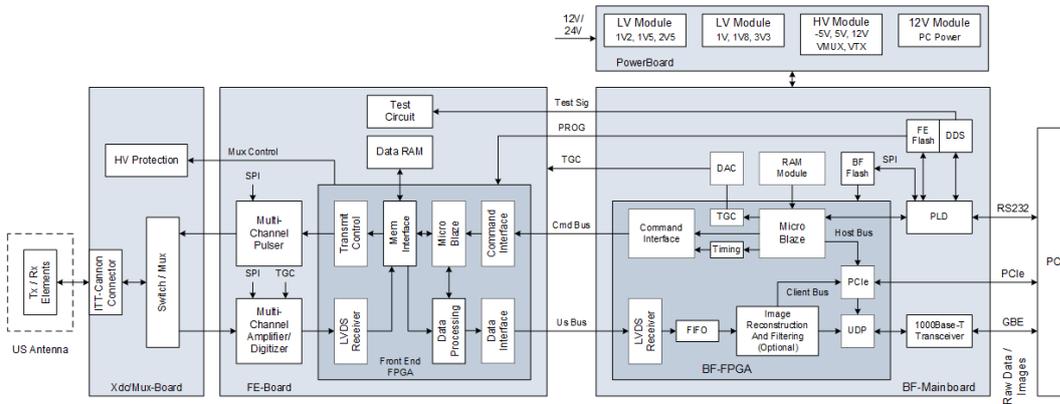


Abb. 8.2. Blockschaltbild des Sonar-Beamformers.

8.2 Limitierende Faktoren

Insbesondere durch die feste Zuweisung der Antennenelementgruppen zu den jeweiligen Beamformerkanälen ergeben sich Einschränkungen hinsichtlich der Funktion des Kamerasystems. Diese Einschränkungen und ihre Auswirkungen auf das Send- und Empfangsverhalten des Systems sollen im Folgenden näher erläutert werden. Die Anzahl der Beamformerkanäle limitiert die Anzahl verwendbarer Sendedelays. Die Antennenelemente können somit mit maximal 128 verschiedenen Sendezeitpunkten angesteuert werden. Die einzelnen Sendezeitpunkte können jedoch nicht beliebig gewählt werden, sondern müssen mit der Taktrate der Elektronik von 120 MHz und der sich daraus ergebenden zeitlichen Schrittweite von 8,3 ns übereinstimmen. Beide Umstände machen eine Diskretisierung der Sendedelays notwendig, welche die zunächst kontinuierliche Delay-Verteilung der jeweiligen Defokussierung in 128 Zeitschritte gruppiert, welche jeweils Vielfache von 8,3 ns sind. Die einzelnen Sendedelays werden dann über die einzelnen Beamformerkanäle zeitgleich an die jeweiligen Gruppen aus jeweils acht Antennenelementen verteilt. Damit ein defokussiertes Senden der Antenne möglich wird, müssen die einzelnen Antennenelemente ringförmig vom Zentrum der Apertur aus nacheinander angesteuert werden. Aufgrund der Gruppierung durch die Multiplexer-Schaltungen setzt sich die Apertur aus 128 konzentrischen, ringförmig angeordneten Elementgruppen mit jeweils acht Antennenelementen zusammen, welche jeweils zeitgleich senden. Die folgende Abbildung 8.3 zeigt schematisch die Zuweisung der Antennenelemente zu den einzelnen Beamformerkanälen.

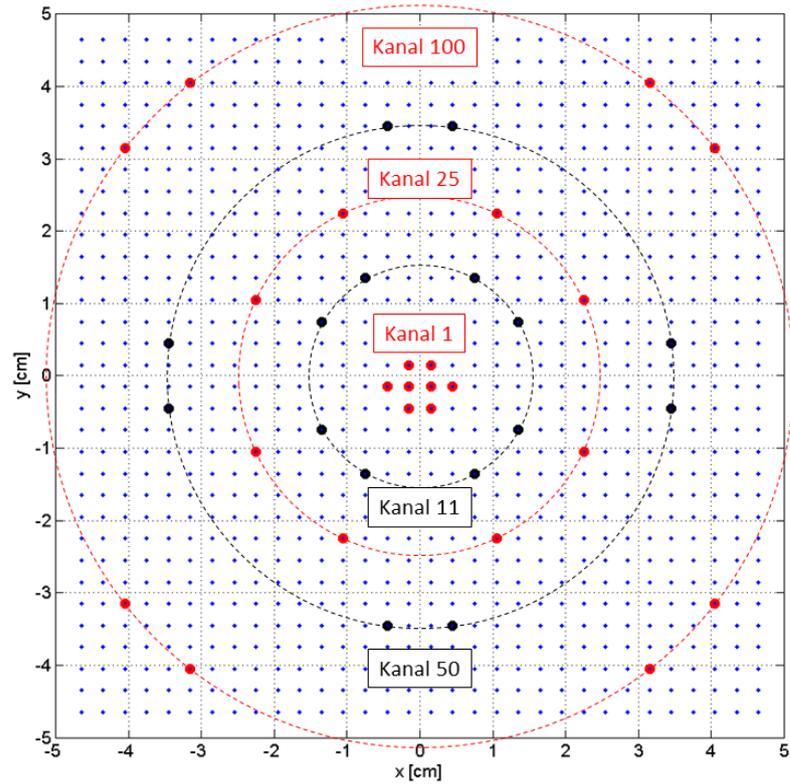


Abb. 8.3. Zuweisung der Antennenelemente zu den Beamformerkanälen.

Zum defokussierten Senden werden diese Ringstrukturen nun von innen nach außen elektrisch angeregt. Durch verschiedene Delay-Verteilungen lassen sich verschieden starke Defokussierungen erreichen. Die Zuweisung der Elementgruppen zu den Beamformerkanälen ist fest und kann im Betrieb nicht verändert werden. Die Auswirkungen der Elementgruppierung auf das Sendeschallfeld der Antenne sind jedoch nicht signifikant. Die folgende Abbildung 8.4 zeigt hierzu die azimuthale Schalldruckverteilung im Abstand von 5 m bei Verwendung von 1024 verschiedenen Sendedelays für die jeweiligen Antennenelemente sowie bei Verwendung von 128 verschiedenen Sendedelays für die in Abbildung 8.3 dargestellten Elementgruppen.

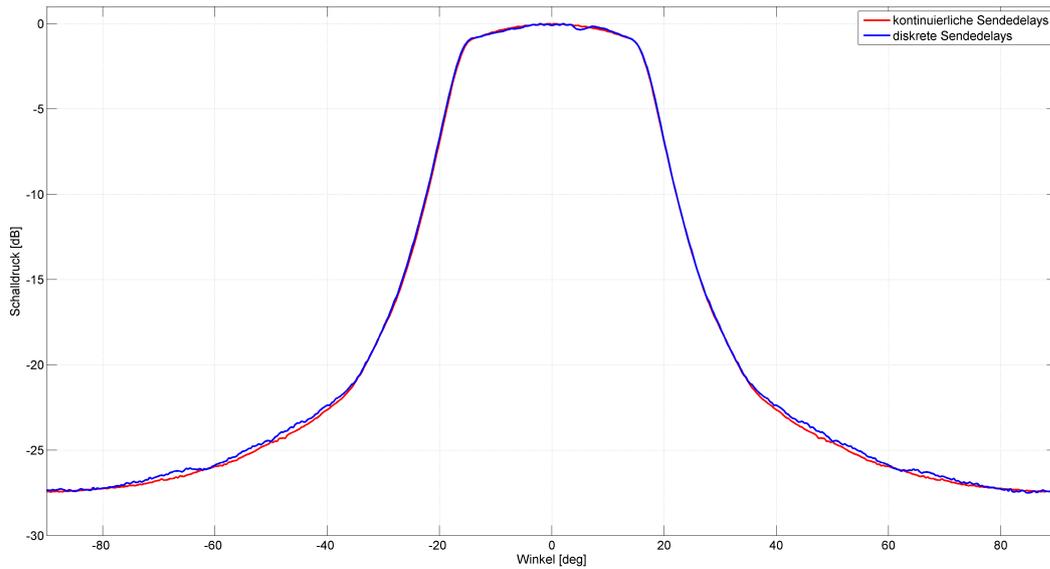


Abb. 8.4. Simulierte azimutale Schalldruckverteilungen im Abstand von 5 m bei Verwendung kontinuierlicher und diskreter Sendedelay-Verteilungen.

Das elektrische Schwenken des Schallfeldes, wie in Abbildung 6.8 dargestellt, ist aufgrund der festen ringförmigen Elementgruppierung nicht realisierbar. Größere Einschränkungen als beim Senden ergeben sich durch den Schaltungsaufbau jedoch beim Empfang. Um ein gezieltes Auslesen der Empfangssignale einzelner Antennenelemente zu ermöglichen, kann jeder Multiplexer zeitgleich immer nur ein angeschlossenes Antennenelement der Gruppe mit dem jeweiligen Beamformerkanal verbinden. Das bedeutet, dass bei einem Empfangsereignis immer nur die Echosignale von 128 Antennenelementen ausgewertet werden können, eins aus jeder ringförmigen Elementgruppe. Danach können die einzelnen Multiplexer die jeweils nächsten Antennenelemente verbinden und beim nächsten Empfangsereignis deren Echosignale zur Verarbeitung weiterleiten. Um also von allen 1024 Elementen der Antenne ein aufgezeichnetes Echosignal zur Bildrekonstruktion nutzen zu können, müssen insgesamt acht Empfangsereignisse aufgezeichnet werden. Beim vorliegenden System bedeutet dies, dass acht Sende- und Empfangsereignisse gebraucht werden, um zur Rekonstruktion eines Volumens die Empfangssignale von allen Antennenelementen verwenden zu können. Zudem darf sich das abzubildende Szenario während dieser acht Sende- und Empfangsprozesse räumlich nicht signifikant ändern, da es sonst zu Bildartefakten bei der Rekonstruktion kommt.

Bezüglich einer Tiefseetauglichkeit des Beamformers können zwei Konzepte angewendet werden. Zum einen ist die Unterbringung in einem druckstabilen Gehäuse möglich, welches die Elektronik gegen den hohen Umgebungsdruck abschirmt. Diese Druckhülle muss eine geeignete Steifigkeit besitzen, um einer Verformung durch den Druck Widerstand zu leisten. Zudem müssen die gefügten Teile der Hülle ausreichend gedichtet sein, um ein Eindringen von Seewasser zu verhindern. Alternativ kann auch eine druckneutrale Aufbauweise angewendet werden. Hierbei existiert keine druckfeste Hülle und die gesamte Elektronik wird dem Umgebungsdruck ausgesetzt. Damit kein Wasser an die elektrischen Kontakte gelangt, ist die Elektronik in ein wasserundurchlässiges Material eingegossen, welches aufgrund seiner Kompressibilität den Umgebungsdruck direkt an die elektronischen Bauteile weitergibt. Frühere Untersuchungen des IBMT zur Druckbeständigkeit von elektronischen Bauteilen haben gezeigt, dass Komponenten, welche keine Lufteinschlüsse beinhalten, einem Umgebungsdruck von 600 bar standhalten können [65]. Als Vergussmaterial wurde hierbei ein Silikongel verwendet. Um die Elektronik des Beamformers für einen solchen druckneutralen

Aufbau tauglich zu machen, müssen alle Bauteile und Komponenten ersetzt oder durch einen druckfesten Hartverguss mikrokapselt werden, welche Lufteinschlüsse im Innern ihrer Gehäuse besitzen. Dies betrifft beispielsweise Kapazitäten, Induktivitäten und Schwingquarze. Prinzipiell ist ein druckneutraler Aufbau des Beamformers jedoch möglich.

8.3 Steuerungs- und Auswertesoftware

Zur Steuerung des Beamformers wurde ein rudimentäres C-Code basiertes Programm mit einem User-Interface implementiert, welches die grundlegenden Einstellungen für die Messung und das Speichern der aufgezeichneten Kanaldaten erlaubt. Die folgende Abbildung 8.5 zeigt einen Screenshot der Bedienoberfläche.

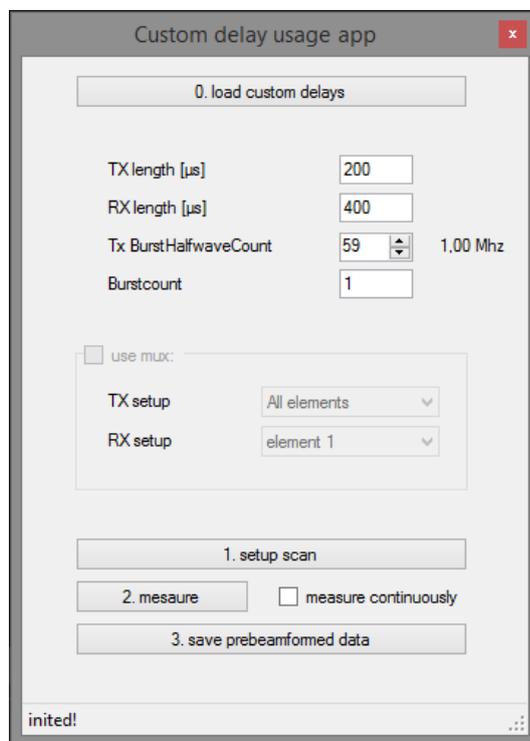


Abb. 8.5. Screenshot der Benutzeroberfläche.

Zunächst werden die Sendedays für die einzelnen Beamformerkäle in Abhängigkeit des gewünschten Schallöffnungswinkels berechnet und importiert. Anschließend werden die Zeitdauern für das Senden sowie das Empfangen festgelegt. Die Sendezeitdauer muss so groß gewählt werden, dass alle Sendezeitpunkte der Delay-Verteilung abgedeckt werden. Nachdem die Sendezeitdauer abgelaufen ist, schaltet das Programm den Beamformer in den Empfangsmodus. Dieser muss nun so lange aktiv sein, dass die reflektierten Echosignale aus der maximalen gewünschten Entfernung noch aufgezeichnet werden. Für eine maximale Aufnahmetiefe von 10 m beispielsweise muss eine Aufnahmedauer von

$$t_{rec} = \frac{10 \text{ m} \cdot 2}{1500 \frac{\text{m}}{\text{s}}} = 13,3 \text{ ms} \quad (8.1)$$

gewählt werden. Nun wird das elektrische Anregungssignal festgelegt. In der momentanen Konfiguration steht ein sinusförmiges Signal mit variabler Frequenz und Anzahl von Schwingungszyklen zur Verfügung. Diese beiden Parameter müssen ebenfalls vor der Messung festgelegt werden. Derzeit werden die aufgezeichneten Rohdaten der Beamformerkanäle auf dem Steuerungsrechner gespeichert. Dort wird dann anschließend die Weiterverarbeitung der Signaldaten von der Software Matlab übernommen. Die Routine liest die Rohdaten ein, führt das Empfangsbeamforming gemäß Abschnitt 5.2 sowie etwaige Filterungen durch und schreibt das rekonstruierte Volumen als wertkodierte dreidimensionale Bildpunkte in eine Datei. Diese Datei kann dann mit Hilfe des Programms Amira eingelesen und als helligkeitskodierte dreidimensionale Punktwolke dargestellt werden. Zur Ausgabe können entweder Bilder aus verschiedenen Ansichten, oder auch animierte Rotationsdarstellungen zur besseren Erkennbarkeit der abgebildeten Strukturen erstellt und exportiert werden.

Nachdem nun der Aufbau und die Funktionsweise aller einzelnen Systemkomponenten beschrieben sind, findet sich im folgenden Abschnitt 9 die Aufbaubeschreibung des Gesamtsystems inklusive der notwendigen Verbindungskomponenten. Darüber hinaus werden die validierenden Messungen mit dem System erläutert und die Ergebnisse vorgestellt und diskutiert.

Auslegung und Validierung des Gesamtsystems

Dieser Abschnitt beschreibt den Aufbau des Gesamtsystems sowie die damit durchgeführten Messungen. Neben den Schalldruckverteilungen bei unterschiedlichen Anregungsformen der Antenne wurden mit dem System auch Messungen an verschiedenen Phantomen durchgeführt. Hiermit konnten die entwickelten Rekonstruktions- und Filteralgorithmen validiert werden.

9.1 Aufbau des Gesamtsystems

Während die einzelnen Komponenten des Kamerasystems in ihrem Aufbau und ihrer Wirkweise bereits in den vorangegangenen Abschnitten beschrieben wurden, soll hier nun auf den Aufbau des gesamten Systems eingegangen werden.

Zunächst wurde ein Gehäuse für die Ultraschallantenne gefertigt. Dieses besteht aus eloxiertem Aluminium, wodurch es resistent gegen die korrosiven Einflüsse von Salzwasser ist. Die Abmaße des Gehäuses betragen 198 mm x 168 mm x 161 mm. Das dreigeteilte Gehäuse besteht aus einem vorderen Rahmen, in den die Ultraschallantenne eingelassen ist, einem mittleren Rahmenteil sowie einem hinteren Deckel mit Durchführungen für die Anschlusskabel. Die Ultraschallantenne ist in den vorderen Gehäuseteil eingeschraubt und frontseitig mit einem speziellen Sonar-Verguss eingegossen. Dieser besitzt eine akustische Impedanz nahe der von Wasser, sodass er den Schalldurchgang zwischen Wandler und Ausbreitungsmedium möglichst wenig beeinflusst.

Im Mittelteil des Gehäuses werden die Anschlusskabel an die Ultraschallantenne angesteckt. Die Anschlusskabel werden durch die Kabeldurchführungen wasserdicht umschlossen, zusätzlich sind sie die Kabel im Bereich der Durchführung im Deckel eingegossen. Die drei Gehäuseteile sind jeweils über Dichtungen miteinander verschraubt, sodass das Antennengehäuse insgesamt wasserdicht verschlossen ist. Die Verbindung der Antenne zum Beamformer wird über acht Kabel mit jeweils 128 einzelnen Koaxialleitungen realisiert. Die verwendeten Anschlusskabel besitzen eine Länge von 2,5 m. Aufgrund der in Abschnitt 8.2 beschriebenen Verteilung der Antennenelemente auf die Multiplexer im Beamformer musste eine Umverteilung der Elementanbindungen an die Elektronik erfolgen. Hierzu wurde eine Adapterplatine hergestellt, welche die konzentrische Zuweisung der Antennenelemente zu den jeweiligen Multiplexer-Eingängen realisiert. Diese Platine wird zwischen dem Beamformer und den Anschlusssteckern der Antenne gesteckt und besitzt hierzu auf beiden Seiten jeweils vier ITTCannon-Stecker mit jeweils 256 Element- und Massepins. Die Adapterplatine ist in Abbildung 9.1 dargestellt.



Abb. 9.1. Adapterplatine Antennenseite (oben) und Beamformerseite (unten).

Die eingehauste und vergossene Antenne mit den Anschlusskabeln und der Adapterplatine ist in Abbildung 9.2 dargestellt, Abbildung 9.3 zeigt das gesamte System mit Beamformer.

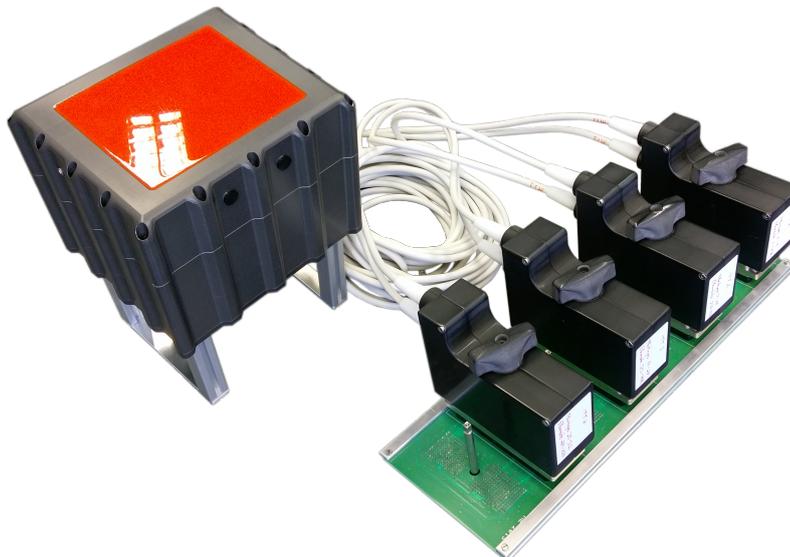


Abb. 9.2. Eingehauste Antenne mit Kabeln, Steckern und Adapterplatine.



Abb. 9.3. Kamerasystem, bestehend aus Antenne und Beamformer.

Der dargestellte Aufbau des Kamerasystems ist in der vorliegenden Form nicht für einen Umgebungsdruck von mehreren hundert bar tauglich. Es handelt sich um einen Laboraufbau des Systems, welcher primär zur Aufnahme von Messdaten konzipiert wurde, um einen Tauglichkeitsnachweis für die entwickelten Technologien und Algorithmen hinsichtlich der geforderten Abbildungsqualitäten zu ermöglichen. Aufgrund der Kabellängen kann die Antenne bis zu einer Wassertiefe von etwa 2 m getaucht werden. In den Abschnitten 7.2 und 8.2 der Arbeit wurden jedoch Methoden aufgezeigt, mit denen sich eine druckfeste bzw. druckneutrale Aufbauvariante der Antenne bzw. des Beamformers realisieren lässt. Diese können verwendet werden, um das gesamte Kamerasystem in einer Variante aufzubauen, welche für die Umgebungsbedingungen der

Tiefsee geeignet ist. Auch wenn eine solche druckbeständige Systemvariante im Rahmen dieser Arbeit aus Kosten- und Zeitgründen nicht realisiert werden konnte, so zeigen die Messungen am druckfesten Antennentestmuster sowie die früheren Arbeiten der Ultraschallgruppe am IBMT, dass dem Aufbau eines druckbeständigen Kamerasystems nichts entgegensteht. Mit dem aufgebauten Kamerasystem wurden verschiedene Messungen durchgeführt, welche zur Validierung der im Vorfeld durchgeführten Simulationen verwendet wurden. Zunächst wurde das Schallfeld der Antenne bei verschiedenen Ansteuerungsmodalitäten untersucht. Hierbei stand der Nachweis eines einstellbaren Schallöffnungswinkels im Vordergrund, welcher ein zentrales Funktionsmerkmal des Kamerasystems bildet.

9.2 Schallfeldmessungen

Zur Validierung der defokussierten Anregung der Ultraschallantenne wurden Schallfeldmessungen durchgeführt. Hierbei wurden verschiedene defokussierende Sendedelaysets verwendet, um die Schalldruckverteilung der Antenne gezielt zu manipulieren. Zur Messung der räumlichen Schalldruckverteilung wurde die Antenne in ein Messbecken getaucht und das Volumen vor der Apertur mit einem Nadelhydrophon abgetastet. Das Nadelhydrophon konnte mit Hilfe einer Verfahreinheit, welche vom Messrechner gesteuert wurde, in allen Raumrichtungen durch das beschallte Volumen bewegt werden. An jedem Abtastpunkt wurde dann der dort vorherrschende Schalldruck gemessen und protokolliert. Abbildung 9.4 zeigt schematisch den Messaufbau für die Schallfeldmessungen. Der maximale Aufnahmebereich im Messbecken beträgt 40 cm x 40 cm x 35 cm.

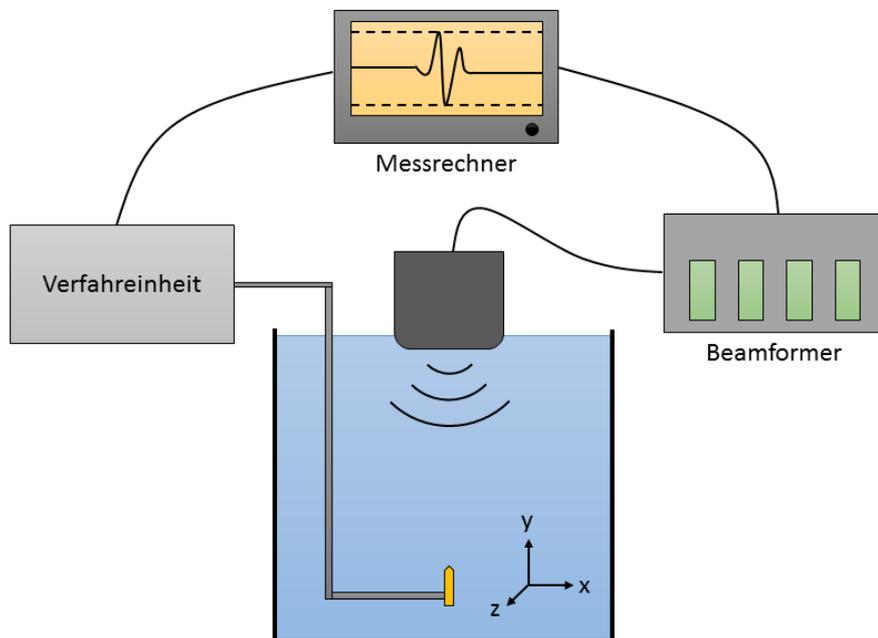


Abb. 9.4. Prinzipskizze einer Schallfeldmessung mit Hilfe eines verfahrbaren Hydrophons.

Die folgende Abbildung 9.5 zeigt die Messergebnisse der Schalldruckverteilungen bei Verwendung unterschiedlich starker Defokussierungen in einer Ebene senkrecht zur Apertur. Rechts neben den gemessenen Schallfeldern befinden sich jeweils die simulierten Schallfelder zum Vergleich. Die Anregung beim oberen Schallfeld geschah mit einem virtuellen Fokusabstand von 180 mm, beim

mittleren Schallfeld wurde ein virtueller Fokusabstand von 130 mm und beim unteren ein Abstand von 90 mm verwendet. Alle Schallfeldmessungen wurden mit einem Burst 1 Signal mit 1 MHz durchgeführt.

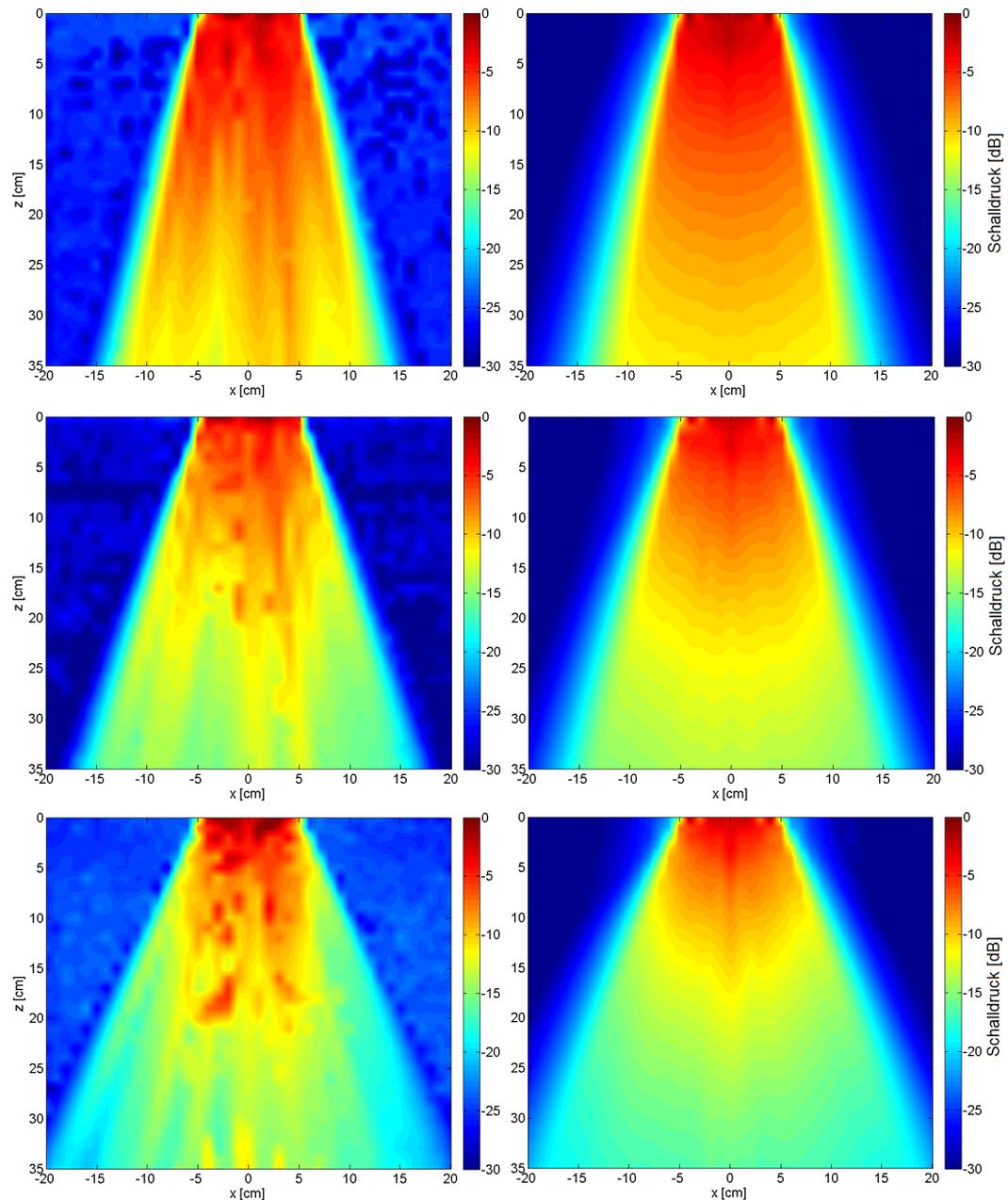


Abb. 9.5. Gemessene defokussierte Schallfelder (linke Spalte) im Vergleich zu den simulierten Schallfeldern (rechte Spalte). (Oben: virtueller Fokusabstand 180 mm, Mitte: virtueller Fokusabstand 130 mm, unten: virtueller Fokusabstand 90 mm).

Die gemessenen Schallfelder zeigen sich hinsichtlich der Schallöffnungswinkel und der relativen Schalldruckverteilungen in guter Übereinstimmung mit den simulierten Schallfeldern. Es fällt allerdings auf, dass die Homogenität der Schalldruckverteilung mit zunehmender Defokussierung abnimmt. Insbesondere bei der stärksten Defokussierung lassen sich deutliche lokale Schalldruckmaxima im Schallfeld erkennen. Die simulierten Verteilungen zeigen diese lokalen Druckmaxima

allerdings nicht. Zusätzlich wurden die Schalldruckverteilungen bei verschiedenen Anregungen in einer Ebene parallel zur Apertur in einem Abstand von 30 cm aufgezeichnet. Abbildung 9.6 zeigt die Messergebnisse erneut im Vergleich zu den zugehörigen simulierten Schalldruckverteilungen in diesem Abstand. Für die obere Messung wurde ein virtueller Fokusabstand von 230 mm verwendet, bei der mittleren Messungen ein Abstand von 130 mm und bei der unteren Messung ein Abstand von 90 mm. Auch hier zeigt sich, dass die unterschiedlich starken Defokussierungen zu unterschiedlich großen Schallöffnungswinkeln und damit zu unterschiedlich großen beschallten Volumen führen. Auch zeigen sich die obere und die mittlere Messung erneut in guter Übereinstimmung mit den simulierten Verteilungen. Allerdings wird auch hier deutlich erkennbar, dass die Homogenität der Schalldruckverteilung mit zunehmender Defokussierung abnimmt. Das untere Schallfeld weist erneut starke lokale Druckmaxima in der Mitte des Schallfeldes auf, welche von der Simulation nicht abgebildet werden. Der Vollständigkeit halber wurden weitere Anregungsformen der Antenne erprobt und die zugehörigen Schalldruckverteilungen aufgezeichnet. Abbildung 9.7 zeigt das Schallfeld der Antenne bei Verwendung einer Plane Wave Anregung, also der gleichzeitigen Ansteuerung aller Antennenelemente. Auch hier ist rechts neben dem Messergebnis das Simulationsergebnis dargestellt, welche sich erneut in guter Übereinstimmung miteinander zeigen. In Abbildung 9.8 ist letztlich ein fokussiertes Schallfeld der Antenne auf einen Abstand von 30 cm dargestellt. Die Einschnürung und Druckerhöhung im Fokusbereich ist deutlich erkennbar. Auch zeigen sich die Nebenkeulen links und rechts neben dem Schallstrahl, welche sich aufgrund des Antennenpitches von der zweifachen Wellenlänge ergeben. Allerdings treten diese bei der Messung mit einem Pegel von etwa -18 dB im Vergleich zum maximalen Druckwert auf, während sie in der Simulation einen niedrigeren relativen Pegel von etwa -30 dB besitzen. Für die vorliegende Anwendung ist ein fokussierter Sendebetrieb allerdings nicht geeignet und soll hier nur die weiteren Möglichkeiten der Antenne verdeutlichen bzw. die Qualität der Simulation validieren.

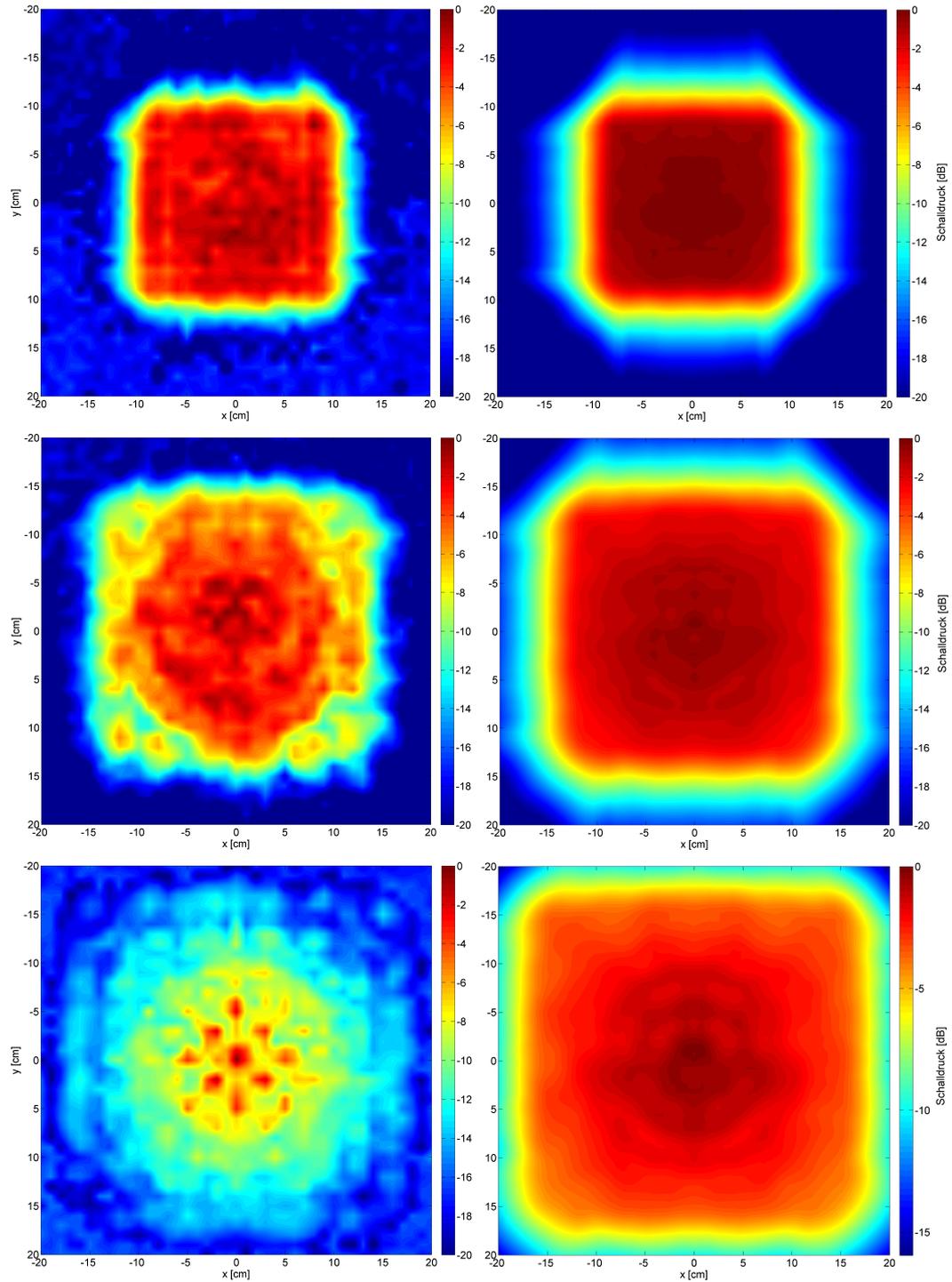


Abb. 9.6. Gemessene Schalldruckverteilung (linke Spalte) in einer Ebene parallel zur Apertur im Vergleich zur simulierten Schalldruckverteilung (rechte Spalte). (Messabstand 30 cm, defokussierte Anregung. Oben: virtueller Fokusabstand 230 mm, Mitte: virtueller Fokusabstand 130 mm, unten: virtueller Fokusabstand 90 mm).

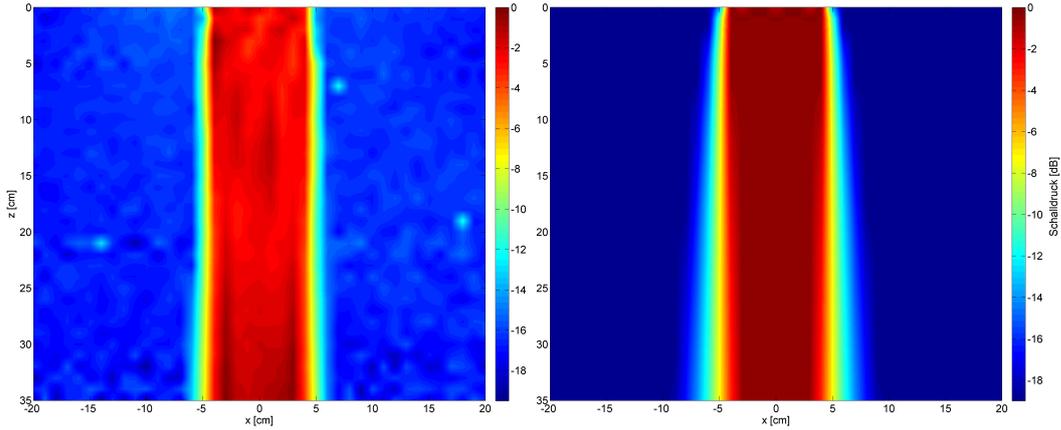


Abb. 9.7. Gemessenes (links) und simuliertes (rechts) Schallfeld bei Plane Wave Anregung.

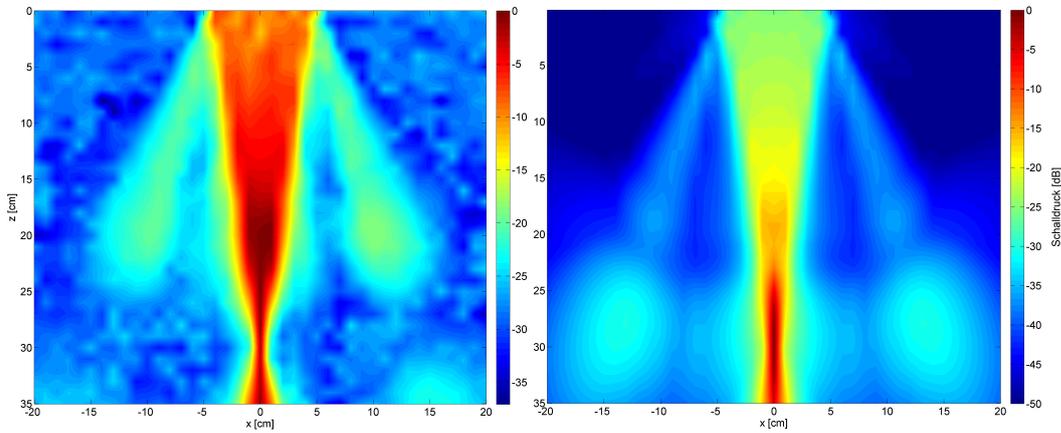


Abb. 9.8. Auf einen Abstand von 30 cm fokussiertes gemessenes (links) und simuliertes (rechts) Schallfeld.

Aus der Messung mit einer Defokussierung von etwa 33° wurde die Sendempfindlichkeit der Antenne abgeschätzt (vergleiche Abbildung 9.6 Mitte). Die Antennenelemente wurden mit sinusförmigen Pulsen der Frequenz 1 MHz mit je einer einzelnen Periode und einer Spannungsamplitude von 75 V angeregt. Dies entspricht einem Effektivwert der Spannung an den Antennenelementen von

$$U_{eff} = \frac{75 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 53,03 \text{ V}_{rms} \quad (9.1)$$

Mit dieser Anregespannung wurde vom Messrechner im Schallfeld bei einer Entfernung von $d = 30 \text{ cm}$ ein maximaler effektiver Schalldruck von

$$P_{eff} = 11,056 \text{ kPa} \quad (9.2)$$

ermittelt. Durch die elektromechanische Wandlung der Antennenelemente wurden die elektrischen Anregungssignale, welche ursprünglich eine einzelne Schwingungsperiode besaßen, in akustische Sendesignale mit etwa zwei Schwingungsperioden überführt. Die Signallänge der akustischen Sendesignale betrug somit

$$T_{sig} = \frac{2}{1 \text{ MHz}} = 2 \mu s \quad (9.3)$$

Bei der Digitalisierung wurde eine Rate von 20 MHz verwendet, sodass ein Sendesignal eine Länge von 40 Punkten besaß. Die Größe des Messfensters betrug 120 Punkte, womit das auszuwertende Signal etwa ein Drittel des Messfensters ausfüllte. Die übrigen Signalwerte im Messfenster lagen in etwa bei null. Dies muss bei der Berechnung des effektiven Schalldruckwertes berücksichtigt werden. Der um die Größe des Messfensters bereinigte effektive Schalldruck liegt somit bei

$$P_{eff} = 3 \cdot 11,056 \text{ kPa} = 33,168 \text{ kPa} \quad (9.4)$$

Die Sendeempfindlichkeit der Antenne wird im Englischen als *transmit voltage response* oder abgekürzt TVR bezeichnet und beschreibt den Schalldruck, den eine Antenne bei einer effektiven Anregespannung von $1 V_{rms}$ in einer Entfernung von 1 m bezogen auf $1 \mu Pa$ erzeugt [30]. Sie berechnet sich gemäß

$$TVR = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{eff}}{U_{eff}} \right) + 20 \cdot \log_{10}(d) \quad (9.5)$$

Mit den vorliegenden Werten ergibt sich für den beschriebenen Ansteuerungsmodus der Antenne eine Sendeempfindlichkeit von

$$TVR = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{33,168 \cdot 10^9 \mu Pa}{53,03 V_{rms}} \right) + 20 \cdot \log_{10}(0,3 \text{ m}) = 165,47 \text{ dB rel. } 1 \frac{\mu Pa}{V_{rms}} @ 1 \text{ m} \quad (9.6)$$

Neben den Schallfeldmessungen wurden mehrere Messungen an unterschiedlichen Phantomen in unterschiedlichen Abständen durchgeführt, um die abbildenden Eigenschaften des Systems bewerten zu können. Diese sind im Folgenden beschrieben.

9.3 Messungen an Phantomen

Die Antenne wurde bei allen Messungen fest über den jeweiligen Phantomen positioniert und während der Messung nicht bewegt. Die Anregung der Antenne geschah mit einem sinusförmigen Signal mit einer Schwingungsperiode (Burst 1) mit einer Frequenz von 1 MHz. Die Defokussierung der Antenne wurde mit einem virtuellen Fokusabstand von 130 mm vorgenommen. Bei den Messungen wurden jeweils acht Sende- und Empfangsereignisse mit allen Schaltstellungen der Multiplexer durchgeführt, sodass die Signale von allen Antennenelementen in die jeweilige Auswertung einbezogen wurden. Nachdem die Echosignale von allen Elementen aufgezeichnet und abgespeichert waren, wurden die Daten mit Hilfe einer Matlab-Routine rekonstruiert. Die voxelweise Rekonstruktion geschah gemäß des in Abschnitt 5.2 beschriebenen Delay-and-Sum-Algorithmus. In einem ersten Schritt wurden einzelne Schnittebenen der rekonstruierten Bilddaten helligkeitskodiert mit Hilfe von Matlab dargestellt.

Um die simulierte Auflösungsfähigkeit des Systems experimentell zu validieren, wurde eine Stahlkugel mit einem Durchmesser von 5 mm in einem Abstand von 50 cm vor der Antenne positioniert. Die folgende Abbildung 9.9 zeigt die rekonstruierte Abbildung der Kugel.

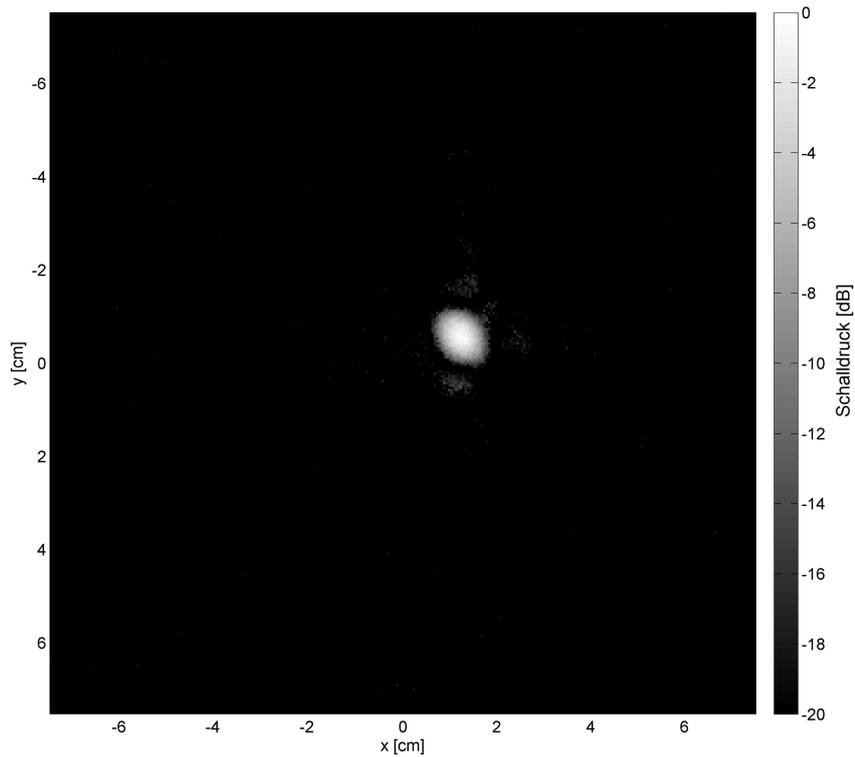


Abb. 9.9. Rekonstruktion einer Stahlkugel mit einem Durchmesser von 5 mm bei einem Messabstand von 50 cm.

Im Anschluss an die Bildrekonstruktion wurden die Projektionen der Abbildung auf die x- bzw. y-Achse berechnet. Diese sind in den folgenden Abbildungen 9.10 und 9.11 dargestellt und geben die PSF-Verläufe in den jeweiligen Achsenrichtungen wieder.

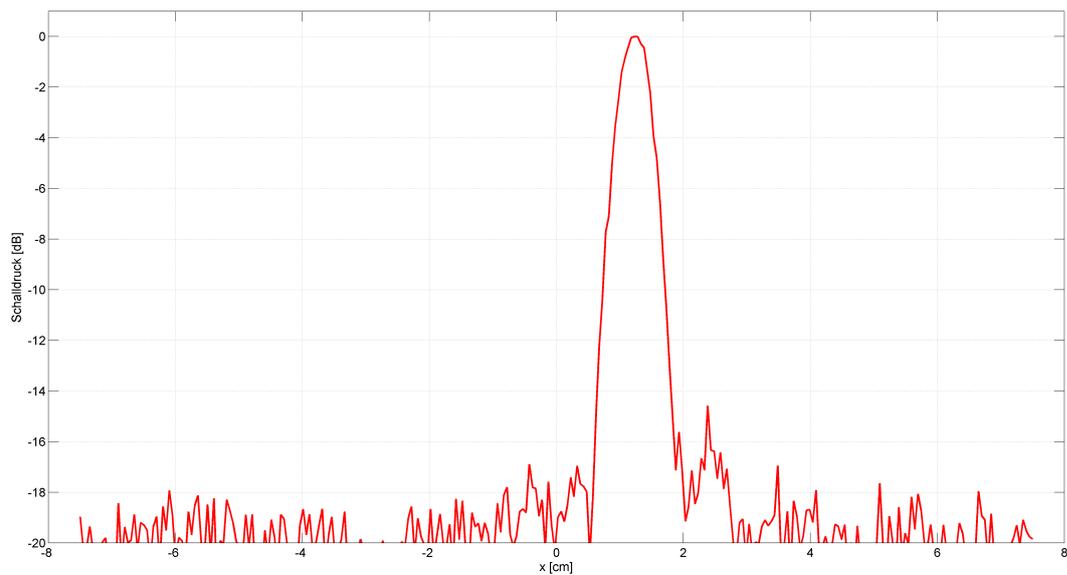


Abb. 9.10. Projektion der rekonstruierten Kugel auf die x-Achse.

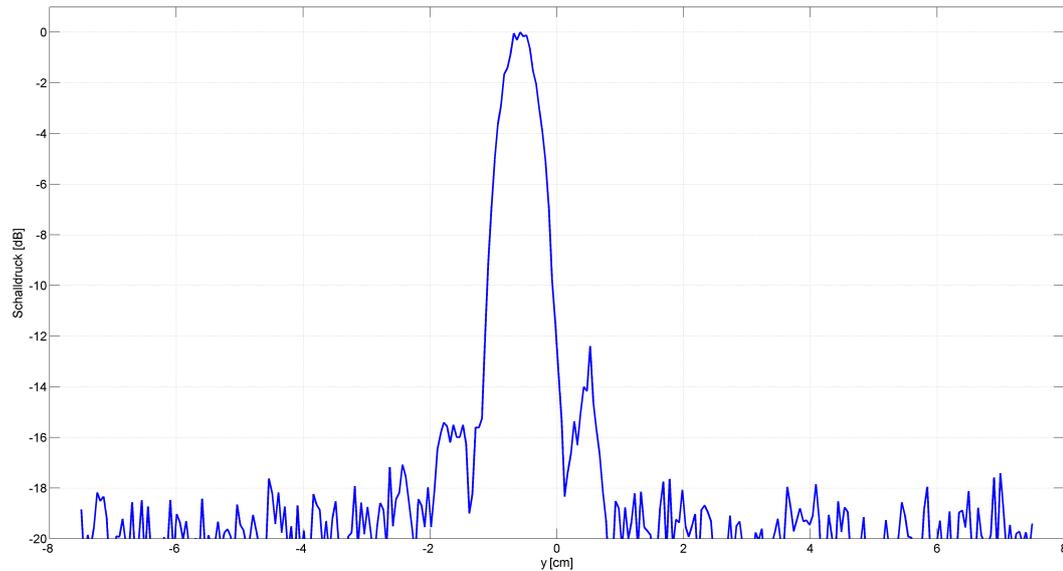


Abb. 9.11. Projektion der rekonstruierten Kugel auf die y-Achse.

In x-Richtung lässt sich eine -6 dB PSF-Breite von etwa 7,62 mm bestimmen, die PSF-Breite in y-Richtung ergibt sich zu 8,53 mm. Die Stahlkugel mit einem Durchmesser von 5 mm wird also in lateraler Richtung vom System mit diesen Maßen abgebildet. Die beiden berechneten PSF-Breiten können somit als laterales Auflösungsvermögen der Kamera in einem Abstand von 50 cm interpretiert werden.

Im Folgenden wurden verschiedene Phantome mit unterschiedlichen geometrischen Strukturen vermessen. Das erste Phantom, welches für die Messungen benutzt wurde, ist in Abbildung 9.12 dargestellt. Die Kugeln sind aus einem Material auf Epoxidbasis gefertigt und besitzen einen Durchmesser von 5 cm. Die Kugelmittelpunkte der aneinander liegenden Kugeln besitzen somit ebenfalls einen Abstand von 5 cm. Die beiden mittleren Kugeln besitzen einen Abstand von 10 cm.

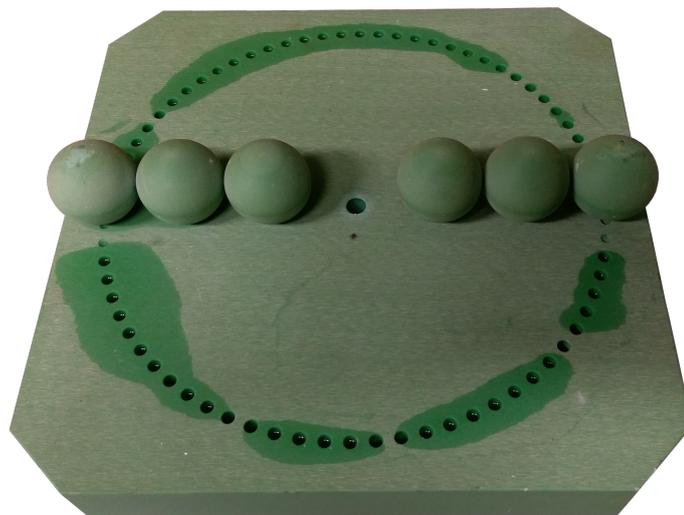


Abb. 9.12. Reihenkugelphantom.

Die folgende Abbildung 9.13 zeigt das Rekonstruktionsergebnis bei einem Messabstand von etwa 30 cm. Dargestellt ist eine Schnittebene parallel zur Apertur bzw. zur Grundplatte des Reihenkugelphantoms. Der Bildkontrast sowie der Signal-Rausch-Abstand sind ausreichend hoch und die Kugeloberflächen lassen sich im Bild gut erkennen. Ebenso sind die äquidistanten Abstände der gruppierten Kugeln sowie der größere Abstand zwischen den beiden Kugelgruppen deutlich erkennbar. Misst man die Mittenabstände der Kugeln im Bild, so ergeben sich die tatsächlichen Abstände. Das bedeutet, dass die abgebildeten Objekte unverzerrt dargestellt werden. Um die Kugeloberflächen herum lassen sich sichelförmige Rekonstruktionsartefakte feststellen.

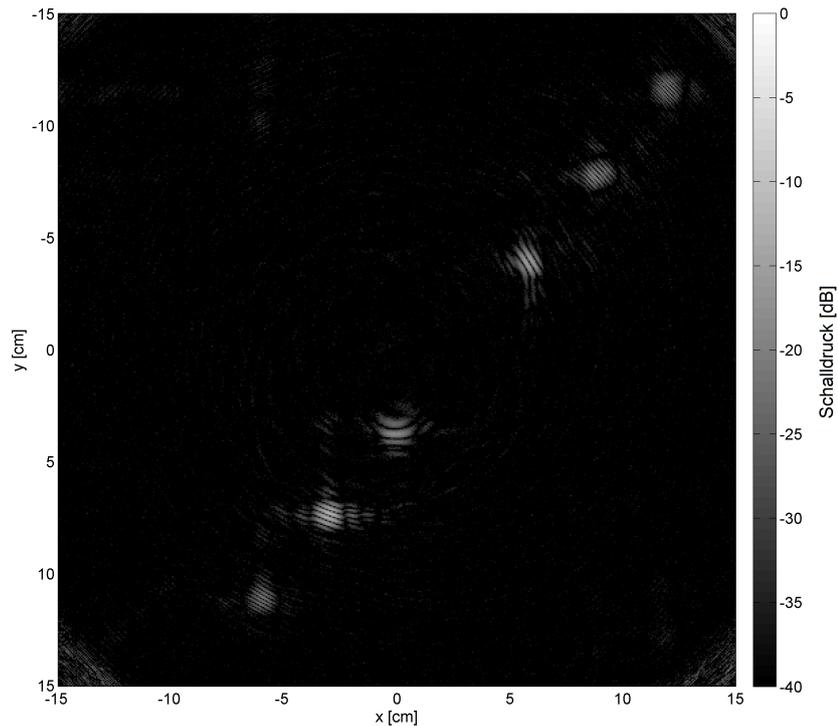


Abb. 9.13. Rekonstruktion des Reihenkugelphantoms bei einem Messabstand von 30 cm.

Ein weiteres Phantom, welches zur Validierung der Abbildungseigenschaften vermessen wurde, ist eine Pyramide aus einzelnen Kugel mit einem Durchmesser von jeweils 5 cm. Die Außenabmessungen dieser Pyramide betragen 25 cm x 25 cm x 25 cm. Abbildung 9.14 zeigt das Kugelpyramidenphantom.

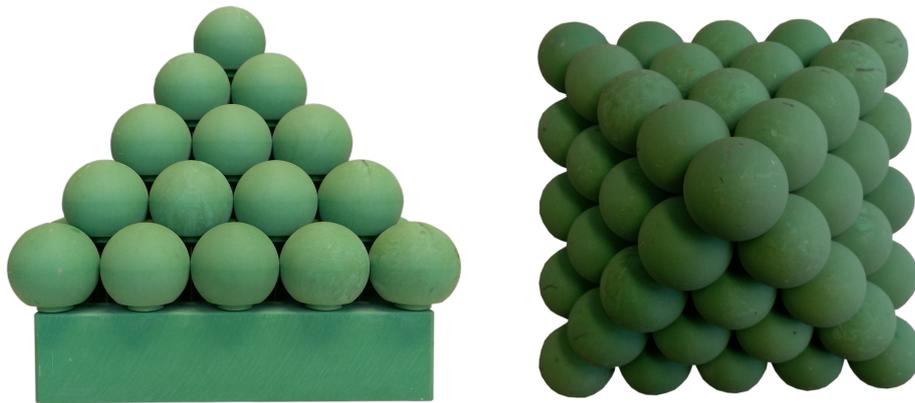


Abb. 9.14. Kugelpyramidenphantom (links: Seitenansicht, rechts: Draufsicht).

Wie auch bei dem Reihenkugelphantom aus Abbildung 9.12 wurden zunächst einzelne Schichten des rekonstruierten Volumens helligkeitskodiert dargestellt. Die folgenden Abbildungen 9.15 bis 9.19 zeigen die rekonstruierten Schichten der einzelnen Pyramidenebenen. Der Messabstand zur obersten Kugel der Pyramide betrug etwa 30 cm. Trotz der erneuten sichelförmigen Artefakte um die Kugeloberflächen herum lassen sich die Anzahl und die Positionen der jeweiligen Kugeln gut erkennen. Auch hier sind Bildkontrast und Signal-Rausch-Abstand ausreichend hoch. An den Rändern des rekonstruierten Volumens zeigen sich weitere Artefakte, die von der Rekonstruktion erzeugt werden. Auch bei dieser Messung wurde die Antenne fest über der Pyramide positioniert, sodass die gesamte Messung aus einer Position heraus durchgeführt wurde.

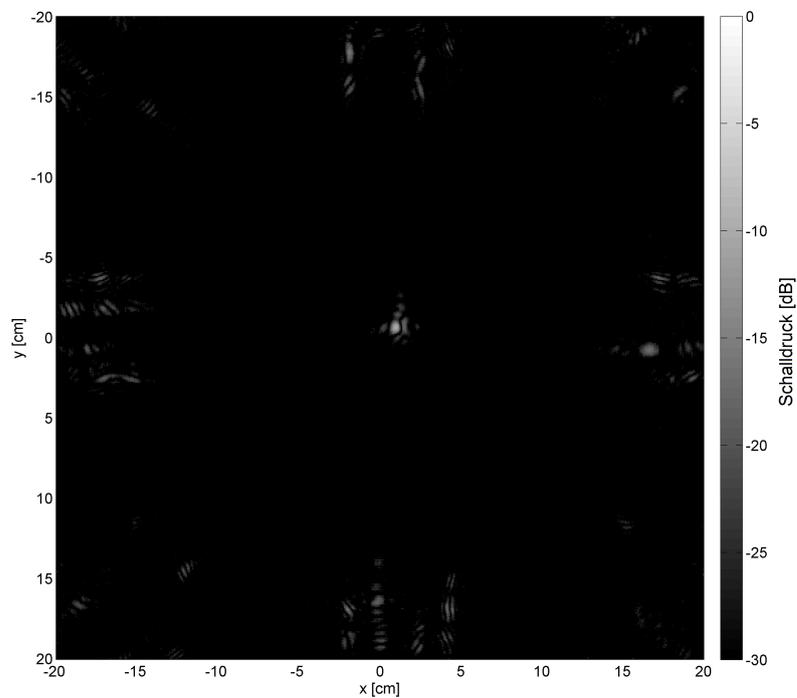


Abb. 9.15. Erste Ebene des rekonstruierten Pyramidenphantoms bei einem Messabstand von 30 cm.

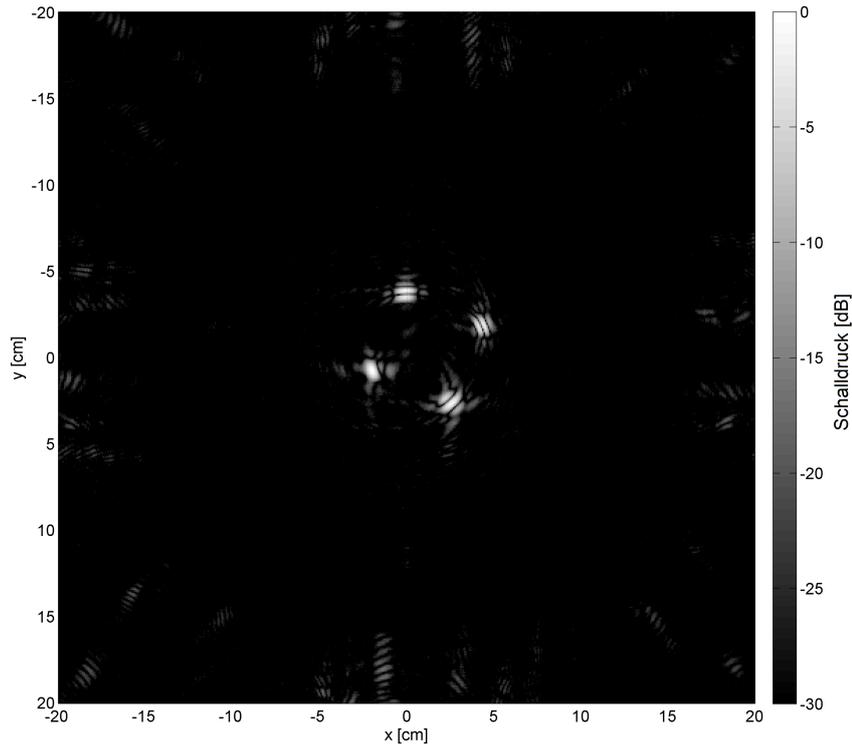


Abb. 9.16. Zweite Ebene des rekonstruierten Pyramidenphantoms bei einem Messabstand von 35 cm.

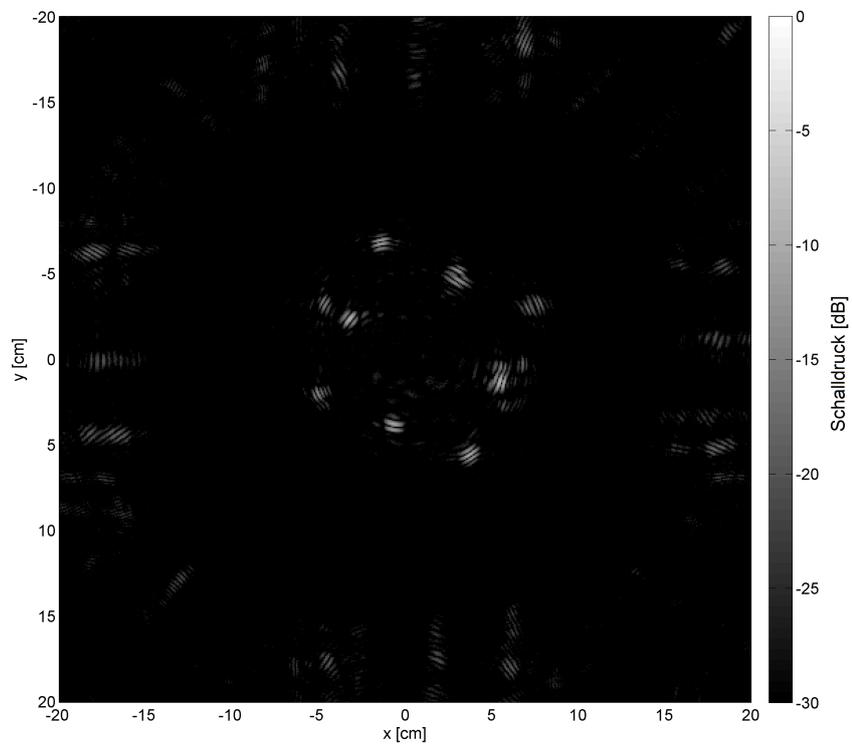


Abb. 9.17. Dritte Ebene des rekonstruierten Pyramidenphantoms bei einem Messabstand von 40 cm.

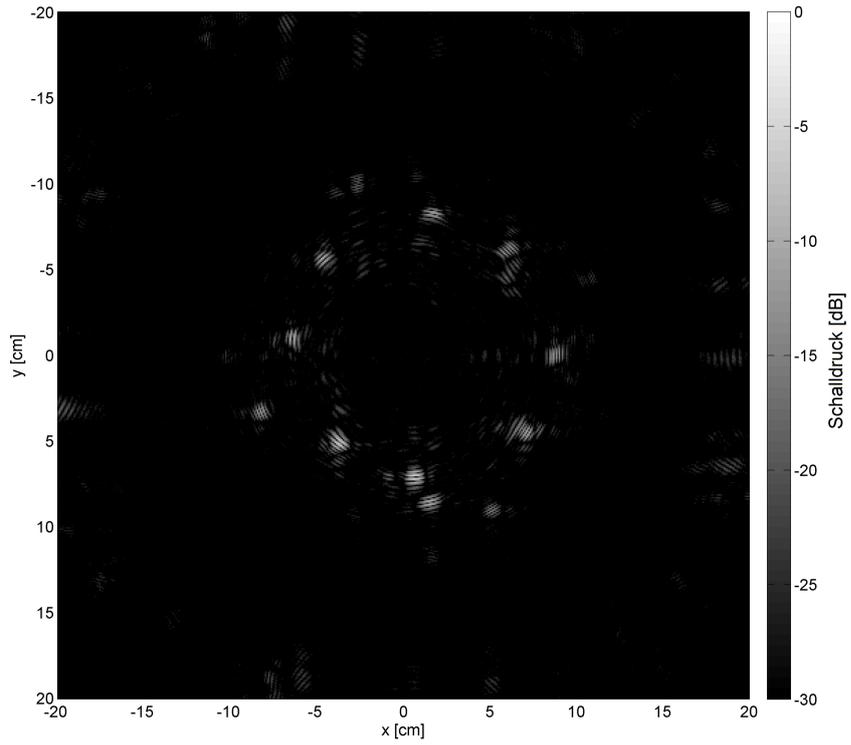


Abb. 9.18. Vierte Ebene des rekonstruierten Pyramidenphantoms bei einem Messabstand von 45 cm.

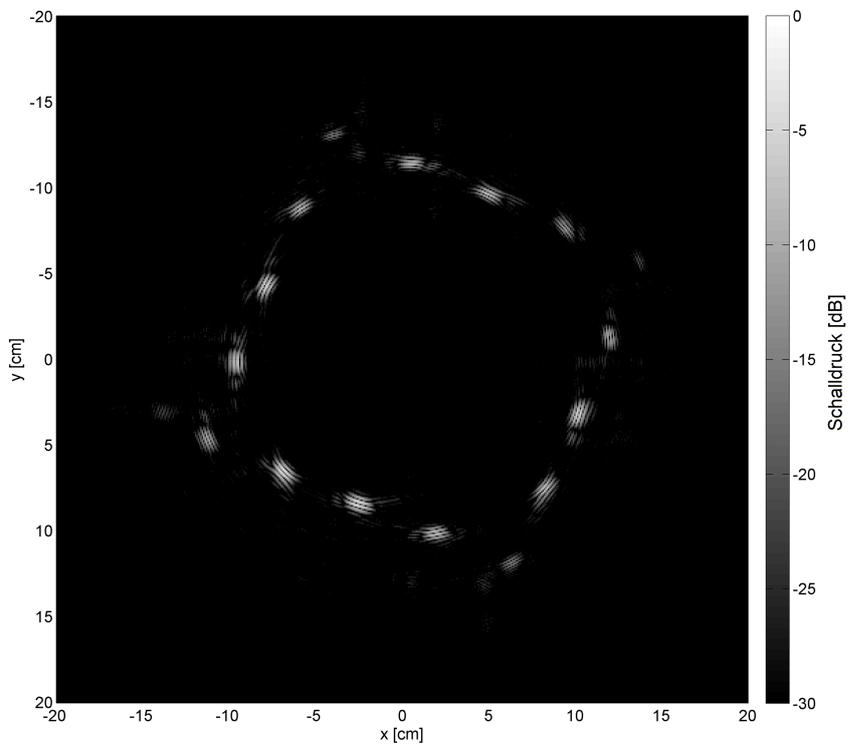


Abb. 9.19. Fünfte Ebene des rekonstruierten Pyramidenphantoms bei einem Messabstand von 50 cm.

Um eine dreidimensionale Darstellung der rekonstruierten Volumendaten zu erhalten, wurde die Software Amira verwendet. Dies erlaubt die helligkeitskodierte Darstellung von dreidimensionalen Punktwolken. Die folgenden Abbildungen 9.20 bis 9.22 zeigen diese Darstellungen des rekonstruierten Pyramidenphantoms.

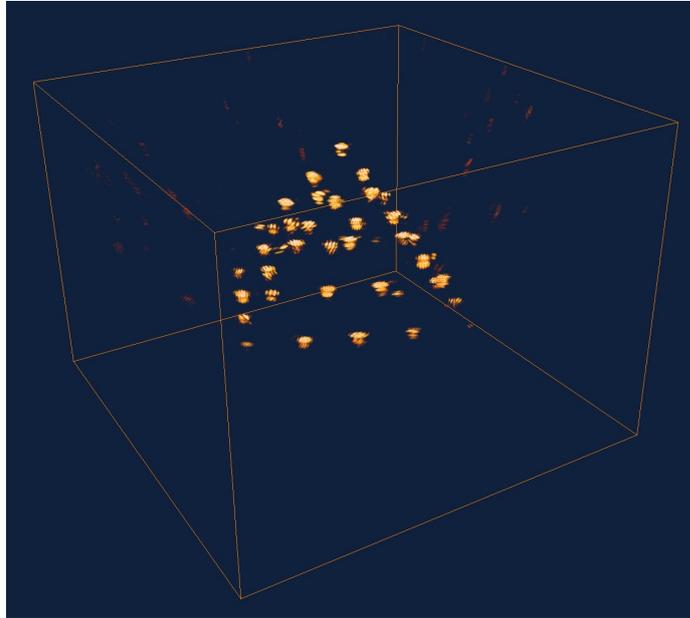


Abb. 9.20. Isometrische Ansicht des rekonstruierten Pyramidenphantoms bei einem Messabstand von 30 cm.

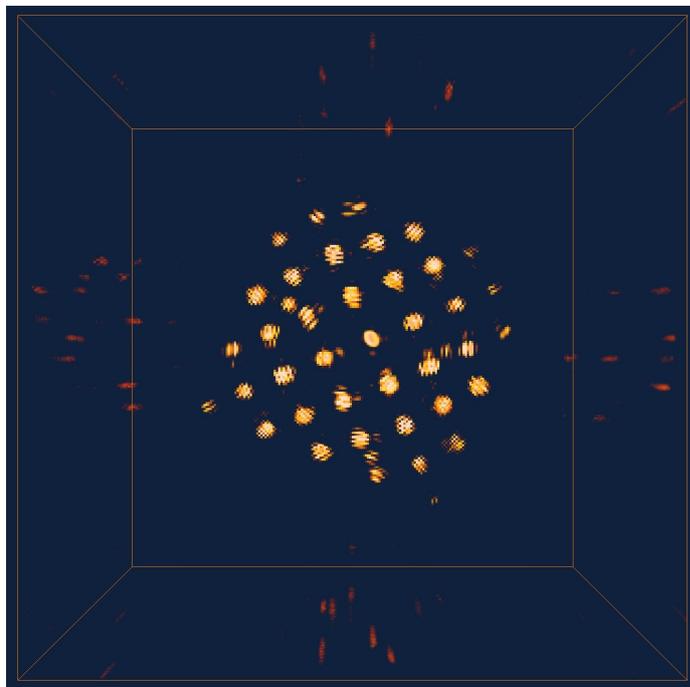


Abb. 9.21. Draufsicht des rekonstruierten Pyramidenphantoms bei einem Messabstand von 30 cm.

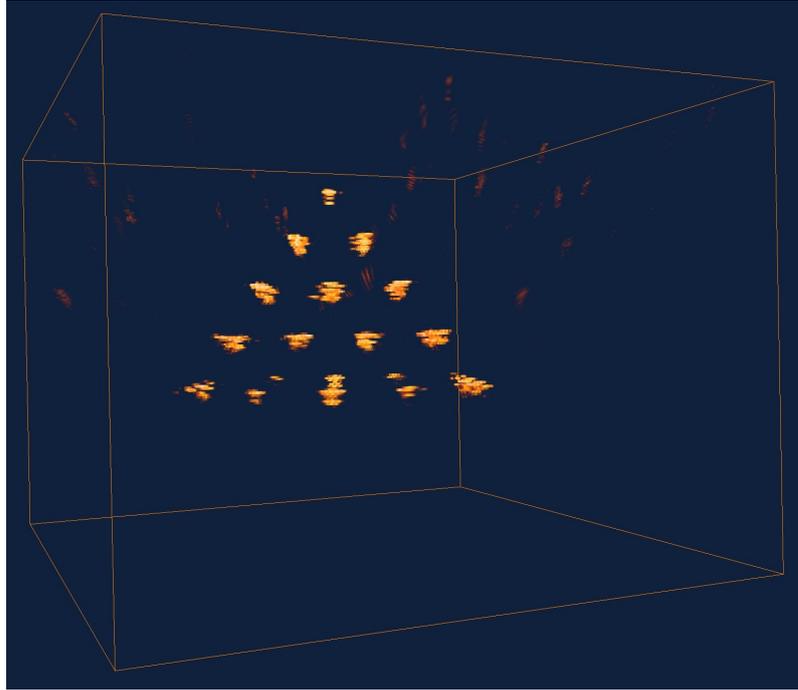


Abb. 9.22. Seitenansicht des rekonstruierten Pyramidenphantoms bei einem Messabstand von 30 cm.

Durch die räumliche Darstellung lassen sich die Form und Struktur des gemessenen Objektes deutlich besser erkennen als in der Darstellung einzelner Bildschichten. In Amira kann das rekonstruierte Volumen beliebig gedreht und in der Größe variiert werden, wodurch der anschauliche Eindruck des Messobjektes verstärkt wird. Durch die feste Position der Antenne relativ zum Messobjekt ergeben sich gerade bei der Abbildung von runden Oberflächen vergleichsweise geringe Echoamplituden. Dies liegt daran, dass die auftreffende Schallwelle an der gekrümmten Oberfläche gebrochen wird und nur ein relativ geringer Teil der Schallenergie zur Antenne reflektiert wird. Ein großer Teil der Schallenergie wird in andere Raumrichtungen abgelenkt und steht nicht zur Rekonstruktion der Struktur zur Verfügung. Abbildung 9.23 stellt diesen Zusammenhang schematisch dar.

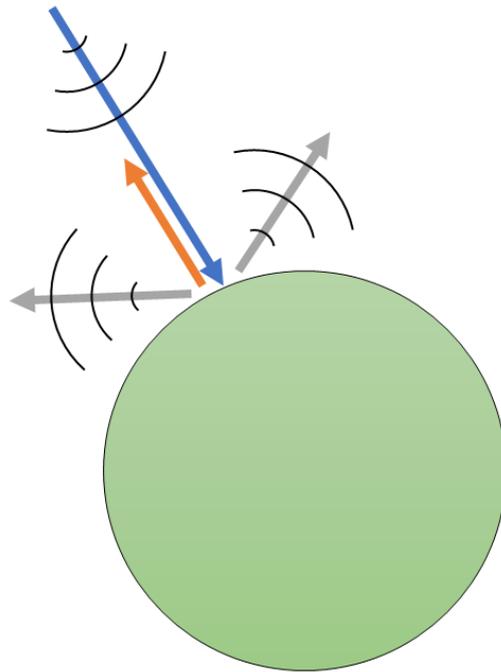


Abb. 9.23. Schallreflexionen an der Kugeloberfläche.

Dieser Umstand hat zum einen zur Folge, dass von den Kugeloberflächen nur ein gewisser Teil im rekonstruierten Bild sichtbar wird und zum anderen, dass das Signal-Rausch-Verhältnis insbesondere bei größeren Abbildungstiefen reduziert ist. In Abschnitt 11 der Arbeit werden technologische Möglichkeiten dargestellt, wie die Darstellung von Objekten verbessert werden kann. Nun wurde der Messabstand zwischen der Antenne und der obersten Kugel der Pyramide auf 1 m erhöht. Hierzu musste die Pyramide auf einem versenkbaren Trägerrahmen befestigt werden. Die Abbildung 9.24 zeigt das rekonstruierte Volumen. Die einzelnen Kugeln lassen sich immer noch deutlich erkennen. Allerdings sind die Bildartefakte aufgrund von Reflexionen am Trägerrahmen stärker als bei der Messung im geringeren Abstand.

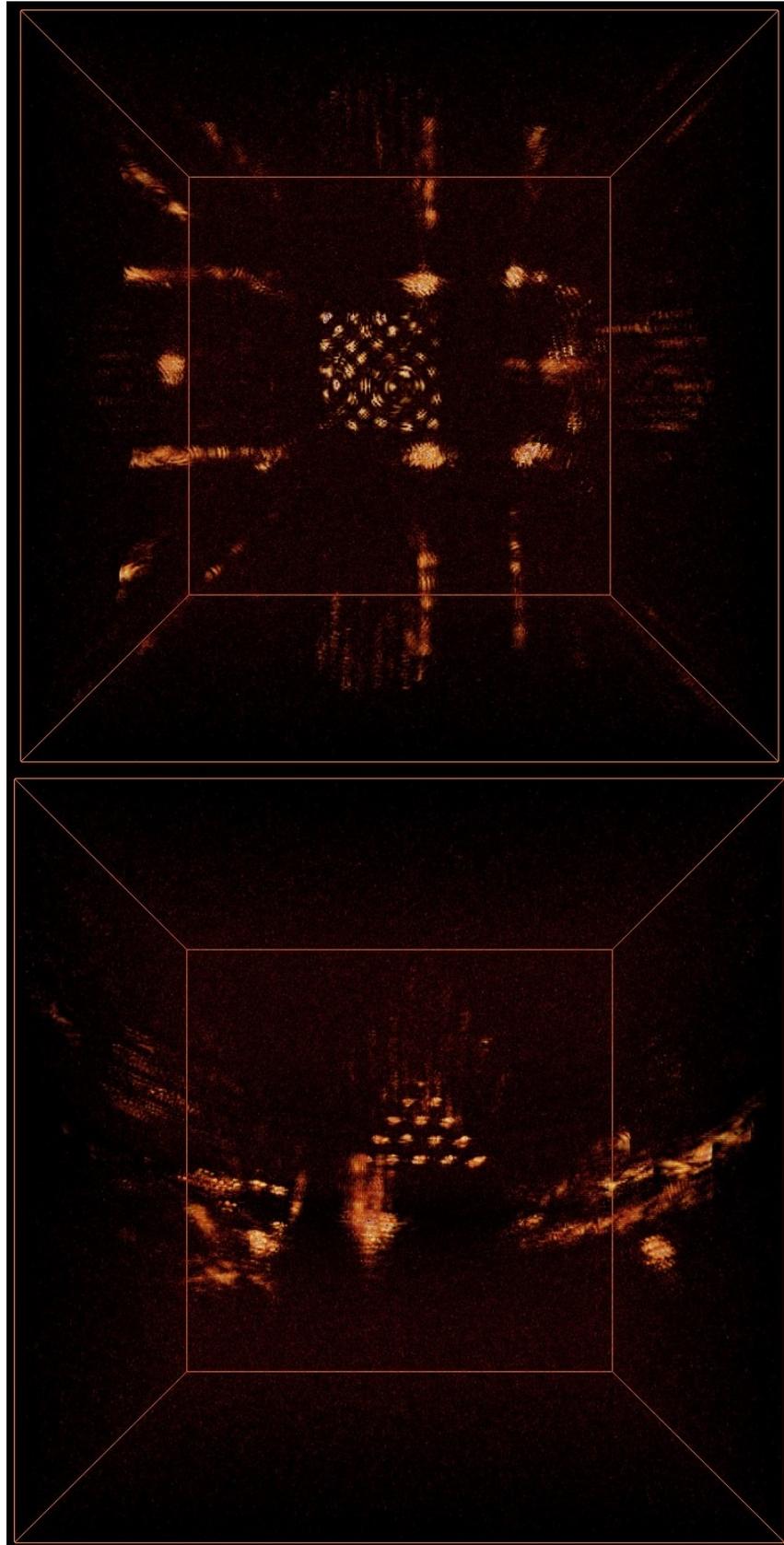


Abb. 9.24. Rekonstruktion des Pyramidenphantoms bei einem Messabstand von 1 m.

Als letztes Phantom wurde ein Autoreifen mit einem Durchmesser von etwa 60 cm vermessen. Zur Verbesserung der Schallreflektion wurde die Reifenoberfläche mit feinem Granulat beschichtet. Abbildung 9.25 zeigt den Reifen, welcher zur Messung ebenfalls auf einen Tragrahmen montiert wurde. Der Messabstand zwischen Antenne und Reifen betrug etwa 1,5 m.



Abb. 9.25. Reifenphantom.

Die folgenden Abbildungen 9.26 bis 9.28 zeigen die Rekonstruktionsergebnisse. Aufgrund der Positionierung der Antenne zentrisch über dem Reifen konnten keine Reflektionen von dessen Seitenwand aufgezeichnet werden, weshalb diese in der Darstellung nicht auftaucht. Die Geometrie des Reifens und auch die Krümmung der Oberfläche lassen sich in den rekonstruierten Bildern gut erkennen. Die Artefakte durch den Tragrahmen sind auch hier erkennbar.

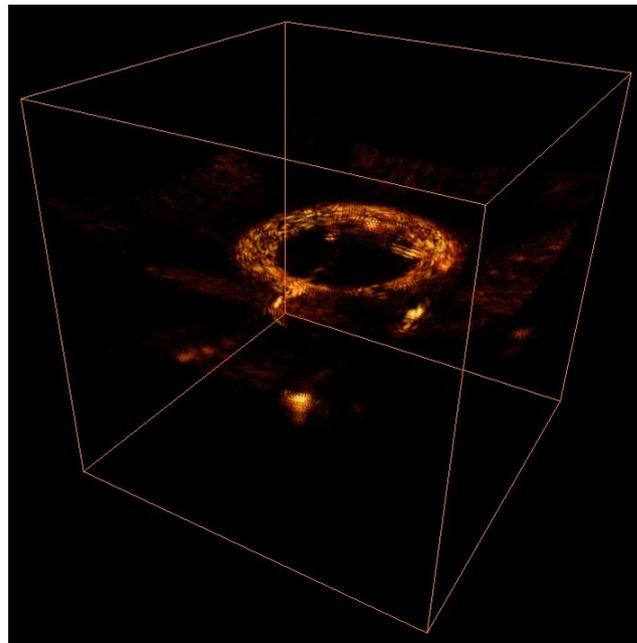


Abb. 9.26. Isometrische Ansicht des rekonstruierten Reifens bei einem Messabstand von 1,5 m.

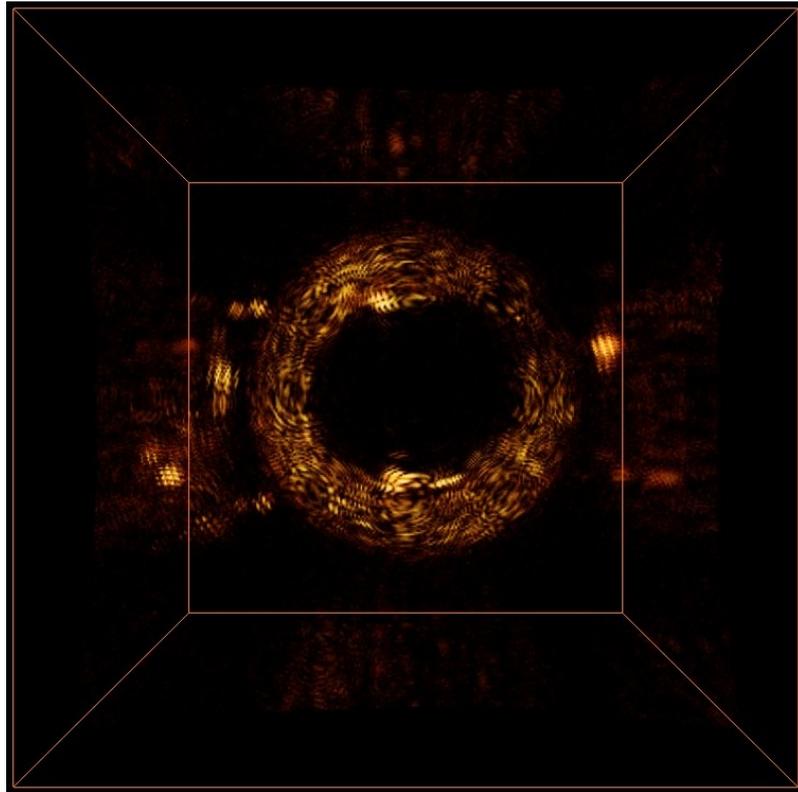


Abb. 9.27. Draufsicht des rekonstruierten Reifens bei einem Messabstand von 1,5 m.

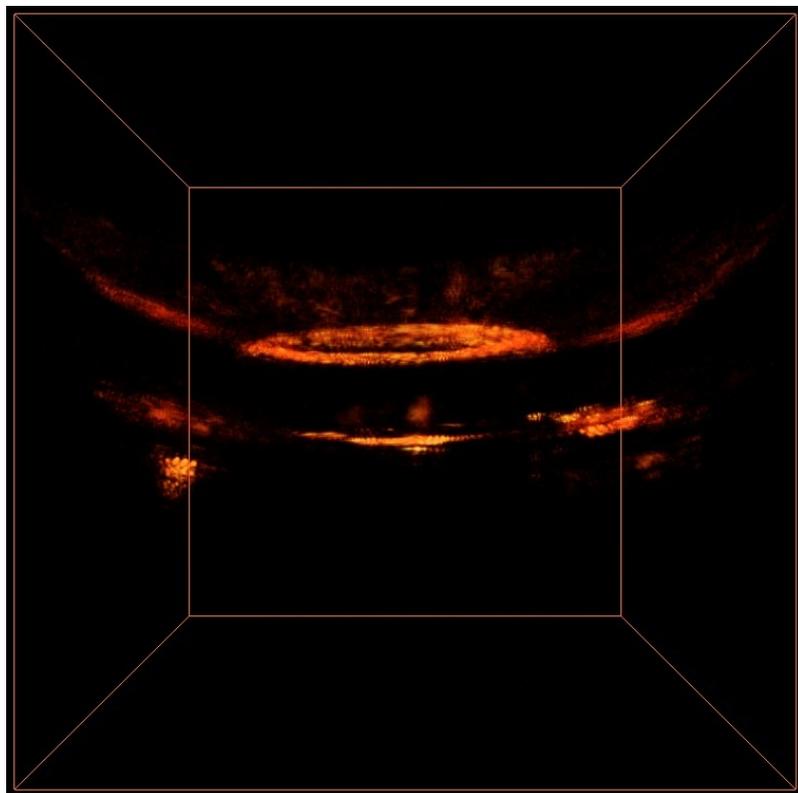


Abb. 9.28. Seitenansicht des rekonstruierten Reifens bei einem Messabstand von 1,5 m.

Bei allen Rekonstruktionen lässt sich feststellen, dass die abgebildeten Messobjekte unverfälscht dargestellt werden. Sowohl die geometrischen Abmessungen der Objekte als auch die Darstellungstiefen stimmen mit den Gegebenheiten während der Messung überein. Auch die Darstellungsqualität, das heißt Bildkontrast und Signal-Rausch-Abstand, ist ausreichend hoch, um die Objekte gut erkennen zu können.

Messungen mit einem Messabstand von mehr als 1,5 m konnten mit dem aufgebauten Systemdemonstrator aufgrund eines zu geringen Signal-Rausch-Abstandes nicht durchgeführt werden. Dies liegt daran, dass der verwendete Beamformer für die medizinische Bildgebung ausgelegt ist und im Empfangspfad einen Hochpass mit einer Grenzfrequenz von 2 MHz besitzt. Dieser Hochpass ergibt sich aus den Kennwerten der verwendeten elektronischen Bauteile und kann nicht ohne weiteres verändert werden. Die Nutzsignale der Antenne liegen mit ihrer Mittenfrequenz von 1 MHz bereits unterhalb der Grenzfrequenz des Filters und werden dementsprechend gedämpft. Die Verwendung eines Beamformers, welcher diese Einschränkung nicht besitzt und zudem höhere Sendespannungen erlaubt, führt zu einer Erhöhung des Signal-Rausch-Abstandes der Empfangssignale. Somit kann eine Abbildungstiefe von bis zu 15 m realisiert werden.

Zur Reduktion der Bildartefakte wurden die in Abschnitt 5.3 beschriebenen Rekonstruktionsfilter auf die Messdaten angewendet. Das Ergebnis der Filterung bei der Aufnahme der Kugelpyramide ist in Abbildung 9.29 dargestellt.

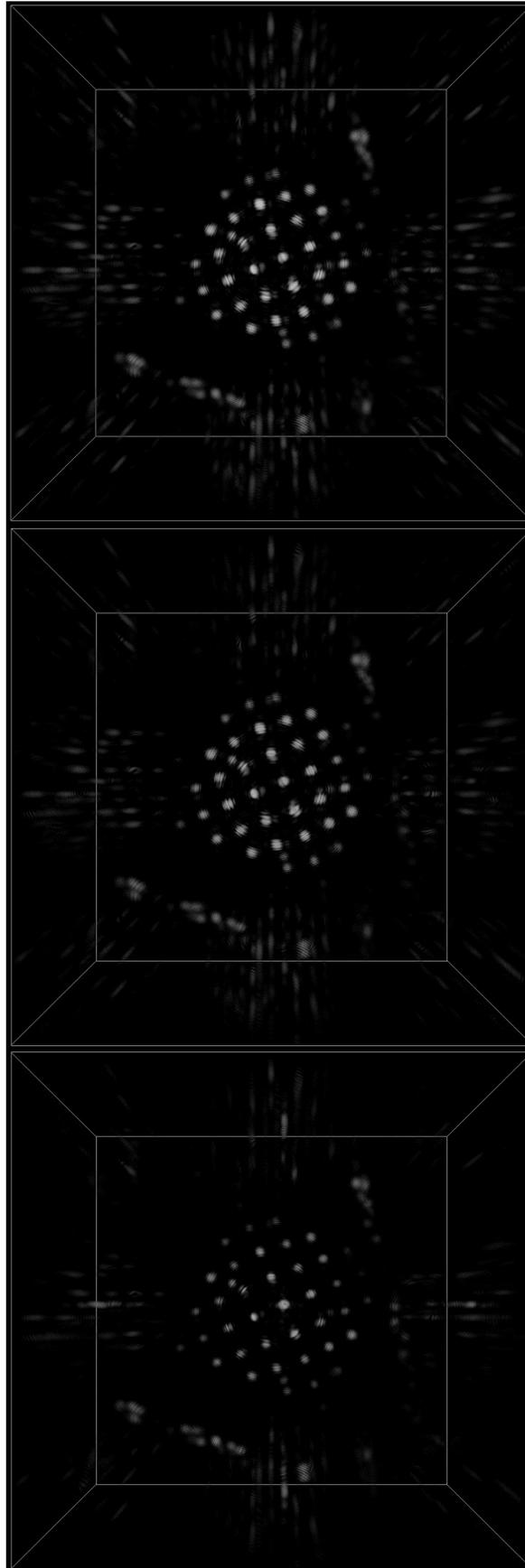


Abb. 9.29. Einfluss der Rekonstruktionsfilter. oben: ohne Filter, Mitte: mit Kohärenz-Filter, unten: mit Stochastik-Filter.

Im oberen Bild ist das Rekonstruktionsergebnis ohne Filterung abgebildet. Das mittlere Bild zeigt die Auswirkungen des Kohärenz-Filters und das untere die Auswirkungen des Stochastik-Filters. Die Reduktion der Artefakte durch den Kohärenz-Filter ist eher gering. Man erkennt kaum eine Veränderung zum ungefilterten Bild. Im unteren Bild lässt sich eine Reduktion der Artefakte wahrnehmen. Dies geschieht jedoch auf Kosten der Darstellung des Messobjektes, denn auch die Kugeln der Pyramide werden hier schwächer dargestellt.

Die Aufnahme, Rekonstruktion und Darstellung eines Volumens dauert mit dem vorliegenden Laboraufbau des Systems mehrere Minuten. Dies hängt damit zusammen, dass die acht Sende- und Empfangsereignisse alle händisch durchgeführt und die erhaltenen Messdaten einzeln abgespeichert werden müssen. Die anschließende Offline-Rekonstruktion der Daten durch die implementierte Matlab-Routine ist ebenfalls sehr zeitaufwändig. Für eine dreidimensionale Darstellung des Rekonstruktionsergebnisses mit Amira ist zudem eine vorherige Umkonvertierung der Ergebnisdaten in ein binäres Dateiformat notwendig. Weiterhin sind die Messdaten in Abhängigkeit der Messtiefe relativ groß, was die Weiterverarbeitung und Speicherung erschwert. Beispielhaft ist im Folgenden eine Abschätzung der Datengröße eines aufgenommenen Rohdatensatzes angeführt.

Aufgrund der Kanalzahl des Beamformers sind acht Sende- und Empfangsereignisse notwendig, um die Empfangssignale aller Antennenelemente auswerten zu können. Der Beamformer digitalisiert die Empfangssignale mit einer Rate von 40 MHz. Für einen Sample-Wert wird der Datentyp eines Integers mit einer Größe von 16 Bit verwendet. Zur Abbildung einer Struktur in einer Entfernung von etwa einem Meter zur Apertur kann beispielsweise eine Aufnahmedauer von etwa 2 ms gewählt werden. Dies entspricht einem Schalllaufweg von insgesamt 3 m. Damit ergibt sich die Datengröße der gesamten aufgezeichneten Empfangssignale zu

$$D_{Raw} = 8 \cdot 128 \cdot 40 \text{ MHz} \cdot 2 \text{ ms} \cdot 16 \text{ Bit} = 1,31 \text{ GBit} = 163,75 \text{ MB} \quad (9.7)$$

Nach der Rekonstruktion des aufgenommenen Bereiches entsteht eine Bilddatei, in der für jeden Bildpunkt ein Amplituden- oder Helligkeitswert gespeichert ist. Wird das zu rekonstruierende Volumen beispielsweise mit 500 Punkten in jeder Raumdimension abgetastet, so besitzt das entstehende Grauwertbild eine Größe von

$$D_{Grauwert} = 500 \cdot 500 \cdot 500 \cdot 8 \text{ Bit} = 1 \text{ GBit} = 125 \text{ MB} \quad (9.8)$$

Durch eine Reduzierung der Bildpunkte des Volumens und damit einer Vergrößerung der Voxel lässt sich eine Datenreduktion des rekonstruierten Bildes erreichen. Hierbei dürfen die Voxel allerdings nur bis zur Auflösungsgrenze des Systems vergrößert werden, da ansonsten die Abbildungsqualität sinkt. Zur Reduktion der Rohdaten kann ein selektives Entfernen der Vorlaufstrecke zwischen Antenne und reflektierender Struktur aus den Empfangsdaten erfolgen. In diesem Bereich liegen lediglich Rauschwerte vor, welche nicht zur Abbildungsqualität der rekonstruierten Struktur beitragen. Die Schwierigkeit liegt jedoch in der automatisierten Bestimmung des Umfangs der Vorlaufstrecke bis zur abzubildenden Struktur. Eine Möglichkeit hierzu bildet die Verwendung eines Schwellwertes für die Amplitude der Empfangssignale. Es würden dann nur diejenigen Sample-Werte zusammen mit ihrer Zeitinformation gespeichert, welche nach einem Sample-Wert eintreffen, der über dem gesetzten Schwellwert liegt. Somit würden dann die davor liegenden Rauschwerte verworfen und die Datenmenge reduziert, ohne dabei Informationen über die abzubildende Struktur zu verlieren. Die Eignung solcher Filter und ihr Einfluss auf die Abbildungsqualität des Systems müssten allerdings unter realen Bedingungen erprobt und bewertet werden.

Mit dem vorliegenden Kamerakzept ist eine volumetrische Bildgebung in Echtzeit möglich, wie das folgende Rechenbeispiel aufzeigt. Bei einer Aufnahmetiefe von 10 m beträgt die Aufnahmedauer des Systems gemäß Gleichung 8.1 etwa 13,3 ms. Die Sendedauer muss so lange sein, dass alle Sendeverzögerungen der Antennenelemente abgedeckt werden. Bei einer Defokussierung auf einen Schallöffnungswinkel von etwa 43° beträgt die größte Sendeverzögerung etwa $14 \mu\text{s}$. Dies sowie alle Schaltzeiten innerhalb des Beamformers sind gegenüber der Aufnahmedauer von 13,3 ms vernachlässigbar. Bei insgesamt acht Sende- und Empfangsereignissen dauert die gesamte Messung mit dem System somit

$$8 \cdot 13,3 \text{ ms} = 0,1064 \text{ s} \quad (9.9)$$

In Abhängigkeit der Dauer der Bildrekonstruktion können somit mehrere Volumen pro Sekunde rekonstruiert und angezeigt werden, womit eine Bildgebung in Echtzeit realisiert wäre. Konzepte zur schnellen Bildrekonstruktion wären zum einen eine Rekonstruktion direkt im Main-FPGA des Beamformers in Echtzeit oder zum anderen eine C-Code basierte Rekonstruktionsroutine auf dem Grafikprozessor des angegliederten Rechners.

Dieser Abschnitt schließt die Entwicklung, den Aufbau und die Validierung des Kamerasystems ab. Anhand von verschiedenen Messungen konnte der Funktionsnachweis für das System erbracht werden. Die nachfolgenden Abschnitte 10 und 11 fassen den Inhalt der vorliegenden Arbeit zusammen und geben einen Ausblick über technische Möglichkeiten zur Verbesserung der Leistungsfähigkeit des Kamerasystems.

Zusammenfassende Betrachtungen

Zusammenfassung und Diskussion

Ziel der vorliegenden Arbeit war die Entwicklung und Validierung eines akustischen Bildgebungssystems zur Visualisierung von Strukturen im Zentimeterbereich in Echtzeit unter den Umgebungsbedingungen der Tiefsee. Hierzu wurde zunächst ein Systemkonzept entwickelt, welches sich aus einer Ultraschallantenne, einem Beamformer zur Ansteuerung der Antenne und Auswertung der Empfangssignale sowie einer Software mit den benötigten Signalverarbeitungs-routinen zusammensetzt. Insbesondere bei der Auslegung der Ultraschallantenne wurden viele Aspekte im Vorfeld mit Hilfe elektroakustischer Simulationen untersucht und angepasst. Um das entwickelte Systemkonzept anhand von Messdaten validieren zu können, wurde ein Demonstrator aus Ultraschallantenne und Beamformer aufgebaut. Die Ultraschallantenne besteht aus 1024 einzelnen Elementen in Matrixanordnung, der Beamformer besitzt 128 Kanäle und eine integrierte Multiplexer-Schaltung. Zur Verarbeitung der Empfangssignale sowie zur Rekonstruktion und Filterung der aufgezeichneten Volumen wurden Algorithmen entwickelt und implementiert.

Die Ultraschallantenne arbeitet im Sende-/Empfangsmodus bei einer Frequenz von 1 MHz und besitzt einen Pitch von 3 mm. Durch eine defokussierte Anregung der Antennenelemente lässt sich ein Sendeschallfeld mit einem Schallöffnungswinkel von bis zu 45° in elevationaler und azimuthaler Richtung erreichen. Der Schallöffnungswinkel beim Senden lässt sich elektronisch durch eine Veränderung der Sendedelays steuern. Somit ist eine adaptive Anpassung des Sichtbereiches bzw. des Bildkontrastes möglich. Das Auflösungsvermögen des Kamerasystems konnte mit Hilfe von Phantommessungen evaluiert werden. Hier zeigte sich, dass kugelförmige Strukturen mit einem Durchmesser von 5 cm in einer Entfernung von etwa 1 m abgebildet werden konnten. Die Bildrekonstruktion, Filterung und Darstellung geschieht derzeit offline im Anschluss an die Messdatenaufnahme. Zudem müssen die acht Sende- und Empfangsereignisse, die aufgrund der begrenzten Kanalzahl des Beamformers notwendig sind, derzeit händisch sequentiell ausgeführt werden. Durch eine automatisierte Messung mit einer anschließenden Bildrekonstruktion könnte mit dem System eine Wiederholrate von einigen Volumen pro Sekunde erreicht werden. Der Aufbau des Kamerasystems stellt einen Machbarkeitsnachweis dar und zeigt, dass eine echtzeitfähige dreidimensionale Bildgebung mit einer räumlichen Auflösung im Zentimeterbereich mit diesem System möglich ist.

Viele Simulationsergebnisse beim Antennendesign konnten durch experimentelle Messdaten validiert werden. So etwa die erreichbaren Schallöffnungswinkel in Abhängigkeit der gewählten Sendedelayverteilungen oder die elektroakustischen Eigenschaften. Es hat sich gezeigt, dass diese Simulationen belastbare Prognosen bei der Auslegung einer Ultraschallantenne liefern.

Auch wenn im Rahmen dieser Arbeit keine umfassende marktreife Lösung realisiert werden konnte, so zeigen die Ergebnisse und Berechnungen doch, dass das erarbeitete Konzept der Kamera für die definierten Anwendungen geeignet ist. Hinsichtlich der Druckbeständigkeit wurde

das Aufbaukonzept der Ultraschallantenne anhand eines Testmusters validiert und für die Elektronik Konzepte zur druckfesten bzw. druckneutralen Konstruktion aufgezeigt. Den weiteren Umgebungsbedingungen wie der korrosiven Wirkung des Salzwassers sowie den tiefen Temperaturen kann ebenfalls mit konstruktiven Mitteln begegnet werden. Die Abbildungsqualität und die Geschwindigkeit der Bildgenerierung sind im vorliegenden System verglichen mit einer optischen Bildgebung zwar noch verbesserungsfähig, jedoch wurden Konzepte vorgestellt, mit denen sich beide Faktoren ohne Hinzunahme weiterer Hardware erheblich steigern lassen. Dem Manko fehlender Farbinformationen in den rekonstruierten Sonar-Bildern lassen sich native Positionsinformationen zu den einzelnen Bildpunkten entgegenhalten, welche auch automatisiert ausgewertet werden können. Somit ist beispielsweise eine direkte Größenmessung der abgebildeten Objekte aus den rekonstruierten Bilddaten möglich.

Ausblick

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit konnte ein taugliches Konzept einer hochauflösenden echtzeitfähigen 3D Sonar Kamera entwickelt werden. Das Konzept wurde in einen Demonstrator überführt, welcher aufgebaut und validiert wurde. Der Demonstrator dient zum Nachweis der Tauglichkeit des Kamerakonzeptes und stellt noch kein marktreifes Produkt dar. Hierzu sind noch weitere Entwicklungsschritte notwendig, welche in diesem Abschnitt diskutiert werden sollen.

Zunächst ist die Integration des Gesamtsystems in ein kompaktes Gehäuse notwendig, um eine geeignete Handhabung sicherzustellen. Das Gehäuse muss das System gegen die widrigen Bedingungen der Tiefsee schützen und sollte möglichst wenig Bauraum benötigen, um eine einfache Adaption an die Trägerfahrzeuge zu ermöglichen.

Zudem sind eine möglichst geringe Energieaufnahme sowie ein intelligentes Datenmanagement erforderlich, um das Kamerasystem als Stand-Alone-System zu betreiben. Die anfallenden Datenmengen bei dauerhafter Aufnahme erreichen schnell Größenbereiche von mehreren Gigabyte und erschweren somit die Speicherung und Prozessierung. Aufgrund dessen ist eine intelligente Datenreduktion bei der Aufnahme gefordert, um die Leistungsfähigkeit des Systems auch bei längerem Betrieb zu erhalten. Ein mögliches Konzept hierzu kann beispielsweise das selektive Wegschneiden der Vorlaufstrecken bis zur reflektierenden Struktur darstellen. Über eine Schwellwert-Detektion der Echosignale kann versucht werden, die Entfernung der Antenne zur abzubildenden Struktur abzuschätzen und die verrauschten Signaldaten aus der dazwischenliegenden Wassersäule zu entfernen. Hieraus würde sich bereits eine bedeutende Reduktion der Datenmengen ergeben, ohne dabei wichtige Daten zu verlieren. Weiterhin ist die Größe der empfangenen Rohdaten aus den einzelnen Kanälen des Beamformers ungleich höher als die Größe der daraus rekonstruierten Volumenbilder. Daher ist es sinnvoll, die Signaldaten möglichst schnell in Bilddaten umzuwandeln und diese dann zu speichern, weiter zu verarbeiten oder zu übertragen. Nach der Rekonstruktion können die hierzu verwendeten Rohdaten verworfen bzw. überschrieben werden. Um eine schnelle und effiziente Erzeugung der Volumendaten zu ermöglichen, sollte die Bildrekonstruktion anstatt im nachgelagerten PC direkt im Beamformer stattfinden. Hierzu bietet sich die Implementierung der Rekonstruktions- und Filteralgorithmen in das Main-FPGA des Beamformers an. Somit könnte sichergestellt werden, dass die rekonstruierten Bilder in schneller Folge dargestellt und ausgewertet werden können.

Wie in Abschnitt 9.3 angesprochen, führt die Abbildung von Strukturen aus einer einzigen Kameraposition heraus zu einer reduzierten räumlichen Darstellung im rekonstruierten Bild. Dies kann beispielsweise durch eine Abbildung aus mehreren Positionen heraus verbessert werden, indem die rekonstruierten einzelnen Volumenbilder positionsrichtig miteinander überlagert werden. Hierzu ist jedoch eine genaue Positions- und Ausrichtungserfassung des Kamerasystems während der Aufnahme notwendig. Diese Erfassung kann mit Hilfe eines Tracking-Systems erfolgen, welches die

Lage und Neigung der Antenne zu jedem Aufnahmezeitpunkt aufzeichnet. In der medizinischen Bildgebung sind solche Tracking-Systeme bereits im Einsatz [66]. Während die medizinischen Tracking-Systeme zumeist entweder elektromagnetisch oder optisch im Infrarot-Bereich arbeiten, erfolgt die Positionserfassung unter Wasser akustisch. Die absolute Positionsreferenzierung des Trägerfahrzeugs kann über das Versorgungsschiff an der Wasseroberfläche geschehen. Hierzu existieren bereits akustische Kommunikations- und Ortungssysteme, welche eine Verbindung zwischen Versorgungsschiff und AUV bzw. ROV herstellen [67]. Die relative Positions- und Ausrichtungserfassung des Kamerasystems kann dann über Beschleunigungs- und Neigungssensoren am Trägerfahrzeug realisiert werden. Die Techniken und Algorithmen zur positionskorrigierten Bildsynthese werden derzeit besonders im Bereich der Synthetischen Apertur Sonare eingesetzt.

Die Bildwiederholrate des Kamerasystems ließe sich durch eine Erhöhung der parallel adressierbaren Kanäle des Beamformers steigern. Bei einer Verdopplung der Kanalzahl von jetzt 128 auf 256 würden beispielsweise anstatt acht nur noch vier Sende- und Empfangsereignisse benötigt, um von allen 1024 Antennenelementen Signaldaten in die Bildrekonstruktion einfließen zu lassen. Die Verwendung von 1024 nativen Beamformer-Kanälen würde schließlich die Verwendung von Multiplexer-Schaltungen überflüssig machen und eine vollständige Bildrekonstruktion aus einem einzigen Sende-/Empfangsereignis erlauben. Hierbei wäre dann auch kein Zusammenfassen einzelner Antennenelemente zu Untergruppen notwendig, wodurch auch ein Schwenken des Schallstrahls in beliebige Richtungen möglich wäre.

Um die Sendeleistung der Ultraschallantenne zu steigern, sollte eine elektrische Anpassung der Antennenelemente an den Beamformer vorgenommen werden. Wie in Abschnitt 7.2 gezeigt, liegt die elektrische Impedanz der Antennenelemente im Bereich von einigen $k\Omega$. Die Eingangsimpedanz des Beamformers beträgt jedoch 15Ω , sodass am Übergang ein starker Impedanzsprung vorliegt. Hierdurch treten Leitungsverluste auf und die Energieübertragung ist reduziert. Durch die Verwendung von Anpassungsnetzwerken aus Kondensatoren und Spulen bzw. Transformatoren kann eine elektrische Leistungsanpassung vorgenommen werden, wodurch die Sendeleistung der Wandlerelemente gesteigert werden kann. Allerdings müssen hierzu alle 1024 Antennenelemente mit einem solchen Anpassungsnetzwerk versehen werden, was eine technische Herausforderung hinsichtlich des notwendigen Bauraumes sowie der erforderlichen Schaltungstechnik darstellt.

Literaturverzeichnis

- [1] G. Wefer, F. Schmieder, and S. Freifrau von Neuhoff. *Tiefsee - Expeditionen zu den Quellen des Lebens*. Veranstaltungen+Kongress GmbH, Rosenheim, 2012. Begleitbuch zur Sonderausstellung im Ausstellungszentrum Lokschuppen Rosenheim 23. März bis 4. November 2012.
- [2] Sarah Zierul. *Der Kampf um die Tiefsee*. Hoffmann und Campe Verlag, Hamburg, 2010.
- [3] Census of Marine Life. <http://www.coml.org/>. Dezember 2016.
- [4] Bundesamt für Geowissenschaften und Rohstoffe. Erkundung mariner mineralischer Rohstoffe. <http://www.bgr.bund.de/DE/Themen/MarineRohstoffforschung/Meeresforschung/Erkundung-mariner-mineralischer-Rohstoffe>, Dezember 2016.
- [5] Spektrum der Wissenschaft. Lexikon der Physik. <http://www.spektrum.de/lexikon/physik/b-bild-verfahren/1321>, Dezember 2016.
- [6] Mickael Tanter and Mathias Fink. Ultrafast imaging in biomedical ultrasound. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 61:102–119, 2014.
- [7] Gabriel Montaldo et. al. Coherent plane-wave compounding for very high frame rate ultrasonography and transient elastography. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 56:489–506, 2009.
- [8] Jeremy Bercoff et. al. Ultrafast compound doppler imaging: Providing full blood flow characterization. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 58:134–147, 2011.
- [9] Jean-Luc Gennisson et. al. 4-d ultrafast shear-wave imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 62:1059–1065, 2015.
- [10] Leif Bjorno. Developments in sonar and array technologies. *IEEE Symposium on Underwater Technology and Workshop on Scientific Use of Submarine Cables and Related Technologies*, Tokyo, Japan, 5. - 8. April 2011.
- [11] Reinhard Lerch, Gerhard M. Sessler, and Dietrich Wolf. *Technische Akustik - Grundlagen und Anwendungen*. Springer-Verlag, Berlin, 2009.
- [12] Dieter Kolouch. Interferometric side-scan sonar - a topographic sea-floor mapping system. *International Hydrographic Review*, Vol. LXI, No. 2, Monaco, July 1984.

- [13] Roy Edgar Hansen. *Introduction to Synthetic Aperture Sonar*. InTech, 2011. <http://www.intechopen.com/books/sonarsystems/introduction-to-synthetic-aperture-sonar>.
- [14] Roy Edgar Hansen et. al. Challenges in seafloor imaging and mapping with synthetic aperture sonar. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 49, No. 10, pages 3677-3687, October 2010.
- [15] Heinz G. Urban. *Handbook of Underwater Acoustic Engineering*. STN ATLAS Elektronik GmbH, Bremen, 2002.
- [16] Akida Asada and Tetsuichiro Yabuki. Synthetic aperture technique applied to a multi-beam echo sounder. *Earth Planets Space*, 53:321–326, 2001.
- [17] Sound Metrics. ARIS Sonars. <http://www.soundmetrics.com/Products/ARIS-Sonars>, Dezember 2016.
- [18] TELEDYNE BlueView. 2d multibeam imaging sonar. <http://www.blueview.com/products/2d-imaging-sonar>, Dezember 2016.
- [19] TELEDYNE BlueView. 3d multibeam scanning sonar. <http://www.blueview.com/products/3d-multibeam-scanning-sonar/3>, Dezember 2016.
- [20] Khuri-Yakub Ultrasonics Group. Sonar and underwater portable camera. <http://acoustics.stanford.edu/khuriyakub/opencms/en/research/ultrasonic/Sonar/index.html>, Dezember 2016.
- [21] CodaOctopus. Echoscope. <http://www.codaoctopus.com/products/echoscope>, Dezember 2016.
- [22] Heinrich Kuttruff. *Physik und Technik des Ultraschalls*. S. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1988.
- [23] Olaf Dössel and Thorsten Buzug. *Biomedizinische Technik - Medizinische Bildgebung*. De Gruyter, Berlin, 2014.
- [24] Josef Krautkrämer and Herbert Krautkrämer. *Werkstoffprüfung mit Ultraschall*. Springer-Verlag, Berlin, 1986.
- [25] Rüdiger Kramme. *Medizintechnik*. Springer Medizin Verlag, Heidelberg, 2007.
- [26] Ahmad Safari and E. Koray Akdogan. *Piezoelectric and Acoustic Materials for Transducer Applications*. Springer-Verlag, New York, 2008.
- [27] Jung Woo Choe, Ömer Oralkan, and Pierre T. Khuri-Yakub. Design optimization for a 2-d sparse transducer array for 3-d ultrasound imaging. *IEEE International Ultrasonics Symposium Proceedings*, pages 1928–1931, San Diego, CA, USA, 11. - 14. October 2010.
- [28] *Sensor Design Fundamentals, Piezoelectric Transducer Design For Marine Use*. Airmar, Produktbroschüre, 2000.
- [29] K. Kirk Shung and Michael Zipparo. Ultrasonic transducers and arrays. *IEEE Engineering in Medicine and Biology*, pages 20–30, 1996.
- [30] Ender Kuntsal and William A. Bunker. Guidelines for specifying underwater electroacoustic transducers. *UDT Conference, London, England*, June 1992.
- [31] Jens-Rainer Ohm and Hans Dieter Lüke. *Signalübertragung*. Springer-Verlag, Berlin, 2005.

- [32] John L. Butler and Charles H. Sherman. *Transducers and Arrays for Underwater Sound*. Springer International Publishing, Berlin, 2016.
- [33] Olaf Dössel. *Bildgebende Verfahren in der Medizin - Von der Technik zur medizinischen Anwendung*. Springer Vieweg, Berlin, 2016.
- [34] Andrew Briggs. *Acoustic Microscopy*. Oxford University Press, New York, 1992.
- [35] Butrus T. Khuri-Yakub and Ömer Oralkan. Capacitive micromachined ultrasonic transducers for medical imaging and therapy. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Vol. 21, No. 5, May 2011.
- [36] Alessandro Caronti et. al. Capacitive micromachined ultrasonic transducer (CMUT) arrays for medical imaging. *Microelectronics Journal*, 37:770–777, 2006.
- [37] *Piezo Basics - Tutorial*. Noliac, Produktbroschüre, Version 1604, Dezember 2016.
- [38] PI Piezo Technology. Grundlagen der Piezotechnologie. <https://www.piceramic.de/de/piezotechnologie/grundlagen>, Dezember 2016.
- [39] Tobias Melz. *Entwicklung und Qualifikation modularer Satellitensysteme zur adaptiven Vibrationskompensation an mechanischen Kryokühlern*. PhD thesis, Fachbereich Maschinenbau der Technischen Universität Darmstadt, 2001.
- [40] PI Piezo Technology. Piezoelektrische Materialien. <https://www.piceramic.de/de/piezotechnologie/piezoelektrische-materialien>, Dezember 2016.
- [41] Noliac. Hard doped and soft doped piezoceramic material. <http://www.noliac.com/tutorials/piezo-basics/hard-doped-and-soft-doped-piezoceramic-material>, Dezember 2016.
- [42] *Piezoelectric Ceramics, Electro Ceramic Solutions*. Morgan Electro Ceramics, Produktbroschüre, November 2007.
- [43] J. Luo et. al. Advances in manufacturing relaxor piezoelectric single crystals. *Sixteenth IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics*, Nara-City, Japan, 27. - 31. May 2007.
- [44] Francis Stuart Foster, Kasia A. Harasiewicz, and Michael D. Sherar. A history of medical and biological imaging with polyvinylidene fluoride (PVDF) transducers. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 47:1363–1371, 2000.
- [45] Jie Zhu. *Optimization of Matching Layer Design for Medical Ultrasonic Transducer*. PhD thesis, The Pennsylvania State University, 2008.
- [46] Vladimir A. Sutilov. *Physik des Ultraschalls - Grundlagen*. Springer-Verlag, Wien, 1984.
- [47] S. Rhee et. al. Materials for acoustic matching in ultrasound transducers. *IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 1051–1055, Atlanta, GA, USA, 7. - 10. October 2001.
- [48] Haiying Huang and Daniel Paramo. Broadband electrical impedance matching for piezoelectric ultrasound transducers. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 58:2699–2707, 2011.
- [49] W. Schirmer W. Fasold, W. Kraak. *Taschenbuch Akustik 2*. VEB Verlag Technik, Berlin, 1984.

- [50] Shiwei Zhou, Gregory L. Wojcik, and John A. Hossack. An approach for reducing adjacent element crosstalk in ultrasound arrays. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 50:1752–1761, 2003.
- [51] Wenkang Qi and Wenwu Cao. Finite element study on 1-d array transducer design. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 47:949–955, 2000.
- [52] *Piezoelektrische Bauteile, Grundswingungsformen piezoelektrischer Resonatoren*. CeramTec, Produktbroschüre.
- [53] Jovana Janjic et. al. Improving the performance of a 1-d ultrasound transducer array by subdicing. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 63:1161–1171, 2016.
- [54] Harry L. Van Trees. *Optimum Array Processing*. Wiley Interscience, New York, 2002.
- [55] H.J. Callow, M.P. Hayes, and P.T. Gough. Wavenumber domain reconstruction of SAR/SAS imagery using single transmitter and multiple-receiver geometry. *Electronics Letters*, Vol. 38, No. 7, pages 336-338, 2002.
- [56] David W. Hawkins. *Synthetic Aperture Imaging Algorithms: with application to wide bandwidth sonar*. PhD thesis, University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, 1996.
- [57] Albrecht K. Ludloff. *Praxiswissen Radar und Radarsignalverarbeitung*. Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 1998.
- [58] Hans Dieter Lüke. *Korrelationssignale*. Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [59] Paul S. Sheeran et. al. Binary apodization schemes for plane wave transmits. *IEEE International Ultrasonics Symposium Proceedings*, pages 2145–2148, Dresden, Germany, 7. - 10. October 2012.
- [60] The DREAM Toolbox. <http://www.signal.uu.se/Toolbox/dream>. Dezember 2016.
- [61] Field II Simulation Program. <http://field-ii.dk>. Dezember 2016.
- [62] J.A. Jensen. Field: A Program for Simulating Ultrasound Systems. *Medical and Biological Engineering and Computing*, Vol. 34, Supplement 1, Part 1, pages 351-353, 1996.
- [63] J.A. Jensen and N.B. Svendsen. Calculation of pressure fields from arbitrarily shaped, apodized, and excited ultrasound transducers. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 39, No. 2, pages 262-267, March 1992.
- [64] Sonic Concepts. PiezoCAD. <http://sonicconcepts.com>, Dezember 2016.
- [65] M. Molitor et. al. A pressure-neutral acoustic transmit receive module (PR-TRM) with integrated data processing for deep sea applications. *IEEE OCEANS 2010*, Sydney, Australia, 24. - 27. May 2010.
- [66] Po-Wei Hsu et. al. Comparison of freehand 3d ultrasound calibration techniques using a stylus. *Ultrasound in Medicine and Biology*, Vol. 34, No. 10, October 2008.
- [67] EvoLogics. USBL positioning system. <https://www.evologics.de>, Dezember 2016.

Teil V

Anhang

A

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
APS	Anpassungsschicht
AUV	Autonomous Underwater Vehicle
CMUT	Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer
DiPhAS	Digital Phased Array System
FIFO	First In - First Out
FPGA	Field Programmable Gate Array
IC	Integrated Circuit
LVDS	Low Voltage Differential Signaling
MBES	Multibeam Echo Sounder
PSF	Point Spread Function
PVDF	Polyvinylidenfluorid
PZT	Blei-Zirkonat-Titanat
RAM	Random Access Memory
ROI	Region Of Interest
ROV	Remotely Operated Vehicle
SAS	Synthetic Aperture Sonar
SDRAM	Synchronous Dynamic Random Access Memory
TGC	Time Gain Compensation
TVR	Transmit Voltage Response

B

Danksagung

Ich danke Herrn Professor Fuhr für die Betreuung dieser Arbeit und die Möglichkeit, meine Promotion am Fraunhofer Institut für Biomedizinische Technik (IBMT) zu erarbeiten. Mein besonderer Dank gilt Herrn Christian Degel sowie Herrn Steffen Tretbar für die Gelegenheit an dieser interessanten und abwechslungsreichen wissenschaftlichen Thematik forschen zu können. Darüber hinaus möchte ich meinen Kollegen aus der Hauptabteilung „Ultraschall“ für zahlreiche Anregungen und Diskussionen sowie ihre stete Unterstützung danken.

Sankt Ingbert,
den 6. Juli 2017

Jörn Michael Ehrhardt

C

Lebenslauf

Jörn Michael Ehrhardt

Geboren am	6. Juni 1986
Familienstand	ledig
Staatsbürgerschaft	deutsch
Adresse	Am Hang 2 D-66578 Schiffweiler

Ausbildung

Aug. 1992 - Juni 1996	Grundschule Landsweiler-Reden
Juli 1996 - Apr. 2005	Gymnasium am Krebsberg, Neunkirchen/Saar Abschluss Abitur
Apr. 2006 - Juli 2011	Studium der Mechatronik an der Universität des Saarlandes, Saarbrücken
Juli 2011	Abschluss Diplom-Ingenieur (Dipl.-Ing.), Diplomarbeit: „Entwicklung, Konstruktion, Aufbau und Test eines Notfallsystems für ein autonomes Unterwasserfahrzeug“, Gesamtnote „gut (2,1)“
Juni 2013 - Dez. 2016	Promotion am Fraunhofer Institut für Biomedizinische Technik IBMT, Sankt Ingbert

Berufserfahrung

Sept. 2009 - März 2012	Tätigkeit als Lehrkraft für Mathematik und Physik am „Campus Lernstudio“, Neunkirchen/Saar
Sept. 2009 - März 2011	Tätigkeit als studentische Hilfskraft am Lehrstuhl für Grundlagen und Materialien der Elektrotechnik (Prof. Dr.-Ing. habil. Herbert Kliem) an der Universität des Saarlandes, Saarbrücken
Juli 2011 - Mai 2013	Entwicklungsingenieur für Ultraschallsysteme am Fraunhofer Institut für Biomedizinische Technik, Sankt Ingbert
Juni 2013 - Dez. 2016	wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fraunhofer Institut für Biomedizini- sche Technik, Sankt Ingbert
Jan. 2017 - aktuell	Leiter des Geschäftsfeldes Sonar am Fraunhofer Institut für Biomedizi- nische Technik, Sankt Ingbert

Fremdsprachen englisch (sehr gute Kenntnisse in Wort und Schrift), französisch
(Grundkenntnisse in Wort und Schrift)

Spezielle fachliche Interessen

Ultraschallbildgebung
Sonar-Systeme
Signal- und Bildverarbeitung
physikalische Simulationen

Publikationen

Ehrhardt M., Becker F. J., Motzki F., Speicher D., Degel C. *Concept for a high-resolution real-time capable 3D sonar camera for deep sea operation*, 3rd International Conference and Exhibition on Underwater Acoustics, 21. - 26. Juni 2015, Platania, Kreta, Griechenland

Ehrhardt M., Becker F. J., Speicher D., Fonfara H., Hewener H., Degel C., Tretbar S. *Development of a high-resolution real-time capable 3D sonar camera for deep sea operation*, 10th EAA International Symposium on Hydroacoustics, 17. - 20. Mai 2016, Jastrzebia Gora, Polen (Hydroacoustics Annual Journal, Vol. 19, 101-110, 2016)

Ehrhardt M., Becker F. J., Speicher D., Fonfara H., Hewener H., Fournelle M., Degel C., Tretbar S. *Evaluation of a high-resolution real-time capable 3D sonar camera for deep sea operation*, International Oceans Conference and Exhibition, 19. - 23. September 2016, Monterey, USA

Sankt Ingbert, 6. Juli 2017