

# **Entwicklung eines akustischen Messsystems für aerodynamisch optimierte Windkanäle**

Von der Fakultät für Luft- und Raumfahrttechnik und  
Geodäsie der Universität Stuttgart zur Erlangung der  
Würde eines Doktors der Ingenieurwissenschaften  
(Dr.-Ing.)  
genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von  
**Sandro Guidati**  
aus Heilbronn

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. Siegfried Wagner  
Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. Jan Delfs

Tag der mündlichen Prüfung: 29.11.04

Institut für Aerodynamik und Gasdynamik  
Universität Stuttgart

2005

## Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beschreibt die Entwicklung eines akustischen Messsystems für den Einsatz in Windkanälen ohne akustische Optimierung am Beispiel des Laminarwindkanals des Instituts für Aerodynamik und Gasdynamik, Universität Stuttgart. Dieser Kanal zeichnet sich durch einen extrem niedrigen Turbulenzgrad und eine geschlossene Messstrecke aus. Die Nachteile der aerodynamisch optimalen Auslegung sind ein hoher Hintergrundlärmpegel und Reflexionsanteil in der Messstrecke.

Das akustische Messsystem basiert auf der Mikrofonarray-Technologie. Diese ermöglicht es, auf der Grundlage von örtlich verteilt synchron erfassten Mikrofonsignalen ein komplexes Schallfeld in einzelne Quellen aufzulösen und deren Position und Frequenzinhalt zu bestimmen. Der Einsatz der Array-Technologie war bislang auf Kanäle mit offener bzw. hinreichend großer Messstrecke und einem reduzierten Hintergrundlärmpegel beschränkt. Die existierenden kommerziellen Komplettsysteme sind entweder nicht flexibel genug oder zu teuer. Daher wurde der überwiegende Teil der Hardware sowie die gesamte Software am Institut entwickelt und hergestellt. Die Gesamtkosten liegen bei ca. 25 000 €. Der resultierende 96-Kanal Array kann aufgrund eines Verstärkungsumfanges von 80 dB sowohl im LWK als auch in akustisch optimierten Windkanälen mit einem extrem niedrigen Hintergrundlärmpegel eingesetzt werden.

Zur Lösung der Reflexionsproblematik wird der herkömmliche Array-Algorithmus (Classical Beamforming) durch ein Reflexionsmodell basierend auf Spiegelquellen erweitert. In Simulationen zeigt sich, dass der erweiterte Algorithmus (Reflection Canceller) ein im Vergleich zum herkömmlichen Algorithmus verbessertes räumliches Auflösungsvermögen zeigt. Dieser Effekt wird auf der Grundlage von Messungen des Reflexionsverhaltens in der Messstrecke sowie aeroakustischen Messungen an Punktquellen verifiziert.

Zur Lösung der Problematik des Hintergrundlärms wurde ein In-Flow-Array entwickelt. Dabei werden die Mikrofone in den Staupunkt von NACA0015-Profilen eingebaut. Aufgrund der im Staupunkt vernachlässigbaren Anströmung kann so auf den üblicherweise verwendeten Mikrofonschaum verzichtet werden. Vier dieser Profile mit insgesamt 72 Mikrofonen werden in unmittelbarer Nähe des interessierenden Windkanalmodells angebracht. Eine Abdeckung, bestehend aus feinmaschiger Gaze, gewährleistet selbst bei Schiebewinkeln bis  $45^\circ$  eine laminare Strömung über den Mikrofonkapseln. Damit ist eine dreidimensionale Mikrofonanordnung möglich. Der In-Flow-Array wurde bei der Messung des Hinterkantenlärms eines NACA-0012-Profiles erfolgreich eingesetzt.

## Abstract

The dissertation describes the development of an acoustic measurement system for the use in wind tunnels without an acoustic optimization. The wind tunnel used as example is the Laminar Wind Tunnel (LWK) of the Institute of Aerodynamics and Gasdynamics, University of Stuttgart. This wind tunnel has an extremely low turbulence level and a closed test section. The major drawback of these optimized aerodynamic conditions is a high background noise level and reflections in the test section.

The acoustic measurement system is based on the microphone array technique. Here a complex sound field is sampled synchronously with a multitude of microphones distributed in space. The data processing allows to locate and quantify the spectra of single sources in the sound field. Up to now arrays are successfully used in wind tunnels with an open test section and a low background noise level. The existing systems, that are commercially available, are either not versatile enough or too expensive. Therefore the majority of the hardware and the complete software has been developed and produced at the institute. The overall costs of the system are 25000 €. The resulting 96-channel array can be used in the LWK as well as in acoustic wind tunnels with an extremely low background noise level due to an amplification range of 80 dB. The software allows to perform all basic steps from the array design up to the visualisation of the measurement results.

To solve the problem of the reflections in a small closed test section the most often used array algorithm (Classical Beamforming) is expanded with a reflection model based on mirror sources. In simulations this expanded algorithm (Reflection Canceller) shows an increased spatial resolution compared to the traditional algorithm. To verify this effect first the reflection pattern in the test section has been measured using a monopole sound source. The results have been used to optimize the reflection model in the Reflection Canceller. The optimized algorithm then showed an increased spatial resolution for measurements of the noise produced by aeroacoustic point sources.

To solve the background noise level problem an In-Flow-Array has been developed. The Wall-Array used during the reflection analysis of the test section worked satisfactorily for the measurement of aeroacoustic point sources. It failed to detect the noise of trailing edges, because these sources are significantly quieter. The main reasons for this are the extreme background noise level in the test section, the distance between the Wall-Array and the measurement object and finally the turbulent boundary layer on the wind tunnel wall. The developed In-Flow-Array avoids these problems. The microphones are placed in the stagnation point of NACA0015 profiles. Because of the negligible stream velocity in this point there is no need for the usually used wind shield foam. Instead the microphones are covered by a sheet with a hole diameter of 0.055 mm. With that, even for yaw angles up to 45 degree the resulting flow past the microphones remains laminar. Therefore, a three dimensional microphone pattern could be used. Four profiles with 72 microphones overall are

placed in the near field of the interesting sound sources. The In-Flow-Array has been successfully tested with measurements of the trailing edge noise produced by a NACA-0012 profile.

## Vorwort

Die vorliegende Arbeit umfasst die Ergebnisse meiner wissenschaftlichen Tätigkeit am Institut für Aerodynamik und Gasdynamik der Universität Stuttgart.

Die Idee zu dieser Arbeit wurde irgendwann Weihnachten 1997 in einer ruhigen Minute im Gespräch mit meinem Bruder Gianfranco Guidati geboren. Damals bereits seit mehreren Jahren wissenschaftlicher Mitarbeiter am IAG, war es an ihm, den ersten Kontakt zu Prof. Siegfried Wagner herzustellen. Dieser zeigte sich sehr interessiert und bot mir zunächst im Rahmen des Graduiertenkollegs „Diskretisierungsmethoden für Kontinua und Strömungen“ und im Anschluss daran als Angestellter der Universität die optimale Grundlage, um meine Ideen in die Tat umzusetzen. Bei der Entwicklung neuer Konstruktionen und Experimente konnte ich auf sein Urteilsvermögen und immensen Erfahrungsschatz bauen. Bei der anschließenden Verwirklichung fand er stets Mittel und Wege, um die erforderlichen Gelder bereitzustellen. Rückschläge und offensichtliche Fehler meinerseits analysierte er sachlich und überaus konstruktiv. Nie gab er mir dabei das Gefühl, dass er am schlussendlichen Erfolg meiner Arbeit zweifelte. Dafür möchte ich ihm meinen tief empfundenen Dank aussprechen. Mein Studium war zu einem überwältigenden Teil theoretisch ausgerichtet. Die Übungen der Konstruktionslehre im Vordiplom bedeuteten für mich eine lästige Pflicht. Experimentelles Arbeiten fand praktisch gar nicht statt. Die Arbeit am IAG war damit der sprichwörtliche Sprung ins kalte Wasser. Wenn ich zu der Überzeugung gelangt bin, dass ich jetzt nach fünfjähriger Tätigkeit ein akzeptabler Experimentator geworden bin, so verdanke ich das einer ganzen Reihe von Kollegen am Institut. Tatsächlich darf ich mich glücklich schätzen, auf Grund der vielseitigen Anforderungen meiner Arbeit mit beinahe jedem Mitglied des Instituts in produktiven Austausch getreten zu sein. Jeder einzelne brachte mir etwas bei und verdient meinen Dank.

Besonders hervorheben möchte ich hier nur Werner Würz, den Leiter der Abteilung Laminarwindkanal, Uwe Kaiser, Jasmin Ostertag, Jan Delfs und meinen Bruder Gianfranco. Werner Würz weihte mich mit grenzenloser Geduld in die Geheimnisse der experimentellen Aerodynamik ein; Uwe Kaiser begutachtete und verbesserte buchstäblich jede meiner Konstruktionen; Jasmin Ostertag durchlitt mit mir manche endlose Stunde in den verschiedenen Windkanälen und auf unseren Konferenzen und Meetings; Jan Delfs koordinierte die gemeinsamen Forschungsprojekte und trug mit Kompetenz und konstruktiver Kritik zum Gelingen der vorliegenden Arbeit bei; mein Bruder schließlich lieferte mir das aeroakustische Hintergrundwissen und erwies sich auch nach seinem Ausscheiden aus dem Institut als verlässlicher „Sparrings-Partner“, um meine neuesten Ideen auszutesten.

Ein letzter Dank gilt meinen Eltern Jutta und Enzo Guidati, die mir das für die Bewältigung einer mehrjährigen, ergebnisoffenen Aufgabe nötige Maß an Selbstvertrauen und Durchhaltevermögen mit auf den Weg gegeben haben.

Abschließend kann ich nur hoffen, in meinem weiteren Berufsleben ein ähnlich inspirierendes Arbeitsumfeld vorzufinden. Die Zeit am IAG wird mir jedenfalls in sehr guter Erinnerung bleiben.

# Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis.....	7
1 Einleitung .....	16
1.1 Einführung .....	16
1.2 Stand der Technik .....	18
1.3 Aufgabenstellung .....	21
1.4 Gliederung der Arbeit .....	23
2 Grundlagen.....	25
2.1 Aerodynamische Grundlagen und Wellengleichung .....	25
2.2 Elementare Lösungen der Wellengleichung .....	29
2.2.1 Monopole .....	29
2.2.2 Dipole.....	30
2.2.3 Terme höherer Ordnung.....	30
2.3 Strömungskorrektur .....	31
2.4 Reflexionen zwischen ebenen Wänden.....	32
2.4.1 Reflexion an einer ebenen Wand .....	32
2.4.2 Reflexion zwischen parallelen ebenen Wänden.....	34
3 Die Array-Technik .....	37
3.1 Beamforming .....	37
3.1.1 Algorithmen .....	39
3.1.2 Classical Beamforming .....	40
3.1.3 Inkohärente Quellen .....	44
3.1.4 Kohärente Quellen .....	47
3.1.5 Eigenlärm .....	48
3.1.6 Zusammenfassung.....	49
3.2 Integraltransformationen.....	49
3.2.1 Diskrete Fourier-Transformation .....	50
3.2.2 Eigenschaften der Beamforming-Transformation .....	59
3.2.2.1 Beamforming im geometrischen Fernfeld – Ansatz für ebene Wellen.....	59
3.2.2.2 Beamforming im geometrischen Nahfeld - Monopolansatz .....	65
3.3 Erweiterte Techniken .....	70
3.3.1 Filterung des Hintergrundlärms .....	70
3.3.2 Mittelung im Frequenzbereich .....	72

3.3.3	Integration des Quellgebiets.....	72
3.4	Array-Entwurf.....	78
3.4.1	Array Pattern.....	78
3.4.2	Array-Positionierung.....	79
4	Beamforming im reflexionsbehafteten Schallfeld.....	84
4.1	Reflection-Canceller.....	84
4.1.1	Beampattern.....	86
4.1.2	Breitband-Pattern.....	88
4.2	Versuchsaufbau.....	89
4.2.1	Vorarbeiten.....	89
4.2.2	Akustische Vermessung der LWK-Messstrecke.....	92
4.2.3	T-Wert.....	93
4.3	Aeroakustische Punktquellen.....	95
4.3.1	Ein Knoten.....	96
4.3.2	Zwei Knoten.....	97
4.3.3	Fünf Knoten.....	98
5	Entwicklung des In-Flow-Arrays.....	100
5.1	Erster Ansatz – Rohr mit Nasenkonus.....	101
5.1.1	Prinzipversuch im LWK.....	101
5.2	Zweiter Ansatz – Mikrofone im Staupunkt.....	102
5.2.1	Design-Beschränkungen.....	102
5.2.2	Prinzip-Versuch.....	103
5.2.3	Schiebewinkel.....	103
5.2.4	Richtcharakteristik der Profilhinterkante.....	103
5.3	Schmetterlings-Array.....	104
5.3.1	Konstruktion.....	105
5.3.2	Mikrofon-Anordnung.....	105
5.3.3	Modifizierter Dipolansatz.....	107
5.4	Messergebnisse – Der Schmetterlings-Array in der Praxis.....	107
5.4.1	Vergleich der Ansätze.....	108
5.4.2	Vergleich zwischen Messergebnissen und Simulation.....	108
5.4.3	Messungen am NACA-0012-Profil.....	110
6	Zusammenfassung und Ausblick.....	117
7	Literaturverzeichnis.....	119

8	Anhang .....	125
8.1	Hardware .....	125
8.1.1	Mikrofone.....	125
8.1.2	Signal-Konditionierung.....	125
8.1.3	Interface mit Stromversorgung .....	127
8.1.4	PC mit AD-Wandlern.....	127
8.1.5	Punktquelle mit Traversierung .....	127
8.1.6	Gesamtsystem .....	129
8.1.7	Mikrofon-Koordinaten .....	129
8.2	Software .....	133
8.2.1	Array-Design und Simulationstools.....	133
8.2.2	Überwachung der Hardware .....	134
8.2.3	Steuerung der Hardware.....	135
8.2.4	Datenerfassung .....	136
8.2.5	Visualisierung der Rohdaten .....	136
8.2.6	Berechnung der Korrelationsmatrizen .....	137
8.2.7	Generierung des Scan-Gitters .....	138
8.2.8	Beamforming .....	138
8.2.9	Visualisierung der Acoustic Images .....	138
8.3	Multisinus.....	141

## Formelverzeichnis

### Skalare Größen - Lateinische Symbole

Symbol	Einheit	Bedeutung
$c$	m/s	Schallgeschwindigkeit
$F$	1/s	Frequenz
$F_A$	1/s	Abtastrate
$F_N$	1/s	Nyquist-Frequenz
$G_N$	Grad	Nyquist-Winkel
$k$	1/m	Wellenzahl
$Ma$	-	Machzahl
$p$	N/m <sup>2</sup>	Schalldruck
$\hat{p}$	N/m <sup>2</sup>	Druck
$\hat{p}_0$	N/m <sup>2</sup>	Druck im Fluidruhezustand
$R$	m <sup>2</sup> /(Ks <sup>2</sup> )	Gaskonstante
$r$	m	Radius
$T$	K	Thermodynamische Temperatur
$t$	s	Zeit
$T_p$	s	Periodendauer
$u$	m/s	akustische Geschwindigkeit
$\hat{u}$	m/s	Geschwindigkeit
$W_A$	m	räumliche Apertur
$W_T$	s	zeitliche Apertur = Zeitfenster

### Skalare Größen - Griechische Symbole

Symbol	Einheit	Bedeutung
$\kappa$	-	Adiabaten-Exponent
$\rho$	Kg/m <sup>3</sup>	akustische Dichte
$\hat{\rho}$	kg/m <sup>3</sup>	Dichte
$\hat{\rho}_0$	kg/m <sup>3</sup>	Dichte im Fluidruhezustand
$\sigma$	N/m	Quellstärke

### Funktionen und Folgen

Symbol	Bedeutung
$B$	Integraler Beiwert der Quellgebietsintegration
$b(i_s)$	Array-Output am Gitterpunkt $\vec{s}(i_s)$
$\delta$	Dirac-Funktion
$E[n(i_T)]$	Energie der Zeitfolge $n(i_T)$
$g$	Green'sche Funktion
$I$	Integraltransformation

$I^{-1}$	inverse Integraltransformation
$n(i_T)$	diskrete Zeitfolge
$\bar{n}(i_T)$	Mittelwert der Zeitfolge $n(i_T)$
$n^{BF}(i_S)$	Beamforming-Transformation der Folge $n(i_T)$ , Fernfeld
$n^{BN}(i_S)$	Beamforming-Transformation der Folge $n(i_T)$ , Nahfeld
$n^F(i_F)$	Fourier-Transformation der Folge $n(i_T)$
$StA[n(i_T)]$	Standardabweichung der Zeitfolge $n(i_T)$
$Sign[x]$	Vorzeichen der Zahl x

### Vektorielle Größen

Symbol	Bedeutung
$\vec{A}$	Kreuz-Korrelationsmatrix (KKM)
$\vec{g}$	Richtungsvektor
$\vec{g}_{cbf}$	Richtungsvektor beim Classical Beamforming
$\vec{g}_{msv}$	gemessener Richtungsvektor
$\vec{g}_{rc}$	Richtungsvektor beim Reflection Canceller
$\vec{m}$	Mikrofonposition
$\vec{p}$	Vektor der Mikrofonsignale
$\vec{q}$	Quellort
$\vec{s}$	Gitterpunkt
$\vec{x}$	allgemeiner Ort im kartesischen Raum

### Systemparameter

Symbol	Bedeutung
$N_F$	Anzahl der Frequenzen bei der Fourier-Transformation
$N_G$	Anzahl der Generationen von Reflexionen
$N_M$	Anzahl der Mikrofone
$N_Q$	Anzahl der Quellen
$N_R$	Anzahl der Spiegelquellen
$N_S$	Anzahl der Gitterpunkte beim Beamforming
$N_T$	Anzahl der Zeitpunkte im Zeitfenster $W_T$
$N_W$	Anzahl der Messungen
$N_\varphi$	Anzahl der Raumwinkel
$N_\vartheta$	Anzahl der Raumwinkel

## Indizes

Symbol	Wertebereich	Bedeutung
$i_F$	$0 \leq i_F \leq N_F$	Fourier-Frequenz
$i_G$	$0 < i_G \leq N_G$	Generation
$i_M$	$0 < i_M \leq N_M$	Mikrofon
$i_Q$	$0 < i_Q \leq N_Q$	Quelle
$i_R$	$0 < i_R \leq N_R$	Spiegelquelle
$i_S$	$0 < i_S \leq N_S$	Gitterpunkt
$i_T$	$0 < i_T \leq N_T$	Zeitpunkt
$i_W$	$0 < i_W \leq N_W$	Messung
$i_\varphi$	$0 < i_\varphi \leq N_\varphi$	Raumwinkel
$i_\vartheta$	$0 < i_\vartheta \leq N_\vartheta$	Raumwinkel

## Abkürzungen

Abkürzung	Einheit	Bedeutung
$MLB^F$	Hz	Breite des Mainlobe bei der Fourier-Transformation
$MLB^{BN}$	m	Breite des Mainlobe beim Beamforming im Nahfeld
$MLB^{BF}$	Winkel °	Breite des Mainlobe beim Beamforming im Fernfeld
MSA	dB	Mainlobe-Sidelobe Abstand
SRA	dB	Signal-Rausch Abstand
CBF	-	Classical Beamforming
RC	-	Reflection Canceller
RAF	-	Robust Adaptive Focusing

## Mathematische Symbole

Symbol	Bedeutung
$\nabla$	Nabla Operator im kartesischen Raum
$a^*$	Konjugierte der komplexen Zahl $a$
$\cdot$	Skalarprodukt
$\Sigma$	Summe
$j$	Imaginäre Einheit

### Schreibkonventionen

Da in der vorliegenden Arbeit diskrete Folgen eine große Rolle spielen, wird für eine vereinfachte Darstellung folgende Schreibweise definiert. Während die Indizes  $i_F$ ,  $i_M$  etc. für einen beliebigen Wert aus dem zugehörigen Wertebereich stehen, werden festgelegte Werte mit  $f_0$ ,  $m_1$  etc. bezeichnet.

kont. Variable	diskrete Variable	Beispiel	vereinfachte Schreibweise	
$t$	$t(i_T) = i_T \Delta t$	$p(t(i_T))$	$p(i_T)$	Schalldruck zum Zeitpunkt $i_T \cdot \Delta t$
$F$	$F(i_F) = i_F \Delta F$	$p^F(F(i_F))$	$p^F(i_F)$	Fourier-Koeffizient zur Fourier-Frequenz $i_F \cdot \Delta F$
$\vec{m}$	$\vec{m}(i_M)$	$p(\vec{m}(i_M))$	$p(i_M)$	Schalldruck am Mikrofon Nr. $i_M$
$\vec{s}$	$\vec{s}(i_S)$	$b(\vec{s}(i_S))$	$b(i_S)$	Beamforming-Output am Gitterpunkt Nr. $i_S$
$\vec{q}$	$\vec{q}(i_Q)$	$g(\vec{q}(i_Q), \vec{m}(i_M))$	$g(i_Q, i_M)$	Green'sche Funktion berechnet für Quelle Nr. $i_Q$ und Mikrofon Nr. $i_M$
	$W_T(i_W) = i_W (\Delta t N_T)$	$p(t(i_T), W_T(i_W))$	$p(i_T, i_W)$	Schalldruck zum Zeitpunkt $i_T \cdot \Delta t$ der Messung Nr. $i_W$
		$p^F(m_1, w_2, i_F)$		Fourier-Koeffizient zur beliebigen Fourier-Frequenz $i_F$ berechnet aus der Messung $w_2$ des Mikrofons mit dem Index $m_1$

### Koordinatenachsen

Im Kapitel 2 gilt die Einstein-Notation, da auf diese Weise die Herleitung der aeroakustischen Grundgleichungen deutlich übersichtlicher formuliert werden kann. In den restlichen Kapiteln werden die Koordinatenachsen mit  $x,y,z$  bezeichnet. Dies erlaubt eine einfachere Beschreibung der Versuchsanordnungen und erleichtert die Lesbarkeit der Diagramme. Grundlage ist dabei die Anordnung im Laminarwindkanal (Abbildung 1.1).

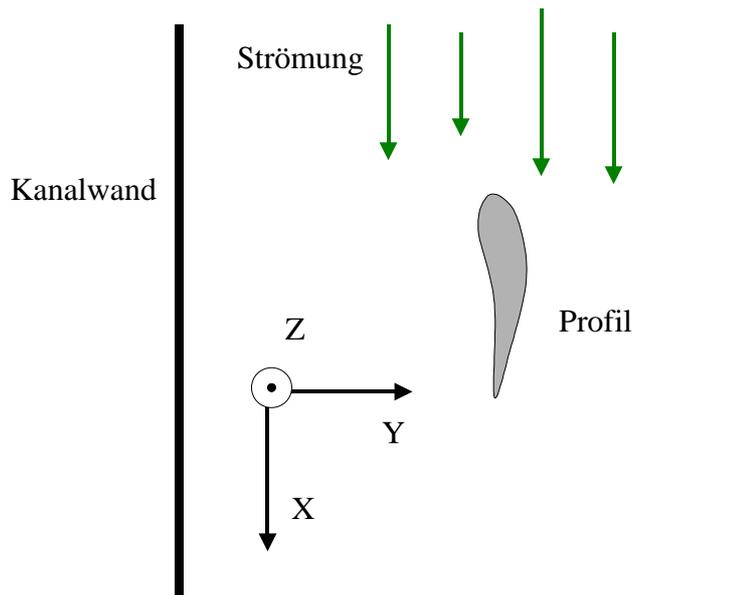


Abbildung 1.1 Koordinatenachsen in der LWK-Messstrecke

Damit gilt:

Koordinatenachse	Richtung im Laminarwindkanal
x-Achse	Strömungsrichtung
y-Achse	senkrecht auf der Profildicke
z-Achse	Spannweitenrichtung

Die Strömung im Kanal verläuft in Richtung der positiven X-Achse.

### Erläuterungen zu den akustischen Größen

Die wichtigste akustische Messgröße ist der Schalldruck  $p$  in Pascal [Pa], gemessen mit einem Mikrofon. Dieser Wert wird in Beziehung gesetzt zu einem Referenzschalldruck

$$p_{ref} = 2 * 10^{-5} Pa$$

Dieser entspricht der Hörschwelle des Menschen bei 1 kHz. Da die Empfindlichkeit des menschlichen Gehörs für Änderung der Lautstärke einen annähernd logarithmischen Verlauf aufweist, definiert man einen Schalldruckpegel (engl. Sound Pressure Level, SPL):

$$SPL = 20 * \text{Log}_{10} \left( \frac{p_{eff}}{p_{ref}} \right) dB$$

mit der Einheit Dezibel [dB]. In der Array-Technik wird das Schallfeld mit einer Vielzahl von Mikrofonen vermessen. Die dabei direkt gemessenen Schalldrücke sind nur die Eingangsgrößen einer komplexen Datenverarbeitung. Das direkte Ergebnis derselben ist die Quellstärke  $\sigma$  in  $[N / m]$  einer akustischen Punktquelle bzw. im Sonderfall einer ebenen Welle deren Amplitude. Aus der Quellstärke könnte nun wieder unter Verwendung des zugrundeliegenden physikalischen Modells der Schalldruck an einer frei wählbaren Mikrofonposition berechnet werden. Bei weitem anschaulicher ist jedoch die direkte Angabe der Quellstärke, da auf diese Weise unterschiedliche Quellen unmittelbar verglichen werden können. Aus diesem Grund wird als Ergebnis von sämtlichen in dieser Arbeit ausgeführten Messungen und Simulationen die Quellstärke in Dezibel angegeben:

$$20 * \text{Log}_{10} \left( \frac{\sigma}{\sigma_{ref}} \right) dB$$

Die Referenzquellstärke wird in der Regel so gewählt, dass der Maximalpegel im Diagramm 0 dB ist. Eine absolute Kalibrierung auf eine Referenzquellstärke von  $\sigma_{ref} = 2 * 10^{-5} N / m$  ist aufgrund des rein experimentellen Charakters der durchgeführten Messungen überflüssig. Relevant sind hier nur die zwischen den untersuchten Messanordnungen und Algorithmen auftretenden Pegelunterschiede. Diese werden unabhängig vom verwendeten Referenzwert korrekt wiedergegeben. Eine Ausnahme bilden die in Kapitel 5 vorgestellten Messungen mit dem In-Flow-Array. Aufgrund des bei diesem Aufbau deutlich einfacheren akustischen Übertragungswegs von der Quelle bis zur Mikrofonmembran konnte hier mit vertretbarem Aufwand eine Kalibrierung auf die genannte Referenzquellstärke durchgeführt werden. Die Diagramme sind entsprechend gekennzeichnet.

# 1 Einleitung

## 1.1 Einführung

Das Thema der vorliegenden Arbeit ist die Anwendung bzw. Optimierung der Mikrofonarray-Technologie für akustische Messungen in primär für aerodynamische Messungen ausgelegten Windkanälen, die nicht akustisch optimiert sind. Neben einem umfassenden Verständnis der eigentlichen Array-Technologie erfordert dies grundlegende Kenntnisse auf einer ganzen Reihe verwandter Spezialgebiete, namentlich der Aeroakustik, der Aerodynamik mit dem Schwerpunkt auf der experimentellen Arbeit in Windkanälen, sowie der Elektrotechnik, Computertechnik, und nicht zuletzt der Regelungstechnik. Die folgenden Absätze widmen sich zunächst den genannten Sekundärgebieten. Anschließend wird die geschichtliche Entwicklung bis zum aktuellen Stand der Forschung in der Array-Technologie dokumentiert.

Die Aeroakustik ist ein relativ junger Teilbereich der Akustik und wurde in den 1950er-Jahren von Sir James Lighthill begründet. In seiner Arbeit „*On sound generated aerodynamically*“ [49], [50] führte er eine neuartige Betrachtung der lange schon bekannten Erhaltungsgleichungen der Strömungsmechanik ein, die seitdem unter dem Begriff „Akustische Analogie“ bekannt ist. Dazu identifizierte er die in nahezu jeder technisch relevanten Strömung vorkommende Turbulenz als Hauptquelle für aerodynamisch erzeugten Schall. Durch die fortschreitende Technisierung bzw. Motorisierung der menschlichen Umwelt und die damit verbundene steigende Lärmbelastung gewann das junge Arbeitsgebiet schnell an Relevanz, wobei der Fortschritt wie in jedem Forschungsgebiet, in dem numerische Berechnungen eine tragende Rolle spielen, eng mit der steigenden Leistungsfähigkeit der Rechner verknüpft bleibt. Aktuelle Schwerpunkte der weltweiten Forschungsbemühungen liegen auf der physikalischen Modellierung und damit letztlich angestrebten Verminderung der Lärmentwicklung von Flugzeugkomponenten (Triebwerke, Tragflächen, Fahrwerk), Windturbinen und Lüftern aller Art [14], [13], [15], [16], [17].

Die Aerodynamik beschäftigt sich mit der exakten Beschreibung der Luftströmung an Oberflächen und der Umströmung von Körpern [79]. Ein essentieller Teilbereich ist die experimentelle Aerodynamik im Windkanal. Schon die Gebrüder Wright unternahmen Strömungsversuche an ihren Modellen. In der Folge wurde jede Neuentwicklung in der Luftfahrttechnik zunächst in einem Windkanal getestet. Ziel eines Windkanalversuchs ist es, die tatsächlichen Strömungsverhältnisse am realen Objekt unter Laborbedingungen an einem Modell nachzubilden. Die Bedingungen sind damit kontrollierbar, die Ergebnisse in hohem Maße reproduzierbar. Im Laufe der Jahrzehnte wurde die Messtechnik in den Kanälen

verbessert und durch völlig neue Verfahren ergänzt. Interessierten zunächst vor allem Auftrieb und Widerstand eines umströmten Profils, ermöglichte die Hitzdrahttechnik die detaillierte Untersuchung der Grenzschicht einer Oberflächenumströmung [83]. Primäres Ziel beim Bau eines Windkanals war lange Zeit das Erreichen eines möglichst niedrigen Turbulenzgrades. Die Messstrecken waren oftmals geschlossen und ohne Dämmmaßnahmen, der Antrieb laut und akustisch nicht von der Messstrecke entkoppelt. Mit dem steigenden Interesse an einer akustischen Optimierung von Flugzeugen, Windkraftanlagen, Lüftern und Automobilen stieg auch der Bedarf an akustischen Messungen in Windkanälen. Es entstanden daher in der Folgezeit eine Reihe von neuen, nach akustischen Kriterien entwickelten Windkanälen [45]. Eine Vielzahl von Kanälen wurde aufwendig umgebaut [43], [37]. Wichtigstes Kriterium war jetzt der Hintergrundlärmpegel und der Reflexionsanteil in der Messstrecke [19]. Vorreiter auf diesem Gebiet ist die Automobilindustrie. Hier liegt das Hauptaugenmerk nicht auf der Lärmabstrahlung nach außen, sondern auf dem subjektiven Lärmempfinden (Stichwort Psychoakustik) der Fahrzeuginsassen. Die Messungen erfolgen in der Regel mit einem sogenannten Kunstkopf. Eine Filterung des Kanallärms ist mit dieser Technik kaum möglich.

Bei jeder Form von Messtechnik spielt die Elektrotechnik eine tragende Rolle. In der akustischen Messtechnik beginnt dies bereits bei den Sensoren, den Mikrofonen. Deren Signale müssen möglichst verlust- und einstreufrei über zum Teil erhebliche Wegstrecken transportiert werden. Danach folgt die Signalkonditionierung mit Filterung und Verstärkung, sowie am Ende der analogen, elektrischen Signalkette die Digitalisierung. Bei Messungen mit einem einzigen Mikrofon können diese Aufgaben zufriedenstellend mit off-the-shelf-Komponenten bewältigt werden. Für ein Array-System mit bis zu 96 Kanälen existieren jedoch kaum kommerzielle Anbieter und kein einziges System mit einem akzeptablen Preis-Leistungsverhältnis. Daher wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein komplettes System entworfen und hergestellt. Ein weitreichendes Verständnis der elektrotechnischen Grundlagen ist für die Planung, Entwicklung und Umsetzung eines Array-Systems unumgänglich [44].

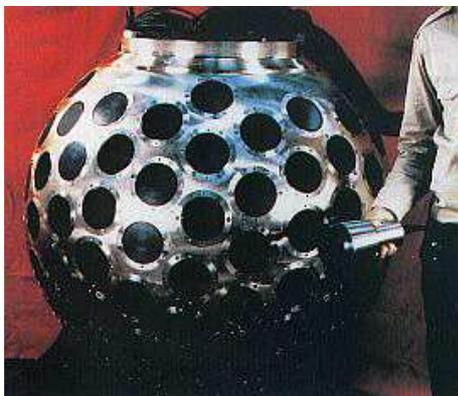
Mit der Elektrotechnik eng verzahnt ist die Computertechnik. Das gesamte Messsystem, inklusive Datenerfassung und Speicherung, basiert auf einem herkömmlichen PC. Die Anforderungen an die Hardware sind damit beträchtlich und erfordern hinreichenden Einblick in die Architektur von Rechner, Betriebssystem und Schnittstellen. Die Steuerung des Systems sowie die gesamte Signalverarbeitung von der Datenerfassung bis zum fertigen Acoustic Image (siehe Kapitel 3) wird von einem grafischen Softwarepaket übernommen, das mit Hilfe des Visual C++-Compiler erstellt wurde [47]. Diese komplette Neuentwicklung inkl. der grafischen Visualisierungs-Werkzeuge war angebracht, da kommerzielle Programme

(z.B. LabView) nicht die erforderliche Flexibilität bei der Entwicklung und Umsetzung der numerischen Filteralgorithmen ermöglichen.

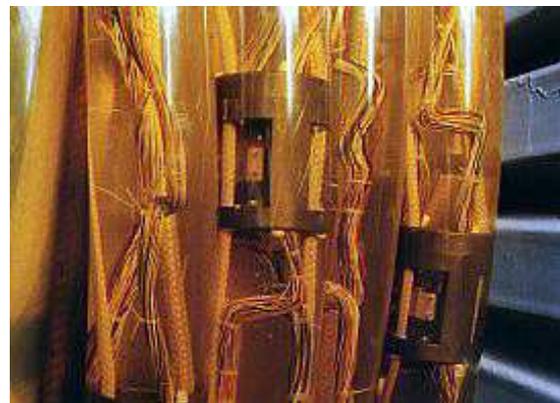
Für die Auslegung der analogen Filter als Teil der Signalkonditionierung sind zumindest Grundkenntnisse der Regelungstechnik unumgänglich. Darüber hinaus bilden die Integraltransformationen (Fourier-Transformationen, Beamforming, Abschnitt 3.2) den eigentlichen Kernpunkt der Array-Technologie. Die fortgeschrittenen Algorithmen basieren wiederum auf Techniken der nichtlinearen Regelung [21].

## 1.2 Stand der Technik

Die Anfänge der Arraytechnologie gehen zurück auf den Ersten Weltkrieg. Damals wurden Arrays aus akustischen Hohlspiegeln zur Ortung von Flugzeugen eingesetzt. Die Verknüpfung bzw. Überlagerung der Einzelsignale erfolgte noch rein mechanisch. Bis in die 1950er-Jahre wurden vor allem im Bereich der Funktechnik Arrays aus Einzelantennen entwickelt [76]. In der U-Boot-Technik entstanden die passiven und bald auch aktiven Sonarsysteme (Bugsonar Abbildung 1.1, Schleppsonar Abbildung 1.2).



**Abbildung 1.1 Bugsonar eines U-Boots.**



**Abbildung 1.2 Schleppsonar eines U-Boots, aufgewickelt.**

Die Verknüpfung der einzelnen Sensoren erfolgte jetzt bereits elektrisch. Der bis heute größte Array der Welt, der VLA, wurde 1973 in der Wüste von New Mexiko in Betrieb genommen (Abbildung 1.3, Abbildung 1.4) [78].



**Abbildung 1.3** Very Large Array, New Mexico, NRAO / AUI / NSF.



**Abbildung 1.4** Very Large Array, New Mexico, einzelne Antenne.

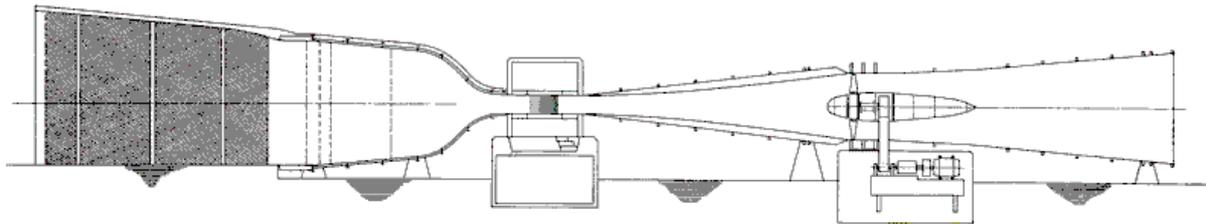
Anfang der 1970er-Jahre wurden auch die ersten akustischen Messungen mit Mikrofonarrays in Windkanälen durchgeführt [73]. Amiet entwickelte 1975 eine Methode, um den Einfluss der Scherschicht einer offenen Messstrecke auf die Schallausbreitung zu modellieren [2], [3]. 1982 stellte Schmidt den MUSIC-Algorithmus [68] vor, der mit Hilfe einer Eigenwertanalyse der Messwert-Korrelationsmatrix für inkohärente Quellen eine deutlich verbesserte räumliche Auflösung liefert. Da dabei jedoch jede Information über die Quellstärke verloren geht, findet der Algorithmus vor allem bei der Ortung von Schallquellen Verwendung. Bei der Principal Components Analysis [48] werden ebenfalls Eigenwerte bestimmt. Im Falle inkohärenter Quellen kann im Idealfall jeder Quelle ein Eigenwert zugeordnet werden. Durch Elimination der Eigenwerte der dominanten Schallquellen in der Matrix können sukzessive die schwächeren Quellen herausgearbeitet werden. Brooks et al. entwickelten Mitte der 1980er-Jahre eine Technik, um mit nur zwei Mikrofonen den Hinterkantenlärm von Profilen zu messen [7]. Dabei machten sie sich den Dipol-Charakter des Hinterkantenlärms zunutze. Maynard veröffentlichte 1985 mit der Akustischen Nahfeld-Holographie ein Verfahren, bei dem ein bewegliches Mikrofonarray um die interessierende Quelle herumtraversiert wird. Der zugrundeliegende Algorithmus ist eng mit dem herkömmlichen Array-Algorithmus, dem Beamforming, verwandt, liefert jedoch zusätzlich Informationen über das extreme Nahfeld einer Schallquelle [52], [53], [35]. Cox stellte 1987 das Robust Adaptive Focusing [10] vor, bei dem durch die aus der Regelungstechnik bekannte nichtlineare Filterung eine verbesserte räumliche Auflösung des Arrays erreicht wird. Im Jahre 1989 wurde von Robert Dougherty und Jim Underbrink bei Boeing ein auf einer logarithmischen Spirale basierendes Array-Design entwickelt, um über einen weiten Frequenzbereich räumliches Aliasing zu unterdrücken [18]. Mitte der 1990er-Jahre kam es dann durch die Fortschritte auf dem Gebiet der Computertechnik zu einem Evolutionssprung in der Array-Technik. Nun war es möglich, eine immer größer werdende Anzahl von Kanälen synchron zu digitalisieren. Für die Auswertung konnten herkömmliche PC verwendet werden. Brooks et al. entwickelten mit dem SADA einen Array mit kleiner Apertur, der es ermöglichte, die Richtcharakteristik einer Quelle zu vermessen [8]. Arrays aus mehreren Hundert Mikrofonen wurden erfolgreich bei

Überflugmessungen eingesetzt [55]. Sijtsma et al. entwickelten einen Algorithmus, um bewegliche Quellen zu erfassen [71]. Dieser Algorithmus wurde erfolgreich bei Messungen an Windturbinen eingesetzt [15], [28]. Die genannten Untersuchungen wurden alle in Kanälen mit einer offenen Messstrecke durchgeführt. Durch die größere Kanalanzahl und eine Verbesserung der Digitalisierung der Mikrofonsignale (höhere Abtastrate und Auflösung) konnte nun begonnen werden, die Array-Technik in den strömungstechnisch weitaus besseren geschlossenen Windkanälen einzusetzen. Nachdem In-Flow-Array-Messungen mit Nasenkonussen nicht die gewünschte Leistungsfähigkeit zeigten [40], wurden von Jaeger et al. verschiedene Materialien untersucht, um in der Kanalwand eingebaute Mikrofone vor den Störeinflüssen der Wandgrenzschicht zu schützen [42]. Holthausen entwickelte für den DNW-LLFT einen Array, der in einer dünnen Metallplatte eingelassen ist, die parallel zur Strömung, aber außerhalb der Wandgrenzschicht angebracht ist. Die Grenzschicht über den Mikrofonen ist weiterhin voll turbulent aber vergleichsweise dünn [37]. Ein weiterer Schwerpunkt ist in jüngerer Zeit die Entwicklung von Verfahren, um den Schallpegel von örtlich verteilten Schallquellen exakt angeben zu können. In den Anfängen diente die Array-Technik vor allem der Lokalisierung diskreter Quellen (z.B. U-Boot-Sonar). Eine exakte Bestimmung von Schallpegeln einzelner Quellen bzw. ganzer Quellgebiete ist aufgrund der großen Wellenlängen in der Akustik nach wie vor das Hauptproblem. Ein gängiges Verfahren besteht darin, durch eine Integration des Quellgebiets den Näherungswert für die Quellstärke einer Ersatzschallquelle zu berechnen (siehe Abschnitt 3.3.3). Horne et al. entwickelten eine Erweiterung dieses Verfahrens, bei dem das Schallfeld durch inkohärente Einzelquellen angenähert wird [38]. Oerlemans et al. führten Messungen an Profilhinterkanten durch, um den optimalen Abstand für diese inkohärenten Quellen zu bestimmen [60].

Der Stand der Forschung in der Array-Technik kann schließlich wie folgt zusammengefasst werden: Messungen in Kanälen mit einer offenen Messstrecke und reflexionsarmer Umgebung sind allgemeiner Stand der Technik. Messungen in Kanälen mit einer geschlossenen Messstrecke wurden mit verschiedenen konstruktiven Detaillösungen wiederholt erfolgreich durchgeführt, sofern die Messstrecken über einen hinreichend großen Querschnitt und einen niedrigen Hintergrundlärmpegel (z.B. DNW-LLFT 86 dBA SPL bei 40 m/s, gemessen in der Strömung) verfügen und der vom Modell abgestrahlte Schallpegel hoch genug ist. Ein Array-System, das in beliebigen Kanälen unabhängig von den geometrischen Abmessungen und dem Hintergrundlärmpegel in der Messstrecke eingesetzt werden kann, existiert bislang nicht.

### 1.3 Aufgabenstellung

Der Laminarwindkanal (LWK) des IAG wurde 1962 fertiggestellt und in Betrieb genommen [82]. Seitdem sind in einer Vielzahl von Industrieaufträgen und Forschungsprojekten aerodynamische Untersuchungen erfolgreich durchgeführt worden. Abbildung 1.5 zeigt den schematischen Aufbau.



**Abbildung 1.5 Schematischer Aufbau des Laminarwindkanals**

Die Bandbreite der untersuchten Objekte reicht vom klassischen Tragflügelprofil bis zum Außenspiegel und Scheibenwischer eines PKW. Der Erfolg dieser Untersuchungen basiert zu einem großen Teil auf der herausragenden Strömungsqualität im Kanal und der ausgereiften Messtechnik. Standardverfahren sind dabei die Bestimmung des Auftriebs- und Widerstandsbeiwerts der Windkanalmodelle, die Vermessung von Grenzschichtprofilen mittels der Hitzdrahttechnik, sowie die Bestimmung der Druckverläufe auf den Modellen über Druckanbohrungen. Neben der Anwendung dieser „klassischen“ Techniken liegt ein Arbeitsschwerpunkt am LWK in der Entwicklung neuer Messverfahren. Insbesondere die Fortschritte auf dem Gebiet der Computertechnik erlauben nunmehr die Umsetzung von Messprinzipien, die teilweise bereits vor Jahrzehnten angedacht wurden, bislang aber wegen der fehlenden Rechenleistung und Speicherkapazität ineffizient waren. In diese Kategorie fallen beispielsweise die Visualisierung von Umschlags- und Ablösegebieten mittels der Thermografie, die nicht-intrusive Strömungsvisualisierung mittels LDA und PIV und schließlich die Mikrofonarray-Technik.

Die zuletzt genannte Technik wurde, wie im Abschnitt 1.1 beschrieben, in jüngster Vergangenheit bereits in einer Reihe von Windkanälen weltweit eingesetzt und erweist sich dort als brauchbares Mittel zur Beurteilung der aeroakustischen Lärmentwicklung an nahezu beliebigen Untersuchungsobjekten. Dabei handelt es sich jedoch fast ausnahmslos um sogenannte *akustische* Windkanäle. In diese Kategorie fallen Kanäle, die durch bauliche Maßnahmen und einen optimierten Entwurf der Antriebseinheit einen vergleichsweise niedrigen Hintergrundlärmspegel aufweisen. Diese Kanäle sind im Normalfall vom Göttinger Typ, d.h. der Windkanalantrieb als Hauptlärmquelle hat keine direkte akustische Verbindung zur Messstrecke. Diese ist offen, d.h. die Modelle werden in einem Freistrahle zwischen Düse und Kollektor positioniert, oder verfügt über einen hinreichend großen Querschnitt. Beides dient der Verminderung des Einflusses von akustischen Reflexionen. Bei der offenen Messstrecke kann die gesamte Umgebung mit akustischen Absorbern ausgekleidet werden.

Bei der geschlossenen, hinreichend großen Messstrecke ist der Einfluss der Reflexionen zumindest reduziert. Der gravierende Nachteil einer offenen Messstrecke ist die oftmals deutlich reduzierte Strömungsqualität. Dies betrifft den erhöhten Turbulenzgrad und vor allem das Problem der Strahlablenkung durch das Windkanalmodell. Während in einer geschlossenen Messstrecke die Strömung durch die Kanalwände „abgestützt“ wird, kann der Freistrahle nahezu beliebig abgelenkt werden. Das kann dazu führen, dass ein Großteil der strömenden Luft nicht mehr direkt auf den Kollektor trifft und dabei noch zusätzlichen Lärm erzeugt. Beide Fälle, offene und geschlossene Messstrecke, entsprechen nicht der idealen Annahme einer unendlich ausgedehnten, homogenen Strömung. Die daher erforderliche Korrektur der aerodynamischen Messergebnisse ist jedoch für die geschlossene Messstrecke präziser bestimmbar. Darüber hinaus kann es durch den Freistrahleffekt zu einer deutlichen Reduzierung des maximal erreichbaren Auftriebsbeiwertes kommen. Bei einem Tragflügelprofil bedeutet dies, dass nicht alle in der Realität möglichen Strömungszustände eingestellt und untersucht werden können.

Die Anfang der 1990er-Jahre am IAG gegründete Akustik-Gruppe beschäftigt sich vor allem mit der Entwicklung von Vorhersagemodellen für die aeroakustische Lärmentstehung an Tragflügelprofilen. Sie reagiert damit auf die zunehmende ökologische und ökonomische Bedeutung der Lärmerzeugung von industriellen Produkten. Das umfasst nicht allein die steigende Lärmbelastung von startenden und landenden Flugzeugen, von Kraftfahrzeugen, Zügen und Windturbinen, sondern reicht bis zu den einfachen Lüftern in Computern und Haushaltsgeräten. Im Rahmen verschiedener Forschungsprojekte wurde eine Reihe von Messkampagnen in akustischen Windkanälen durchgeführt. Dabei konnten die Mitglieder der Arbeitsgruppe Einblick nehmen in die Vor- und Nachteile dieser Kanäle. Der Wunsch nach einer hochwertigeren Lösung wurde laut und führte zu ersten Überlegungen zur Entwicklung eines eigenen akustischen Windkanals. Dieser Gedanke wurde verworfen, da ein neuer Kanal mit den aerodynamischen Eigenschaften des LWK und den akustischen Eigenschaften eines reinen Akustik-Kanals in absehbarer Zeit nicht zu verwirklichen gewesen wäre. Bei der Planung des LWK spielten akustische Gesichtspunkte keinerlei Rolle. Der gesamte Aufbau ist auf seine aerodynamischen Eigenschaften hin optimiert. Entsprechend ist die Messstrecke geschlossen. Um eine Kontraktion von 1:100, zu erreichen wurde der Messstrecken-Querschnitt minimiert (Höhe 0.73 m, Breite 2.7 m). Der Turbulenzgrad liegt unter 0.02 % [84]. Der Kanal ist vom Eiffel-Typ, d.h. der Propeller hat eine direkte akustische Verbindung zur Messstrecke. Die genannten Punkte führen dazu, dass akustische Messungen in der Messstrecke vom Propellerlärm dominiert werden und dass zudem mit Reflexionen zu rechnen ist.

Das Ziel der vorliegenden Arbeit war folglich, mit Hilfe der Array-Technik ein Messsystem für den LWK aufzubauen, welches in der Lage sein sollte, die schlechten akustischen Eigenschaften des Kanals zu kompensieren. Dabei sollte zunächst der Nachweis erbracht werden, dass aeroakustische Messungen im LWK auch ohne kostspielige bauliche

Maßnahmen prinzipiell möglich sind. In weiterführenden Arbeiten kann dann begonnen werden, die Qualität der Messungen durch systematische Optimierung des LWK zu steigern.

## 1.4 Gliederung der Arbeit

In Kapitel 2 werden die theoretischen Grundlagen für die Beschreibung der aerodynamischen und aeroakustischen Vorgänge in der Windkanalströmung behandelt. Ausgangspunkte sind dabei die Erhaltungsgleichungen für Masse und Impuls. Im Anschluss werden elementare Lösungen der linearen Wellengleichung hergeleitet. Zuletzt wird der Einfluss der Strömungskonvektion und von reflektierenden Wänden modelliert.

Kapitel 3 behandelt die Array-Technik. In einer Einführung wird die prinzipielle Arbeitsweise des Mikrofon-Arrays durch den Vergleich mit dem menschlichen Gehör erläutert. Im Abschnitt 3.1 erfolgt dann zunächst die Herleitung der Grundgleichung der Mikrofonarray-Technik, die sogenannte Beamforming-Gleichung. Mit Hilfe eines Arrays aus zwei Mikrofonen werden die Eigenschaften der Gleichung veranschaulicht. In Abschnitt 3.2 wird die Beamforming-Gleichung in den allgemeineren mathematischen Kontext der Integraltransformationen gestellt. Durch den Vergleich mit der Fourier-Transformation können weitere Besonderheiten und Beschränkungen der Grundgleichung veranschaulicht werden. Insbesondere werden die Unterschiede bei der Anwendung der Array-Technik für Nahfeld- und Fernfeldmessungen im Hinblick auf die Bestimmbarkeit exakter Schallpegel beleuchtet. Die Orthogonalität ist eine Kerneigenschaft der Fourier-Transformation und gewährleistet die Interpretierbarkeit der Ergebnisse. Im akustischen Nahfeld wird diese Bedingung nicht erfüllt. Damit ist es nur beschränkt möglich, exakte Werte für die Quellstärke eines örtlich verteilten Quellgebietes anzugeben. Der gängige Lösungsansatz für dieses Problem wird in Abschnitt 3.3 behandelt. Bei der Quellgebietsintegration wird der Array-Output über das gesamte interessierende Quellgebiet integriert. Das Maß der Unschärfe eines Array-Systems hängt primär von der Geometrie ab und ist damit vorhersagbar. Damit kann ein frequenzabhängiger Korrekturwert berechnet werden. Der letzte Abschnitt 3.4 behandelt die Richtlinien für den Entwurf eines Mikrofon-Arrays. Dabei werden die gängigen Typen vorgestellt und an Beispielen erläutert.

Kapitel 4 beschäftigt sich mit dem Problem der Reflexionen in der Messstrecke des Laminarwindkanals. Zunächst werden die potenziellen Auswirkungen von Reflexionen auf die Wirkungsweise eines Mikrofon-Arrays anhand von Simulationen erläutert. Auf der Basis des in Kapitel 2 hergeleiteten Reflexionsmodells wird dann eine Erweiterung der Beamforming-Grundgleichung, der *Reflection Cancellor* (RC), vorgestellt. In weiteren

Simulationen zeigt sich, dass das Vorhandensein von Reflexionen und deren Kompensation im RC eine Verbesserung des räumlichen Auflösungsvermögens eines Mikrofon-Arrays bewirkt. Dieser Effekt wird in einer Reihe von Messkampagnen schrittweise verifiziert. Den Anfang machen dabei Messungen in einem Modell der Windkanalmessstrecke. Den Abschluss bilden Messungen an aerodynamischen Punktquellen, anhand derer die Relevanz des beschriebenen Effekts für aeroakustische Messungen nachgewiesen werden kann.

Kapitel 5 schildert, ausgehend von den Beschränkungen des bislang eingesetzten Wall-Array, die Entwicklung eines In-Flow-Arrays. Während beim Wall-Array die Mikrofone in die Windkanalwand eingelassen sind, werden sie beim In-Flow-Array in der Strömung in unmittelbarer Nähe des untersuchten Windkanalmodells angebracht. Besonderes Augenmerk muss dabei auf die Strömungsverhältnisse in unmittelbarer Nähe der Mikrofonmembranen gelegt werden, da dort auftretende lokale Turbulenz die eigentlich interessierenden Signalanteile vollständig überdecken würde. Es werden zwei Lösungsansätze vorgestellt. Beim ersten werden die Mikrofone in einem in Strömungsrichtung ausgerichteten Rohr eingebaut. Am vorderen Ende wird ein sogenannter Nasenkonus angebracht. Die Mikrofonlöcher werden mit mehreren Lagen Gaze abgedeckt. In Windkanalexperimenten zeigt sich, dass bei sorgfältiger Bearbeitung der Rohroberfläche die Strömung bei leerer Messstrecke über die gesamte Länge des Rohres laminar bleibt. Sobald jedoch ein Windkanalmodell eingebaut wird, erzwingt das vom Modell auf das Rohr aufgeprägte Druckprofil den laminar-turbulenten Umschlag bereits im Bereich des Nasenkonus. Beim zweiten Lösungsansatz werden die Mikrofone in den Nasenbereich von NACA0015-Profilen eingebaut. Insgesamt vier dieser Profile werden in einer symmetrischen Kreuzanordnung hinter dem interessierenden Windkanalmodell in den Kanal eingebaut. Da die Mikrofone damit im Staupunkt der Profile liegen, ist die Strömungsgeschwindigkeit an den Membranen vernachlässigbar. Entsprechend ist in den Mikrofonsignalen selbst bei hohen Strömungsgeschwindigkeiten kaum zusätzlicher Turbulenzlärm nachweisbar. Die dominierende Lärmquelle eines 2D-Profiles ist die Hinterkante. Deren Abstrahlcharakteristik ähnelt einem mathematischen Dipol. Aufgrund der symmetrischen Anordnung der Mikrofonträger zu beiden Seiten des Windkanalmodells kann die charakteristische Phasendrehung von  $180^\circ$  in Versuchen mit symmetrischen Profilen nachgewiesen werden. Abschließend werden Spektren des Hinterkantenlärms eines NACA-0012-Profiles gezeigt.

Die Arbeit endet mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick auf die weiterführenden Arbeiten am Laminarwindkanal.

## 2 Grundlagen

### 2.1 Aerodynamische Grundlagen und Wellengleichung

Im Folgenden werden einige grundlegende Gleichungen der Aerodynamik hergeleitet. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf einer hinreichenden Beschreibung der physikalischen Vorgänge im Windkanal. Eine umfassendere Behandlung des Themas findet man bei [79]. Es gilt die Einstein-Notation [6]. Der Ausgangspunkt sind die Erhaltungsgleichungen:

#### 1. Die Kontinuitätsgleichung

$$\frac{\partial \hat{\rho}}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial x_i} (\hat{\rho} \hat{u}_i) = 0 \quad (1)$$

#### 2. Die Impulsgleichung bei reibungsfreier Strömung

$$\frac{\partial}{\partial t} (\hat{\rho} \hat{u}_i) + \frac{\partial}{\partial x_j} (\hat{\rho} \hat{u}_i \hat{u}_j) + \frac{\partial \hat{p}}{\partial x_i} = 0 \quad (2)$$

Die Strömung wird als kräftefrei angenommen. Nun bildet man die zeitliche Ableitung von Gleichung (1)

$$\frac{\partial^2 \hat{\rho}}{\partial t^2} + \frac{\partial^2}{\partial t \partial x_i} (\hat{\rho} \hat{u}_i) = 0 \quad (3)$$

sowie die Divergenz der Impulsgleichung (2):

$$\frac{\partial^2}{\partial x_i \partial t} (\hat{\rho} \hat{u}_i) + \frac{\partial^2}{\partial x_i \partial x_j} (\hat{\rho} \hat{u}_i \hat{u}_j) + \frac{\partial^2 \hat{p}}{\partial x_i^2} = 0 \quad (4)$$

Durch Subtraktion der Gleichungen (3) und (4) kann die Impulsdichte eliminiert werden, und man erhält:

$$\frac{\partial^2 \hat{\rho}}{\partial t^2} - \frac{\partial^2}{\partial x_i \partial x_j} (\hat{\rho} \hat{u}_i \hat{u}_j) - \frac{\partial^2 \hat{p}}{\partial x_i^2} = 0 \quad (5)$$

Die akustischen Größen  $\rho$ ,  $p$  und  $u_i$  bezeichnen kleine Änderungen vom Fluid-Ruhezustand mit der Dichte  $\rho_0$  und dem Druck  $p_0$ . Dabei ist

$$\rho = \hat{\rho} - \hat{\rho}_0 \quad (6)$$

die akustische Dichte und

$$p = \hat{p} - \hat{p}_0 \quad (7)$$

der akustische Druck. Die Größe

$$u_i = \hat{u}_i - 0 \quad (8)$$

ist die akustische Geschwindigkeit in die  $i$ te Richtung, Mit diesen Definitionen lautet Gleichung (5):

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} (\hat{\rho}_0 + \rho) - \frac{\partial^2}{\partial x_i \partial x_j} ((\hat{\rho}_0 + \rho) u_i u_j) - \frac{\partial^2}{\partial x_i^2} (\hat{p}_0 + p) = 0 \quad (9)$$

Diese Gleichung linearisiert man um den Fluidruhezustand, in dem kleine Größen vernachlässigt werden:

$$\frac{\partial^2 \rho}{\partial t^2} - \frac{\partial^2 p}{\partial x_i^2} = 0 \quad (10)$$

Bei isentroper Verdichtung und Entspannung des Fluids gilt zwischen der akustischen Dichte und dem akustischen Druck der folgende lineare Zusammenhang:

$$\hat{p} - \hat{p}_0 = c^2 (\hat{\rho} - \hat{\rho}_0) \quad (11)$$

$$p = c^2 \rho \quad (12)$$

Dabei bezeichnet  $c$  die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Störung im Fluid (Schallgeschwindigkeit). Sie hängt von den Eigenschaften des Fluids ab. Für ideale Gase ist  $c$  eine Funktion der adiabaten Gaskonstante  $\kappa$ , der spezifischen Gaskonstante  $R$  und der thermodynamischen Temperatur  $T$ :

$$c^2 = \left( \frac{\partial \hat{p}}{\partial \hat{\rho}} \right)_{\text{isentrop}} = \kappa R T \quad (13)$$

Damit erhält man die homogene Wellengleichung für den akustischen Druck und die akustische Dichte

$$\frac{\partial^2 \rho}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2 \rho}{\partial x_i^2} = 0 \quad (14)$$

$$\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} - \frac{\partial^2 p}{\partial x_i^2} = 0 \quad (15)$$

Die beiden Darstellungen sind gleichwertig. Die inhomogene Wellengleichung lautet:

$$\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p(\vec{x}, t)}{\partial t^2} - \frac{\partial^2 p(\vec{x}, t)}{\partial x_i^2} = \sigma(\vec{x}, t) \quad (16)$$

Die Rechte-Hand-Seite bezeichnet dabei beliebige Quellterme im Schallfeld. Bei quasistationären Anwendungen wie den Messungen im Windkanal ist der Übergang vom Zeitbereich in den Frequenzbereich sinnvoll. Dieser Übergang erfolgt mit Hilfe der Fourier-Transformation [6] (siehe Abschnitt 3.2). Mit den Ansätzen

$$p(\vec{x}, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} p^F(\vec{x}, \omega) e^{-j\omega t} d\omega \quad (17)$$

und

$$\sigma(\vec{x}, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \sigma^F(\vec{x}, \omega) e^{-j\omega t} d\omega \quad (18)$$

erhält man

$$\begin{aligned} & \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \left( \int_{-\infty}^{+\infty} p^F(\vec{x}, \omega) e^{-j\omega t} d\omega \right) - \frac{\partial^2}{\partial x_i^2} \int_{-\infty}^{+\infty} p^F(\vec{x}, \omega) \cdot e^{-j\omega t} d\omega = \\ & = \int_{-\infty}^{+\infty} \sigma^F(\vec{x}, \omega) e^{-j\omega t} d\omega \end{aligned} \quad (19)$$

Nach Berechnung der zweifachen Zeitableitung erhält man zunächst:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{-\omega^2}{c^2} p^F(\vec{x}, \omega) - \frac{\partial^2}{\partial x_i^2} p^F(\vec{x}, \omega) - \sigma^F(\vec{x}, \omega) \right) e^{-j\omega t} d\omega = 0 \quad (20)$$

und damit

$$\frac{\partial^2}{\partial x_i^2} p^F(\vec{x}, \omega) + \frac{\omega^2}{c^2} p^F(\vec{x}, \omega) = -\sigma^F(\vec{x}, \omega) \quad (21)$$

oder

$$\nabla^2 p^F(\vec{x}, \omega) + k^2 p^F(\vec{x}, \omega) = -\sigma^F(\vec{x}, \omega) \quad (22)$$

Dies bezeichnet man als Helmholtz-Gleichung. Sie beschreibt die Schallausbreitung in einem homogenen Medium. Zur Lösung verwendet man in der Akustik oftmals die Methode der Green'schen Funktionen. Gesucht wird dabei die Lösung der Differentialgleichung (22) bei Anregung durch einen Dirac-Impuls.

$$\sigma^F(\vec{x}, \omega) = \delta(\vec{x} - \vec{q}) = \delta(x_1 - q_1) \delta(x_2 - q_2) \delta(x_3 - q_3) \quad (23)$$

Der Vektor  $\vec{q}$  entspricht dem Ort der Anregung, während  $\vec{x}$  den Beobachterstandort bezeichnet, in der akustischen Messtechnik also den Mikrofonstandort. Diese spezielle Lösung bezeichnet man als Green'sche Funktion

$$\nabla^2 g + k^2 g = -\delta(\vec{x} - \vec{q}) \quad (24)$$

$$g = g(\vec{x}, \vec{q}, k) = \frac{e^{\pm j k |\vec{x} - \vec{q}|}}{4\pi |\vec{x} - \vec{q}|} \quad (25)$$

Die Wahl des Vorzeichens im Exponenten hängt von der Ausbreitungsrichtung der akustischen Welle ab. Aufgrund der angenommenen Linearität der Schallausbreitung kann mit Hilfe der Green'schen Funktion nun das Schallfeld für eine beliebige Anregung berechnet werden, indem über das gesamte Quellgebiet integriert wird:

$$p^F(\vec{x}, k) = \int_V \sigma^F(\vec{q}, k) g(\vec{x}, \vec{q}, k) dV(\vec{q}) \quad (26)$$

Diese Green'sche Funktion gilt nur für unbegrenzte Schallausbreitung. Die Anwesenheit von Wänden führt zu Reflexionen. Diese werden im Abschnitt 2.4 behandelt

## 2.2 Elementare Lösungen der Wellengleichung

Nun sollen die wichtigsten Quelltypen beschrieben werden. Sie unterscheiden sich in ihren Abstrahlungscharakteristika.

### 2.2.1 Monopole

Der Monopol besitzt die einfachste Abstrahlcharakteristik. Anschauliches Beispiel für einen Monopol ist ein Ball, der sich kontinuierlich zusammenzieht und wieder ausdehnt. Befinden sich im Fluid pulsierende Quellen mit der Massenstromdichte  $Q(\vec{x}, t)$ , lautet die Kontinuitätsgleichung (1)

$$\frac{\partial \hat{\rho}}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial x_i} (\hat{\rho} \hat{u}_i) = Q(\vec{x}, t) \quad (27)$$

Gleichung (14) wird damit zu

$$\frac{\partial^2 \rho}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2 \rho}{\partial x_i^2} = \dot{Q}(\vec{x}, t) \quad (28)$$

Im Falle einer punktförmigen Quelle am Ort  $\vec{q}$  kann man die Anregung mit Hilfe der Dirac-Funktion ansetzen:

$$\frac{\partial^2 \rho}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2 \rho}{\partial x_i^2} = \dot{q}(t) \delta(\vec{x} - \vec{q}) \quad (29)$$

Die Lösung dieser Gleichung für den Schalldruck im Frequenzbereich lautet für den Schalldruck  $p$ :

$$p^F(\vec{x}, k) = \dot{q}^F(k) \frac{e^{j k r_{xQ}}}{4 \pi r_{xQ}} \quad (30)$$

mit dem Abstand

$$r_{xQ} = |\vec{x} - \vec{q}| \quad (31)$$

zwischen dem Quellort und dem Beobachterstandpunkt.

### 2.2.2 Dipole

Typisches Beispiel für einen Dipol ist eine schwingende Membran (z.B. Lautsprecher). Der Druck an zwei gegenüberliegenden Punkten zu beiden Seiten der Membran hat dabei eine konstante Phasendifferenz von  $180^\circ$ . Die Membranebene ist somit eine Symmetrieebene der Abstrahlcharakteristik. Während Monopole durch einen Massenfluss verursacht werden, entstehen Dipole durch pulsierende Kräfte  $H_i(\vec{x}, t)$ . Der Ansatz für einen Dipol lautet mit Gleichung (2):

$$\frac{\partial}{\partial t}(\hat{\rho} \hat{u}_i) + \frac{\partial}{\partial x_j}(\hat{\rho} \hat{u}_i \hat{u}_j) + \frac{\partial \hat{p}}{\partial x_i} = H_i(\vec{x}, t) \quad (32)$$

Nach der Divergenzbildung und Linearisierung

$$\frac{\partial^2 \rho}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2 \rho}{\partial x_i^2} = -\frac{\partial H_i(\vec{x}, t)}{\partial x_i} = -\frac{\partial H_1}{\partial x_1} - \frac{\partial H_2}{\partial x_2} - \frac{\partial H_3}{\partial x_3} \quad (33)$$

und unter der Annahme einer konzentrierten, punktförmigen Krafteinleitung

$$H_i = h_i \delta(\vec{x} - \vec{q}) \quad (34)$$

erhält man im Frequenzbereich die folgende Lösung der Wellengleichung:

$$p^F(\vec{x}, k) = h_i^F(k) (x_i - q_i) \left( \frac{1}{r_{xQ}^2} - \frac{j k}{r_{xQ}} \right) \frac{e^{j k r_{xQ}}}{4 \pi r_{xQ}} \quad (35)$$

### 2.2.3 Terme höherer Ordnung

Terme höherer Ordnung (Quadrupole etc.) spielen insbesondere bei der Turbulenzmodellierung eine wichtige Rolle. Für die experimentellen Untersuchungen im Rahmen der vorliegenden Arbeit sind die Ansätze für Monopole und Dipole jedoch ausreichend.

### 2.3 Strömungskorrektur

Durch die Windkanalströmung kommt es zur Konvektion der akustischen Wellen und damit zu einer Verzerrung der Wellenfronten [57], [39], [75]. Die inhomogene konvektive Wellengleichung lautet dann mit der Stauenthalpie  $B$  für  $\hat{u}_1 > 0$  :

$$\frac{\partial^2 B}{\partial x_1^2} - \frac{1}{c^2} \frac{D^2 B}{Dt^2} = \frac{\dot{Q}}{\rho} = \frac{\dot{q}}{\rho} \delta(x_1 - q_1)$$

Im Frequenzbereich lautet die Lösung für den Schalldruck  $p$ :

$$p^F = p(\hat{u} = 0) e^{j k Ma (x_1 - q_1)} \left( 1 - Ma \frac{x_1 - q_1}{r} - j Ma \frac{x_1 - q_1}{k r^2} \right)$$

Die beiden letzten Terme in der Klammer können für kleine Machzahlen vernachlässigt werden. Man erhält damit:

$$p^F(\vec{x}, k, \hat{u}_1) = p^F(\vec{x}, k, \hat{u}_1 = 0) e^{j k Ma x_1 - q_1} \quad \text{mit} \quad Ma = \frac{\hat{u}_1}{c} \quad (36)$$

Diese Korrektur gilt nur, wenn Quelle und Beobachter sich in einer homogenen Strömung befinden. Je nach Art des verwendeten Arrays kann dies ein mehr oder weniger großes Problem darstellen. In Abschnitt 3.4.2 werden die verschiedenen Mikrofon-Array-Typen definiert. Beim In-Flow-Array befinden sich alle Mikrofone in der Strömung. Gleichung (36) ist damit uneingeschränkt gültig. Beim Wall-Array sind die Mikrofone in der Windkanalwand eingelassen. Die akustischen Wellen durchlaufen folglich wiederum ein homogenes Medium. Die turbulente Wandgrenzschicht hat zwar einen nicht unerheblichen Störeinfluss. Dieser ist jedoch stochastisch und lokal begrenzt. Außerdem ist die Grenzschicht in der Regel zu dünn, um die Wellenfronten als Ganzes zu beeinflussen. Beim Out-of-Flow-Array sind die Mikrofone außerhalb einer offenen Freistrahlmessstrecke in ruhender Luft positioniert. Dies hat deutliche Vorteile bezüglich des Signal-Rausch-Abstands (SRA). Der Nachteil besteht in der Scherschicht. Im Freistrahls überlagert sich die Schallgeschwindigkeit vektoriell mit der Strömungsgeschwindigkeit des Fluids. Eine Schallwelle breitet sich also im Freistrahls mit der resultierenden richtungsabhängigen Geschwindigkeit aus, außerhalb des Freistrahls jedoch mit der Schallgeschwindigkeit für ruhende Luft. Durch den Übergang von zwei unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten kommt es zu einer Brechung der Wellenfronten. Ein analoger Effekt ist in der Optik zu beobachten (z.B. Brechung an Glas).

Einen Ansatz für die notwendige Scherschichtkorrektur findet man bei [3], [70]. Die erforderlichen Berechnungen sind relativ aufwendig. Sijtsma et al. [71] haben jedoch gezeigt, dass man den Scherschichteffekt in guter Näherung mit einer mittleren Machzahl modellieren kann:

$$p^F(\vec{x}, k, \hat{u}_i) = p^F(\vec{x}, k, \hat{u}_i = 0) e^{j k \bar{M} a(x_i - q_i)} \quad \text{mit} \quad \bar{M} a = M a \frac{d_{QSL}}{d_{xQ}}$$

wobei  $d_{QSL}$  den Abstand von der Quelle bis zur Scherschicht und  $d_{xQ}$  den Abstand zwischen Quelle und Beobachter bezeichnet.

## 2.4 Reflexionen zwischen ebenen Wänden

Die im Abschnitt 2.1 hergeleiteten Elementarlösungen der Wellengleichung für die Schallausbreitung gelten bisher nur für einen unendlichen Raum. Die Messstrecke des LWK ist geschlossen mit vier annähernd orthogonalen, schallharten Wänden. Das Phänomen der Schallreflexion ist aus dem Alltag geläufig. Wie sich in Kapitel 4 zeigen wird, spielt es auch bei akustischen Messungen eine Rolle. Zunächst werden daher die Grundgleichungen um den Einfluss von reflektierenden Wänden erweitert, wobei stets die Anwendung im LWK die Grundlage bildet. Die Anwesenheit von Wänden wird mit Hilfe von Randbedingungen modelliert. Ausgangspunkt ist wieder die Impulsgleichung (2).

### 2.4.1 Reflexion an einer ebenen Wand

Betrachtet wird eine unendliche Wand, parallel zur  $x_2x_3$ -Ebene bei  $x_1 = x_w$ . Die zur Ebene orthogonale Geschwindigkeitskomponente

$$u_1(x_w) = 0 \quad (37)$$

verschwindet. Daraus folgt direkt, dass der Normalgradient des Druckes ebenfalls verschwindet:

$$\frac{\partial}{\partial x_1} p(x_w) = 0 \quad (38)$$

Für einen einzelnen Monopol

$$Q_{Mp} = p^F(\bar{x}, k) = \dot{q}_{Mp}^F(k) \frac{e^{j k r_{MpX}}}{4 \pi r_{MpX}} \quad r_{MpX} = |\bar{x} - \bar{q}_{Mp}| \quad (39)$$

lautet die Ableitung in Richtung der Wandnormalen allgemein:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x_1} (p^F(\bar{x}, k)) &= \dot{q}_{Mp}^F(k) \frac{\partial}{\partial x_1} \left( \frac{e^{j k r_{MpX}}}{4 \pi r_{MpX}} \right) = \\ &= \dot{q}_{Mp}^F(k) (x_1 - q_{Mp1}) \frac{(j k r_{MpX} - 1)}{r_{MpX}^3} e^{j k r_{MpX}} \end{aligned} \quad (40)$$

Dieser Ausdruck ist für positive Beträge der Quellstärke ungleich null. Um dennoch die Randbedingung (38) zu erfüllen, muss ein zusätzlicher Term eingeführt werden:

$$\dot{q}_{Mp}^F(k) (x_w - q_{Mp1}) \frac{(j k r_{MpW} - 1)}{r_{MpW}^3} e^{j k r_{MpW}} + D = 0 \quad (41)$$

mit

$$r_{MpW} = \sqrt{(x_w - q_{Mp1})^2 + (x_2 - q_{Mp2})^2 + (x_3 - q_{Mp3})^2} \quad (42)$$

Nach Umformung ergibt sich für den Term  $D$ :

$$D = -\dot{q}_{Mp}^F(k) (x_w - q_{Mp1}) \frac{(j k r_{MpW} - 1)}{r_{MpW}^3} e^{+j k r_{MpW}} = \frac{\partial Q_{Sp}}{\partial x_1} (x = x_w) \quad (43)$$

Der Term  $D$  ist offensichtlich wiederum die Ableitung in Wandnormalenrichtung eines Monopols

$$Q_{Sp} = p^F(\bar{x}, k) = \dot{q}_{Sp}^F(k) \frac{e^{j k r_{SpX}}}{4 \pi r_{SpX}} \quad r_{SpX} = |\bar{x} - \bar{q}_{Sp}| \quad (44)$$

Neben der trivialen Lösung

$$\begin{aligned} \dot{q}_{Sp}^F &= -\dot{q}_{Mp}^F \\ \bar{q}_{Sp} &= \bar{q}_{Mp} \end{aligned} \quad (45)$$

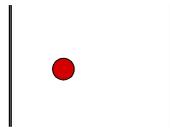
existiert nur eine weitere Lösung:

$$\begin{aligned}
 \dot{q}_{Sp}^F &= \dot{q}_{Mp}^F \\
 q_{1Sp} &= 2 \cdot x_{1W} - q_{1Mp} \\
 q_{2Sp} &= q_{2Mp} \\
 q_{3Sp} &= q_{3Mp}
 \end{aligned} \tag{46}$$

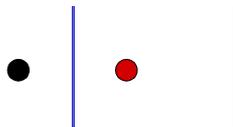
Dabei handelt es sich um eine Punktquelle gleicher Stärke und Phasenlage, die exakt spiegelbildlich zur Wand auf deren Rückseite angeordnet ist. Man spricht daher auch von einer Spiegelquelle. Es lässt sich leicht zeigen, dass durch eine solche Anordnung für eine beliebige Wandausrichtung die Randbedingung erfüllt wird. Dies gilt für beliebige Quellen, im Besonderen also auch für Monopole und Dipole. Der Beobachter nimmt also bei Anwesenheit einer reflektierenden ebenen Wand zusätzlich zu jeder Quelle deren Spiegelquelle war.

#### 2.4.2 Reflexion zwischen parallelen ebenen Wänden

Gegeben ist eine Quelle (roter Punkt) zwischen zwei planparallelen Wänden:



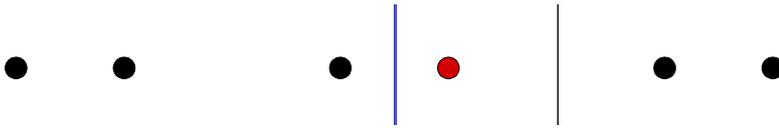
Betrachtet wird zunächst nur die Abstrahlung zur linken Seite. Im vorigen Abschnitt wurde gezeigt, dass die Reflexion an einer Wand (links, blau) durch eine Spiegelquelle (schwarzer Punkt) im gleichen Abstand modelliert werden kann.



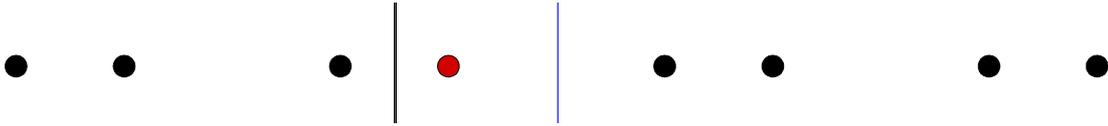
Nun betrachtet man die Abstrahlung zur rechten Seite. Auf die rechte Wand trifft zusätzlich zum Schall der Originalquelle ebenso der der ersten Spiegelquelle. Entsprechend setzt man für die Modellierung dieser Wand zwei Spiegelquellen an.



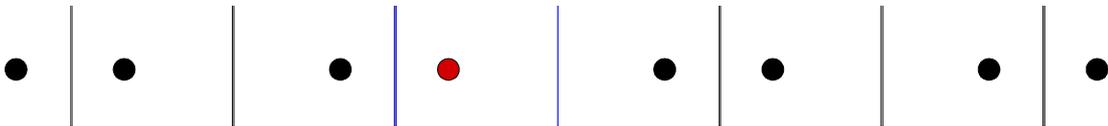
Die Schallwellen dieser zwei neuen Spiegelquellen werden wiederum an der linken Wand reflektiert. Dies erzwingt zwei weitere Spiegelquellen.



Dieses Muster setzt sich theoretisch beliebig fort. In jedem Schritt kommen zwei zusätzliche Quellen hinzu.



Das sich ergebende Muster ist dabei sehr einfach. Dies wird deutlich, wenn man zusätzliche Wände in gleichmäßigem Abstand generiert.



Das Muster kann durch 3 Parameter vollständig beschrieben werden: Die beiden Abstände der Originalquelle zu den beiden Wänden, sowie die Anzahl der Spiegelquellen. Für einen Monopol zwischen zwei zur  $x_2, x_3$ -Ebene planparallelen Wänden erhält man den Schalldruck am Beobachterstandort  $\vec{x}$  nach der folgenden Formel:

$$p^F(\vec{x}) = \dot{q}_{Mp}^F \sum_{i_R=-N_G}^{N_G} \frac{e^{jk r_{i_R X}}}{4 \pi r_{i_R X}} \quad (47)$$

mit

$$r_{i_R, X} = \sqrt{(q_1(i_R) - x_1)^2 + (q_{Mp2} - x_2)^2 + (q_{Mp3} - x_3)^2}$$

und

$$q_1(i_R) = i_R (x_{W_2} - x_{W_1}) + |i_R \bmod 2| (x_{W_2} + x_{W_1}) + 2 \left( (i_R + 1) \bmod 2 - 1 \right) q_{Mp1}$$

Dabei sind  $x_{W_1}$ ,  $x_{W_2}$  und  $q_{Mp1}$  die Positionen der beiden Wände bzw. der Originalquelle. Der Parameter  $N_G$  heißt Generationenzahl. Bei totaler Reflexion bzw. verschwindender Dämpfung gilt  $N_G \rightarrow \infty$ . Alle Spiegelquellen haben dieselbe Quellstärke und Phase wie die Originalquelle, sind also zu dieser kohärent.

Im Falle von Reflexionen in mehrere Richtungen kann Gleichung (47) entsprechend erweitert werden. Man erhält dann ein zweidimensionales Spiegelquellen-Muster (engl. *pattern*). Für

gekrümmte Wände ist die Modellierung der Reflexionen deutlich schwieriger. Die vorliegende Arbeit ist auf die Bedingungen im LWK ausgerichtet. Dessen Kanalwände können als eben und parallel betrachtet werden. Aufgrund der Abmessungen der Messstrecke ist mit Reflexionen vor allem in Spannweitenrichtung (Abstand der Wände 0.73 m) zu rechnen. In y-Richtung (quer zur Strömung und zur Spannweite) beträgt der Abstand zwischen den Wänden 2.7 m. Durch den wesentlich größeren Abstand können Reflexionen in dieser Richtung vernachlässigt werden. Daher sind die bisherigen Herleitungen hinreichend.

## 3 Die Array-Technik

### 3.1 Beamforming

Unter dem Begriff *Beamforming* versteht man die Technik, die Signale einer Anzahl von Sensoren ohne Richtungsinformation so zu verknüpfen, dass die aus einer bestimmten Richtung ankommenden oder von einem bestimmten Ort ausgesandten Signalanteile verstärkt und alle anderen Signalanteile abgedämpft werden. Bei einem Mikrofonarray geht man von einer annähernd richtungsunabhängigen Signalerfassung der Einzelsensoren aus. Die Verknüpfung der Signale und damit verbundene „Ausrichtung“ des Arrays ist primär die Aufgabe der Datenverarbeitung mit Hilfe spezialisierter Algorithmen. Die Arbeitsweise des Arrays lässt sich am einfachsten durch den Vergleich mit dem menschlichen Gehör erläutern (Abbildung 3.1).

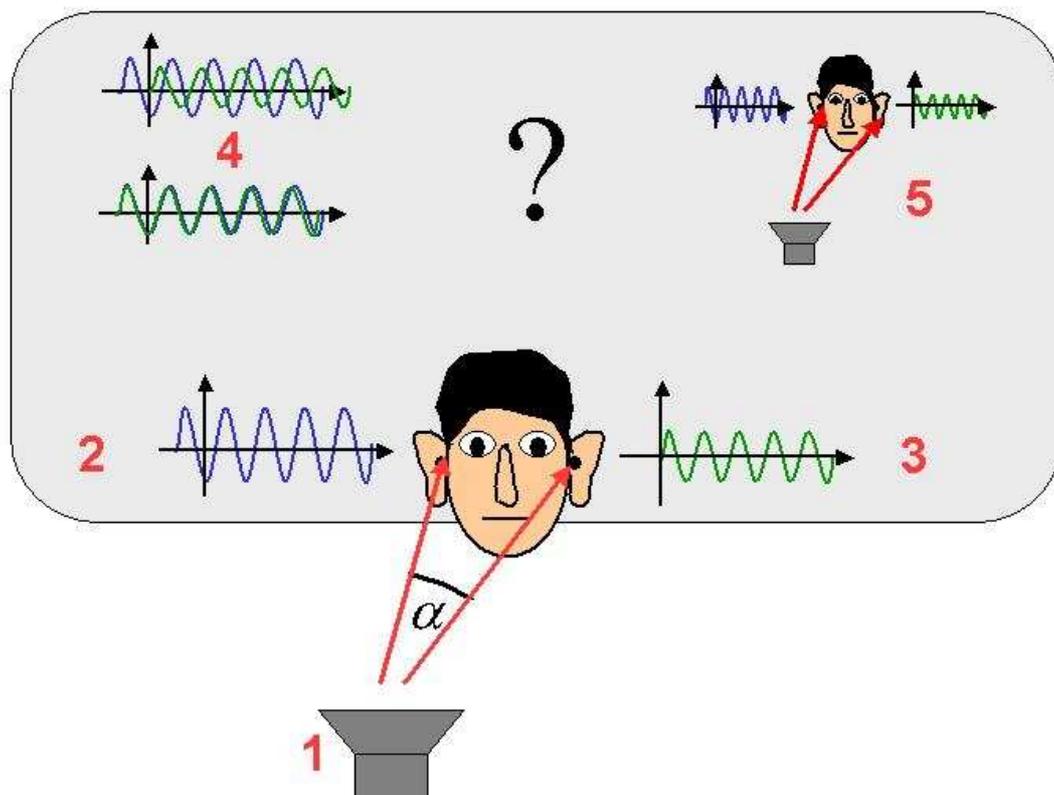
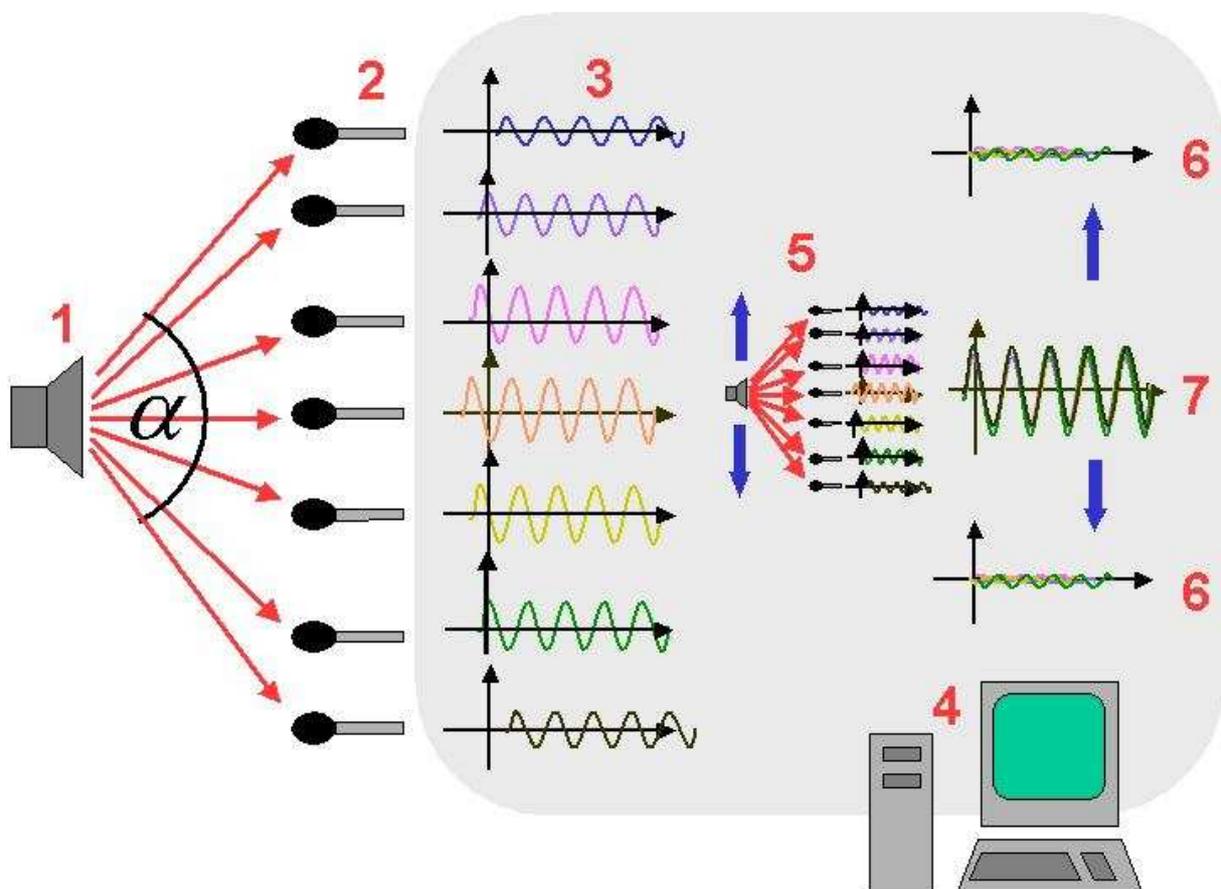


Abbildung 3.1 Schematische Darstellung der Schallquellenortung durch das menschliche Gehör.

Das Signal einer Schallquelle (rote Markierung 1), die nicht frontal, mittig zwischen den Ohren angeordnet ist, wird von den beiden Ohren zeitverzögert wahrgenommen (2 und 3). Die Amplitude eines Punktquellensignals nimmt proportional zum Kehrwert des Abstands ab.

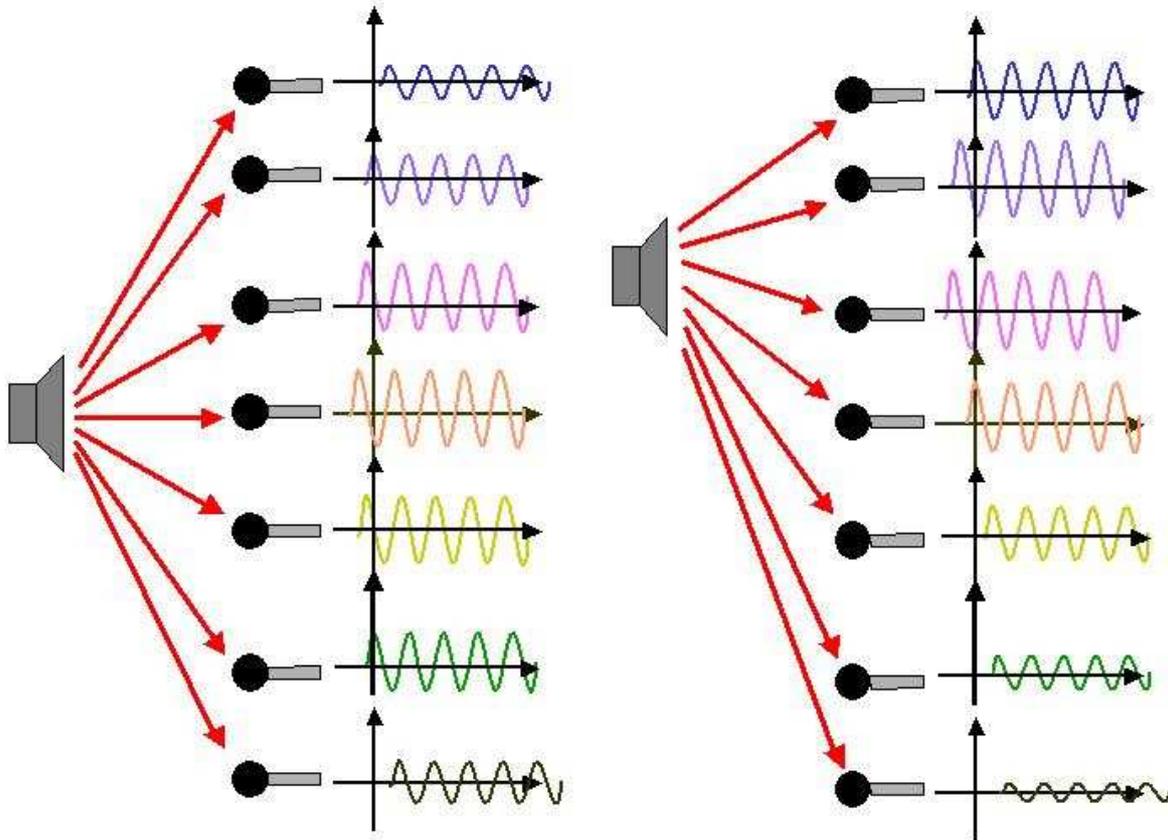
Das menschliche Gehör kann Lautstärkeunterschiede  $< 3$  dB nicht wahrnehmen. Bei einem durchschnittlichen Ohrabstand von ca. 0.12 m dürfte die Schallquelle also maximal ca. 0.36 m vom Kopf entfernt sein, um eine Amplitudendifferenz direkt wahrzunehmen. Dennoch spielen Lautstärkeunterschiede eine entscheidende Rolle: Durch die Form der Ohrmuscheln und den Verdeckungseffekt durch den Kopf werden die Lautstärkeunterschiede verstärkt. Die Verknüpfung der beiden „gemessenen“ Signale erfolgt im Gehirn und ist das Ergebnis eines Lernprozesses. Die im einzelnen dabei ablaufenden Prozesse sind allerdings noch nicht annähernd erklärt. Mögliche Erklärungen basieren auf Interferenz (4) oder Erfahrung, d.h. Vergleich mit abgespeicherten Schallwahrnehmungen (5). Ein Mikrofon-Array arbeitet ganz ähnlich (Abbildung 3.2)



**Abbildung 3.2 Schematische Darstellung der Schallquellortung mit einem Mikrofon-Array.**

Das von einer Punktquelle (1) ausgesandte Signal wird nun von einer Vielzahl von Sensoren (2) aufgezeichnet. Wiederum ergeben sich Phasen- und Amplitudenunterschiede (3). Die Einzelsignale werden in einem Rechner (4) überlagert. Dabei werden die Amplituden und Phasenbeziehungen auf der Grundlage des physikalischen Modells einer Punktquelle (5) variiert. Stimmt der Ort der tatsächlichen Punktquelle mit dem angenommenen Ort der Modellquelle überein, addieren sich die korrigierten Einzelsignale in Phase und Amplitude (7). Verschiebt man die modellierte Punktquelle um einen kleinen Betrag, ändern sich auch die Amplituden- und Phasenbeziehungen zwischen den Mikrofonen (siehe auch Abbildung

3.3). Bei der Überlagerung der so korrigierten Einzelsignale kommt es dadurch zu Phasenauslöschungen (Markierung 6 in Abbildung 3.2).



**Abbildung 3.3 Mikrofon-signale für unterschiedliche Quellpositionen.**

Der Zusammenhang zwischen der örtlichen Verschiebung der modellierten Punktquelle und dem Grad der Phasenauslöschung der Einzelsignale beschreibt das räumliche Auflösungsvermögen eines Arrays und damit seine Leistungsfähigkeit. Das Auflösungsvermögen hängt von einer ganzen Reihe von Parametern ab, die nachfolgend beschrieben werden. Für eine erste Abschätzung bei Untersuchungen an Punktquellen genügt zumeist der Öffnungswinkel  $\alpha$ . Eine Vergrößerung des Winkels bewirkt in der Regel eine Verbesserung der räumlichen Auflösung. Auf diese Weise lassen sich menschliches Gehör und Mikrofon-Array vergleichen.

### 3.1.1 Algorithmen

Die Aufgabe eines Mikrofonarrays ist die Zerlegung eines Schallfelds in seine einzelnen Bestandteile und damit die Lokalisation, Qualifikation und Quantifikation einzelner Quellen. Dies sind eigentlich drei verschiedene Aufgaben. Je nach Anwendungsfall sind die einzelnen Teilaufgaben von unterschiedlicher Bedeutung. Das Schlepp-Sonar eines U-Bootes dient zunächst der Bestimmung des Herkunftsorts und des Charakters einer Schallquelle. Die exakte Quellstärke ist von untergeordneter Bedeutung. Bei der Messung des

Hinterkantenlärms eines Windkanalmodells ist der Quellort weitgehend bekannt. Eine Zerlegung in einzelne Quellen ist bei dem Linienearakter der Profilhinterkante gar nicht möglich. Entscheidend hingegen sind die Qualität der Quelle (Frequenzinhalt) und die Quellstärke. Entsprechend den Anwendungen existiert eine Vielzahl universeller und spezialisierter Algorithmen, die alle unter dem Begriff Beamforming zusammengefasst werden können. Da der Schwerpunkt dieser Arbeit in der Anwendung im Windkanal liegt, beschränken sich die folgenden Ausführungen auf den in der Literatur gewöhnlich als Classical Beamforming (CBF) bezeichneten Algorithmus. Andere Algorithmen (Robust Adaptive Focusing [10], MUSIC [68]) sind darauf spezialisiert, den Ort einer Quelle exakt zu bestimmen. Die Information über die Quellstärke geht dabei teilweise bzw. vollständig verloren. Eine Herleitung dieser und weiterer Algorithmen findet sich bei [46].

### 3.1.2 Classical Beamforming

Der Grundgedanke des Classical Beamforming (CBF) ist der Vergleich eines gemessenen Schallfelds mit dem simulierten Schallfeld einer Punktquelle. Indem man die Punktquelle in der Simulation über den geometrischen Bereich, in dem man die tatsächlichen Schallquellen vermutet, „wandern“ lässt, erhält man aus der berechneten Übereinstimmung von Messung und Simulation ein „akustisches Bild“, das sogenannte Acoustic Image. Die „Schärfe“ dieses Bilds entspricht dem räumlichen Auflösungsvermögen des Mikrofon-Arrays und hängt von einer Vielzahl unterschiedlicher Faktoren ab. Der Algorithmus hat zwei Eingangsgrößen. Die erste Größe ist der Messvektor

$$\vec{p}(t) = \begin{pmatrix} p(1, t) \\ p(2, t) \\ \vdots \\ p(N_M, t) \end{pmatrix} \quad (48)$$

in dem die  $N_M$ -Mikrofon-signale angeordnet werden. Grundsätzlich kann das Beamforming im Zeit- und im Frequenzbereich angewendet werden. Für die Untersuchung von instationären Strömungsvorgängen oder Quellen, die sich relativ zum Mikrofonarray bewegen, ist eine Signalbearbeitung im Zeitbereich unumgänglich. Die Untersuchungen im LWK sind jedoch in der Regel auf stationäre Zustände beschränkt. Daher werden die Mikrofon-signale Fourier-transformiert und alle folgenden Operationen im Frequenzbereich durchgeführt. Abhandlungen über bewegliche Quellen finden sich in [71]. Die folgenden Operationen werden jeweils für eine einzelne Fourier-Frequenz  $F(i_F)$  durchgeführt. In den folgenden Gleichungen wird die Frequenzabhängigkeit für eine verbesserte Lesbarkeit unterdrückt:

$$p^F \equiv p^F(i_F)$$

Viele aeroakustische Quellen basieren auf der Interaktion von Turbulenz mit geometrischen Änderungen (Profil-Nase, Hohlräume, Kanten, etc.). Die Turbulenz ist ein stochastischer Vorgang. Entsprechend haben auch die aeroakustischen Quellen stochastischen Charakter. Dies bedeutet, dass eine solche Quelle ihre Amplitude und Phasenlage permanent ändert. Zwei oder mehrere solcher Quellen heißen *inkohärent*. Bei der Fourier-Transformation wird die Amplitude und Phasenlage eines Signals für eine bestimmte Frequenz bestimmt. Änderungen dieser Größen innerhalb des Zeitfensters werden nicht berücksichtigt. Inkohärente Quellen erscheinen kohärent. Nun ist die Inkohärenz der aeroakustischen Schallquellen eine äußerst wertvolle Eigenschaft, wie sich im Folgenden zeigen wird. Anstatt nur eine einzige Messung vorzunehmen und diese dann in einem Schritt zu transformieren, wiederholt man den Vorgang hinreichend oft ( $N_W > 100$ ) bzw. zerteilt eine lange Messung ( $\sim 60$  s) in kleine Abschnitte. Die Länge der einzelnen Zeitabschnitte ergibt sich nach den Regeln der Fourier-Transformation aus der Abtastrate und der gewünschten spektralen Auflösung. Für jede Teilmessung berechnet man das äußere Produkt des Messvektors und bildet schließlich den Mittelwert:

$$\bar{A} = \frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (\bar{p}^F(i_w) \cdot \bar{p}^{F*}(i_w)) \quad (49)$$

Dies ist die sogenannte *Kreuz-Korrelations-Matrix* (eng. Cross Spectral Matrix), im Folgenden KKM genannt.

Die zweite Eingangsgröße des CBF ist die Simulation der Messung einer einzelnen Punktquelle. Die Schallausbreitung in einem ungestörten Medium wird von der Helmholtz-Gleichung beschrieben (Abschnitt 2.1). Die Lösung dieser Gleichung bei Anregung durch eine Punktquelle mit Monopol-Charakteristik und der Quellstärke  $\sigma$  lautet:

$$p^F(i_M, \vec{s}) = \sigma g(i_M, \vec{s}) \quad (50)$$

mit der sogenannten *Green'schen Funktion*

$$g(i_M, \vec{s}) = \frac{e^{i k r(i_M, \vec{s})}}{4\pi r(i_M, \vec{s})}, \quad r(i_M, \vec{s}) = |\vec{m}(i_M) - \vec{s}|. \quad (51)$$

Der Vektor  $\vec{m}(i_M)$  bezeichnet den Sensorstandort. Der Vektor  $\vec{s}$  bezeichnet den Ort der simulierten Punktquelle. Damit kann nun der simulierte Messvektor berechnet werden:

$$\bar{p}^F(\bar{s}) = \sigma \begin{pmatrix} g(\bar{m}(1), \bar{s}) \\ g(\bar{m}(2), \bar{s}) \\ \vdots \\ g(\bar{m}(N_M), \bar{s}) \end{pmatrix} = \sigma \bar{g}(\bar{s}). \quad (52)$$

Die Quellstärke in der Simulation wird zu eins gesetzt und entfällt damit. Mit den beiden Eingangsgrößen kann nun der CBF formuliert werden:

$$b_{cbf}(\bar{s}) = \frac{\bar{g}^*(\bar{s}) \cdot \bar{A} \cdot \bar{g}(\bar{s})}{|\bar{g}(\bar{s})|^4} \quad (53)$$

Dies ist die wichtigste Gleichung in der Array-Technik und wird daher im Folgenden ausführlich erläutert. Die Verwendung des Monopolansatzes entspricht der gängigen Vorgehensweise bei Windkanalmessungen. In Abschnitt 3.2.2 wird ein alternativer Ansatz für Punktquellen im Fernfeld bzw. ebene Wellen vorgestellt. Die Bedeutung der Normierung durch die vierte Potenz im Nenner wird deutlich, wenn man Gleichung (53) für die Messung eines Monopols (50) am Quellort  $\bar{q}$  berechnet:

$$\begin{aligned} b_{cbf}(\bar{s}) &= \frac{\bar{g}^*(\bar{s}) \cdot (\sigma \bar{g}(\bar{q}) \cdot (\sigma \bar{g}(\bar{q}))^*) \cdot \bar{g}(\bar{s})}{|\bar{g}(\bar{s})|^4} \\ &= |\sigma|^2 \frac{\bar{g}^*(\bar{s}) \cdot \bar{g}(\bar{q}) \cdot \bar{g}(\bar{q})^* \cdot \bar{g}(\bar{s})}{|\bar{g}(\bar{s})|^4} \end{aligned}$$

An der Stelle  $\bar{s} = \bar{q}$  erhält man damit:

$$b_{cbf}(\bar{q}) = |\sigma|^2 \cdot \frac{\bar{g}^*(\bar{q}) \cdot \bar{g}(\bar{q}) \cdot \bar{g}(\bar{q})^* \cdot \bar{g}(\bar{q})}{|\bar{g}(\bar{q})|^4} = |\sigma|^2$$

Das Ergebnis der Beamforming-Gleichung ist also die quadratische Quellstärke, sofern Scanpunkt  $\bar{s}$  und der Ort des Monopols  $\bar{q}$  exakt übereinstimmen. Die Hauptdiagonalelemente der KKM sind die Autokorrelationen der einzelnen Mikrofonensignale. Die übrigen Elemente entsprechen den Kreuzkorrelationen zwischen zwei Mikrofonen. Um deren Bedeutung zu veranschaulichen, wird im Folgenden ein einzelnes Matrixelement berechnet. Ausgangspunkt sind die folgenden Fourier-transformierten Mikrofonensignale:

$$p^F(i_M, i_W) = a_Q(i_M, i_W) e^{j\rho_Q(i_M, i_W)} + a_R(i_M, i_W) e^{j\rho_R(i_M, i_W)} \quad (54)$$

Die Signale setzen sich zusammen aus dem Signalanteil der Quellen  $Q$  und  $R$  mit den Amplituden  $a$  und der Phasenlage  $\rho$ . Nun soll für zwei Messungen  $i_W = w_1, w_2$  die gemittelte Kreuzkorrelation der beiden Mikrofonsignale  $i_M = m_1, m_2$  berechnet werden:

$$\begin{aligned}
& p^F(m_1, w_1) p^{F*}(m_2, w_1) + p^F(m_1, w_2) p^{F*}(m_2, w_2) = \\
& a_Q(m_1, w_1) a_Q(m_2, w_1) e^{j(\rho_Q(m_1, w_1) - \rho_Q(m_2, w_1))} \\
& + a_Q(m_1, w_2) a_Q(m_2, w_2) e^{j(\rho_Q(m_1, w_2) - \rho_Q(m_2, w_2))} \\
& + a_R(m_1, w_1) a_R(m_2, w_1) e^{j(\rho_R(m_1, w_1) - \rho_R(m_2, w_1))} \\
& + a_R(m_1, w_2) a_R(m_2, w_2) e^{j(\rho_R(m_1, w_2) - \rho_R(m_2, w_2))} \\
& + a_Q(m_1, w_1) a_R(m_2, w_1) e^{j(\rho_Q(m_1, w_1) - \rho_R(m_2, w_1))} \\
& + a_Q(m_1, w_2) a_R(m_2, w_2) e^{j(\rho_Q(m_1, w_2) - \rho_R(m_2, w_2))} \\
& + a_R(m_1, w_1) a_Q(m_2, w_1) e^{j(\rho_R(m_1, w_1) - \rho_Q(m_2, w_1))} \\
& + a_R(m_1, w_2) a_Q(m_2, w_2) e^{j(\rho_R(m_1, w_2) - \rho_Q(m_2, w_2))}
\end{aligned} \tag{55}$$

Die Mikrofonsignale setzen sich aus drei verschiedenen Signalanteilen zusammen:

- Inkohärente Quellen im Schallfeld
- Kohärente Quellen im Schallfeld
- Eigenlärm

Zwei Quellen heißen inkohärent, wenn zwischen ihren Zeitsignalen keine konstante Phasen- und Amplitudenbeziehung besteht, wenn sie also *unabhängig voneinander* permanent ihre Phase und Amplitude ändern. Entsprechend heißen zwei Quellen kohärent, wenn zwischen ihren Zeitsignalen eine konstante Phasen- und Amplitudenbeziehung besteht.

Die beiden erstgenannten Signalanteile werden von allen Mikrofonen entsprechend der geometrischen Anordnung aufgezeichnet. Der Eigenlärm entsteht lokal begrenzt an jedem einzelnen Mikrofon, ist also auch nur in dem jeweiligen Mikrofonsignal enthalten. Für eine stochastische Quelle in einem stationären Schallfeld gelten die folgenden Beziehungen:

$$\begin{aligned}\rho(i_M, w_1) &= \rho(i_M, w_2) + \Delta\rho \\ \rho(m_1, i_W) - \rho(m_2, i_W) &= \text{const}\end{aligned}\quad (56)$$

$$\begin{aligned}a(i_M, w_1) &= a(i_M, w_2) d \\ \frac{a(m_1, i_W)}{a(m_2, i_W)} &= \text{const}\end{aligned}\quad (57)$$

Die Phasendifferenz, die sich zwischen zwei Mikrofonstandorten ergibt, hängt nur von der Geometrie ab, ist also konstant in der Zeit. Dasselbe gilt für das Amplitudenverhältnis. Zwischen zwei kohärenten Quellen  $Q$  und  $R$  gelten zusätzlich die Beziehungen:

$$\begin{aligned}\rho_Q(i_M, i_W) &= \rho_R(i_M, i_W) + \Delta\rho(QRM) \\ \rho_Q(i_M, i_W) - \rho_R(i_M, i_W) &= \text{const}\end{aligned}\quad (58)$$

$$\begin{aligned}a_Q(i_M, i_W) &= a_R(i_M, i_W) d(QRM) \\ \frac{a_Q(i_M, i_W)}{a_R(i_M, i_W)} &= \text{const}\end{aligned}\quad (59)$$

Die Phasendifferenz  $\Delta\rho(QRM)$  zwischen zwei kohärenten Signalanteilen, gemessen an *einem* Mikrofonstandort  $M$ , hängt allein von der geometrischen Beziehung zwischen den Quellen und dem Mikrofonstandort sowie der initialen Phasenlage der Quellen ab und ist konstant in der Zeit. Dasselbe gilt wiederum für das Amplitudenverhältnis  $d(QRM)$ .

### 3.1.3 Inkohärente Quellen

Als erstes soll Gleichung (55) nun berechnet werden unter der Annahme, dass  $Q$  und  $R$  inkohärente Quellen im Schallfeld sind. Mit den Beziehungen (56), (57), (58), (59) erhält man:

$$\begin{aligned}
& p^F(m_1, w_1) \cdot p^{F*}(m_2, w_1) + p^F(m_1, w_2) \cdot p^{F*}(m_2, w_2) = \\
& \left( a_Q(m_1, w_1) \cdot a_Q(m_2, w_1) + a_Q(m_1, w_2) \cdot a_Q(m_2, w_2) \right) \cdot e^{j\Delta\rho_Q} \\
& + \left( a_R(m_1, w_1) \cdot a_R(m_2, w_1) + a_R(m_1, w_2) \cdot a_R(m_2, w_2) \right) e^{j\Delta\rho_R} \\
& + a_Q(m_1, w_1) \cdot a_R(m_2, w_1) e^{j(\rho_Q(m_1, w_1) - \rho_R(m_2, w_1))} \\
& + a_Q(m_1, w_2) \cdot a_R(m_2, w_2) e^{j(\rho_Q(m_1, w_2) - \rho_R(m_2, w_2))} \\
& + a_R(m_1, w_1) \cdot a_Q(m_2, w_1) e^{j(\rho_R(m_1, w_1) - \rho_Q(m_2, w_1))} \\
& + a_R(m_1, w_2) \cdot a_Q(m_2, w_2) e^{j(\rho_R(m_1, w_2) - \rho_Q(m_2, w_2))}
\end{aligned} \tag{60}$$

Die ersten beiden Summanden enthalten nur Anteile von jeweils einer Quelle. Durch die konstante Phasendifferenz  $\Delta\rho$  werden die Amplituden-Produkte addiert. Die restlichen Terme haben jeweils unterschiedliche Phasen. Die Amplituden-Produkte heben sich also durch die komplexe Rechnung teilweise auf. Bildet man nun den Mittelwert aus einer großen Anzahl von Messungen,

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (p^F(m_1, i_w) p^{F*}(m_2, i_w)) = \\
& \frac{e^{j\Delta\rho_Q}}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (a_Q(m_1, i_w) a_Q(m_2, i_w)) \\
& + \frac{e^{j\Delta\rho_R}}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (a_R(m_1, i_w) a_R(m_2, i_w)) \\
& + \frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (a_Q(m_1, i_w) a_R(m_2, i_w) e^{j(\rho_Q(m_1, i_w) - \rho_R(m_2, i_w))}) \\
& + \frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (a_R(m_1, i_w) a_Q(m_2, i_w) e^{j(\rho_R(m_1, i_w) - \rho_Q(m_2, i_w))})
\end{aligned} \tag{61}$$

verschwinden diese Mischterme, und man erhält:

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (p^F(m_1, i_w) p^{F*}(m_2, i_w)) \approx \\
& \frac{e^{j\Delta\rho_Q}}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (a_Q(m_1, i_w) a_Q(m_2, i_w)) \\
& + \frac{e^{j\Delta\rho_R}}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (a_R(m_1, i_w) a_R(m_2, i_w))
\end{aligned} \tag{62}$$

Misst man die beiden inkohärenten Quellen  $Q$  und  $R$  *nacheinander*, erhält man:

$$\begin{aligned}
Q : \frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (p_Q^F(m_1, i_w) p_Q^{F*}(m_2, i_w)) &= \frac{e^{j\Delta\rho_Q}}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (a_Q(m_1, i_w) a_Q(m_2, i_w)) \\
R : \frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (p_R^F(m_1, i_w) p_R^{F*}(m_2, i_w)) &= \frac{e^{j\Delta\rho_R}}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} (a_R(m_1, i_w) a_R(m_2, i_w))
\end{aligned} \tag{63}$$

Damit lässt sich für die zwei inkohärenten Signale  $Q$  und  $R$  die folgende Aussage formulieren:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} \left( p_{QR}^F(m_1, i_w) p_{QR}^{F*}(m_2, i_w) \right) \approx \\ & \frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} \left( p_Q^F(m_1, i_w) p_Q^{F*}(m_2, i_w) \right) \\ & + \frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} \left( p_R^F(m_1, i_w) p_R^{F*}(m_2, i_w) \right) \end{aligned} \quad (64)$$

für  $N_W \gg 1$

Da die Gleichung für eine beliebige Kombination zweier Mikrofon-signale erfüllt wird, gilt sie selbstverständlich für die gesamte KKM

$$\vec{A}_{QR} \approx \vec{A}_Q + \vec{A}_R \quad N_W \gg 1 \quad (65)$$

Setzt man diese Gleichung in die Beamforming-Gleichung (53), erhält man:

$$\begin{aligned} b(\vec{s})_{QR} &= \frac{\vec{g}^*(\vec{s}) \cdot \vec{A}_{QR} \cdot \vec{g}(\vec{s})}{|\vec{g}(\vec{s})|^4} \\ &\approx \frac{\vec{g}^*(\vec{s}) \cdot (\vec{A}_Q + \vec{A}_R) \cdot \vec{g}(\vec{s})}{|\vec{g}(\vec{s})|^4} \\ &= \frac{\vec{g}^*(\vec{s}) \cdot \vec{A}_Q \cdot \vec{g}(\vec{s})}{|\vec{g}(\vec{s})|^4} + \frac{\vec{g}^*(\vec{s}) \cdot \vec{A}_R \cdot \vec{g}(\vec{s})}{|\vec{g}(\vec{s})|^4} \\ &= b(\vec{s})_Q + b(\vec{s})_R \end{aligned} \quad (66)$$

Das Ergebnis des Algorithmus ist also die Summe der Ergebnisse für jede inkohärente Quelle.

### 3.1.4 Kohärente Quellen

Als nächstes sollen die beiden Signalquellen  $Q$  und  $R$  kohärent sein:

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} \left( p^F(m_1, i_w) p^{F*}(m_2, i_w) \right) = \\
& \frac{e^{j\Delta\rho_Q}}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} \left( a_Q(m_1, i_w) a_Q(m_2, i_w) \right) \\
& + \frac{e^{j\Delta\rho_R}}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} \left( a_R(m_1, i_w) a_R(m_2, i_w) \right) \\
& + \frac{e^{j\Delta\rho_Q}}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} \left( a_Q(m_1, i_w) a_Q(m_2, i_w) \right) \left( \frac{e^{j\Delta\rho(M_1QR)}}{d(M_1QR)} + \frac{e^{-j\Delta\rho(M_2QR)}}{d(M_2QR)} \right)
\end{aligned} \tag{67}$$

Die ersten beiden Terme sind unverändert zum Fall inkohärenter Quellen. Die Phasenlage der restlichen Terme ist nunmehr jedoch konstant in der Zeit. Durch die Mittelung einer großen Anzahl von Messungen werden die Terme folglich nicht verschwinden. Gleichung (65) ist damit nicht erfüllt:

$$\vec{A}_{QR} \neq \vec{A}_Q + \vec{A}_R \tag{68}$$

Die quadratische Quellstärke  $b(\vec{s})$  ist folglich nicht bestimmbar.

### 3.1.5 Eigenlärm

Als letztes sollen nun  $Q$  und  $R$  wiederum inkohärente Quellen sein, wobei  $Q$  der Eigenlärm am Mikrofon  $m_1$  und  $R$  der Eigenlärm am Mikrofon  $m_2$  ist. In diesem Fall gibt es keine konstanten Phasenbeziehungen zwischen den Mikrofonen, und man erhält:

$$\frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} \left( p^F(m_1, i_w) p^{F*}(m_2, i_w) \right) \approx 0 \quad N_W \gg 1, \quad i \neq j \tag{69}$$

Dies gilt wiederum für alle Elemente der  $KKM$  mit Ausnahme der Hauptdiagonalelemente:

$$\frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} \left( p^F(i_M, i_w) p^{F*}(i_M, i_w) \right) \approx \frac{1}{N_W} \sum_{i_w=1}^{N_W} \left( a(i_M, i_w) a(i_M, i_w) \right) \tag{70}$$

Dies bedeutet, dass bei hinreichender zeitlicher Mittelung der Eigenlärm nur noch in den Hauptdiagonalelementen präsent ist.

### 3.1.6 Zusammenfassung

Folgende Eigenschaften des CBF Algorithmus wurden hergeleitet:

- Das Acoustic Image mehrerer inkohärenter Quellen entsteht durch additive lineare Überlagerung von Einzelbildern der einzelnen Quellen. Eine Zerlegung des Bildes in die Bilder der einzelnen Quellen ist damit theoretisch möglich.
- Im Falle kohärenter Quellen ist die Überlagerung nichtlinear. Eine vollständige Zerlegung in die Bilder der einzelnen Quellen ist folglich nicht möglich.
- Inkohärente Signalanteile bleiben auch nach einer beliebigen Anzahl von zeitlichen Mittelungen auf der Hauptdiagonalen der KKM erhalten.

## 3.2 Integraltransformationen

Die im Abschnitt 3.1.2 hergeleitete Grundgleichung der Arraytechnik (53) kann auf vielfältige Weise interpretiert werden. Aus mathematischer Sicht gehört sie in die Klasse der Integraltransformationen. Da sich aus dieser Sichtweise einige elementare Eigenschaften und Beschränkungen der Array-Technik ableiten lassen, werden die genannten Integraltransformationen im Folgenden beschrieben. Für eine eingehendere Beschäftigung sei auf [6] verwiesen. Anschaulich betrachtet, zerlegt eine Integraltransformation ein gegebenes Signal in einzelne Komponenten. Diese Komponenten sind Elemente einer Schar komplexer Funktionen. Die Veränderlichen dieser Funktionen beinhalten neben den Veränderlichen des ursprünglichen Signals eine weitere komplexe Variable. Nach [6] versteht man unter einer Integraltransformation einen Zusammenhang zwischen zwei Funktionen  $p(t)$  und  $p^I(s)$  der Form

$$p^I(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} K(s, t) p(t) dt \quad (71)$$

Die Funktion  $p(t)$  heißt *Originalfunktion*, ihr Definitionsbereich *Originalbereich*. Die Funktion  $\hat{p}^I(s)$  nennt man *Bildfunktion*, ihren Definitionsbereich entsprechend *Bildbereich*. Die Funktion  $K(s, t)$  bezeichnet man als *Kern* der Transformation. Die Variable  $t$  ist reell, wohingegen  $s = \sigma + j\omega$  eine komplexe Variable ist. Eine abgekürzte Schreibweise erhält man durch die Einführung des Symbols  $I$  für die Integraltransformation mit dem Kern  $K(p, t)$ :

$$p^I(s) = I\{p(t)\} \quad (72)$$

Unter Verwendung des Symbols  $I^{-1}$  heißt

$$p(t) = I^{-1}\{p^I(s)\} \quad (73)$$

Umkehrtransformation oder inverse Transformation. Die Existenz einer solchen Umkehrtransformation ist von grundlegender Bedeutung für die praktische Anwendbarkeit der Transformation.

Integraltransformationen existieren mit einer Vielzahl unterschiedlicher Kerne, für eine oder mehrere Veränderliche. Die bekanntesten Beispiele sind die Fourier-, die Laplace- und die Wavelet-Transformation. Wegen ihrer Bedeutung für die vorliegende Arbeit sei hier die Fourier-Transformation hervorgehoben. Sie lautet:

$$p^F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega t} p(t) dt \quad (74)$$

Mit dem Kern

$$K(\omega) = e^{-j\omega t} \quad (75)$$

und der Kreisfrequenz:

$$\omega = 2\pi F \quad (76)$$

### 3.2.1 Diskrete Fourier-Transformation

Die Fourier-Transformation spielt bei einer Vielzahl von mathematischen Problemen eine große Rolle. Insbesondere die Lösung von Differentialgleichungen kann durch den Übergang in den Bildbereich der Fourier-Transformation, den Frequenzbereich, entscheidend vereinfacht werden. In der akustischen Messtechnik werden kontinuierliche Schalldruckverläufe  $p(t)$  mit Hilfe der Mikrofone und der Analog/Digital-Wandler in zeitdiskrete Folgen  $p(i_T)$  umgewandelt. Daher wird hier die Fourier-Transformation hauptsächlich als Diskrete Fourier-Transformation (DFT) verwendet:

$$p^F(i_F) = \frac{2}{N_T} \sum_{i_T=1}^{N_T} \left( e^{-\frac{j2\pi i_F i_T}{N_T}} p(i_T) \right) \quad (77)$$

Die Folge  $p(i_T)$  bezeichnet die Messung im Zeitbereich zu den Zeitpunkten

$$t(i_T) = i_T \Delta t = \frac{i_T}{F_A}, \quad i_T = 1, \dots, N_T \quad (78)$$

Die komplexe Folge  $p^F(i_F)$  heißt Spektrum von  $p(i_T)$ . Die Zahl  $N_T$  der verwendeten Messpunkte im Zeitfenster  $W_T$  wird auch Stützstellenzahl genannt. Die Funktionen

$$i^F(i_F) = e^{\frac{-j2\pi i_F i_T}{N_T}} \quad (79)$$

heißen *Testfunktionen*. Gleichung (77) existiert je nach Anwendung in verschiedenen Varianten. Die in Programmcodes normalerweise verwendete *Fast-Fourier-Transformation* (FFT) bezeichnet eine numerisch optimierte Formulierung derselben Gleichung mit der Einschränkung, dass als Stützstellenzahl  $N_T$  nur Potenzen der Zahl 2 in Frage kommen. Obwohl Gleichung (77) theoretisch für beliebige Frequenzen ausgewertet werden kann, beschränkt man sich bei der DFT und FFT auf Frequenzen, welche die folgende Bedingung erfüllen:

$$F(i_F) = \frac{i_F F_A}{N_T}, \quad i_F = 0, \dots, N_T \quad (80)$$

Diese Beschränkung auf eine bestimmte Klasse von Frequenzen ist ein wesentlicher Gesichtspunkt der Transformation. Für die Frequenz  $F(i_F=1)$  folgt aus der obigen Gleichung unmittelbar

$$T_P = \frac{1}{F(1)} = \frac{N_T}{F_A} = N_T \Delta t = W_T \quad (81)$$

Die Periodendauer  $T_P$  einer Schwingung mit der Frequenz  $F(1)$  ist gleich dem Zeitfenster  $W_T$ , welches für die Transformation ausgewertet wird. Dies bedeutet, dass exakt eine Periode der Schwingung im Zeitfenster liegt. Man spricht davon, dass die Frequenz  $F(1)$  exakt *gefenstert* wird. Alle weiteren Frequenzen  $F(i_F)$ ,  $1 < i_F < N_T$ , werden dann ebenso exakt gefenstert, da die konstante Fensterlänge stets ein Vielfaches der Periodendauer ist. Sei

$$p(i_T) = a_0 \sin\left(2\pi F_0 \frac{i_T}{F_A} + \alpha_0\right), \quad F_0 = \frac{f_0 F_A}{N_T} \quad (82)$$

eine mit der Abtastrate  $F_A$  abgetastete Schwingung mit der Frequenz  $F_0$ . Das Ergebnis der DFT lautet dann:

$$\begin{aligned}
p^F(i_F) &= \frac{2}{N_T} \sum_{i_T=1}^{N_T} \left( e^{-j2\pi \frac{i_T i_F}{N_T}} a_0 \sin \left( 2\pi \frac{i_T f_0}{N_T} + \alpha_0 \right) \right) = \\
&= \begin{cases} a_0 e^{j\alpha_0} & \text{für } i_F = f_0 \\ 0 & \text{für } i_F \neq f_0 \end{cases}
\end{aligned} \tag{83}$$

Bei exakter Fensterung einer einzelnen harmonischen Schwingung erhält man deren Amplitude und Phasenlage. Alle anderen Fourier-Koeffizienten  $p^F(i_F)$  sind dann identisch null.

### Orthogonalität

Diese weitere wesentliche Eigenschaft der DFT zeigt die folgende Herleitung. Allgemein gilt für geradzahliges  $N$  :

$$\sum_{i=1}^N e^{j2\pi \frac{i}{N} n} = 0 \quad \text{für } n = 1, 2, \dots, \infty \tag{84}$$

Daraus folgt unmittelbar für zwei beliebige Fourier-Frequenzen  $1 \leq f_1, f_2 \leq N_T$  :

$$\sum_{i_T=1}^{N_T} \left( e^{j2\pi \frac{f_1 i_T}{N_T}} e^{-j2\pi \frac{f_2 i_T}{N_T}} \right) = 0 \quad \text{für } f_1 \neq f_2 \tag{85}$$

Gleichung (85) bezeichnet man als *Orthogonalitätsbeziehung* der Fourier-Transformation. Ihre Gültigkeit besagt, dass das Integral über das Produkt zweier verschiedener Testfunktionen stets verschwindet, wenn der Integrationsbereich ein Vielfaches der Fensterlänge ist. Der Begriff Orthogonalität stammt aus der Analogie mit dem Skalarprodukt der analytischen Geometrie. Dort sind zwei Vektoren orthogonal zueinander, wenn das Skalarprodukt der beiden Vektoren verschwindet. Ein Signal, welches sich aus einzelnen Sinustönen mit beliebiger Amplitude und Phasenlage zusammensetzt, wird genau dann exakt durch eine DFT in seine Bestandteile zerlegt, wenn die Frequenzen der einzelnen Sinus-Töne mit den Frequenzen der Testfunktionen übereinstimmen. Andere Frequenzen werden nicht exakt gefenstert und erfüllen folglich nicht die Orthogonalitätsbedingung. Dies wiederum bedeutet, dass Gleichung (77) für jede Testfunktion einen endlichen Wert liefert. In Abbildung 3.4 ist das Spektrum eines exakt gefensterten Sinus (12000 Hz) dargestellt. Die Beschränkung auf einen Dynamikbereich von 100 dB erfolgte willkürlich in der Simulation. Der exakte Wert liegt bei  $-\infty dB$ . Abbildung 3.5 zeigt das Spektrum eines Sinus-Tons (12001 Hz), der nicht exakt gefenstert wurde.

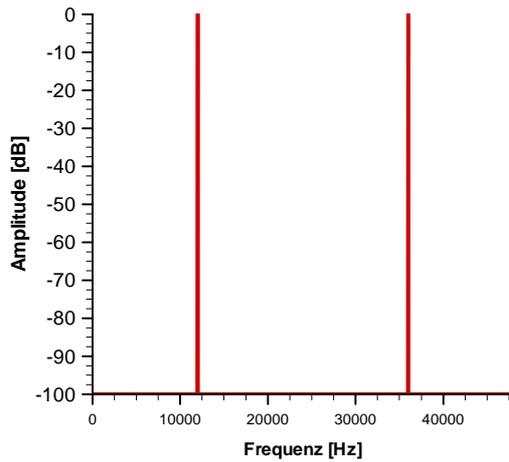


Abbildung 3.4 Amplituden-Spektrum eines exakt gefensterten Sinus-Tons, 12 kHz, Abtastrate  $F_A = 48$  kHz.

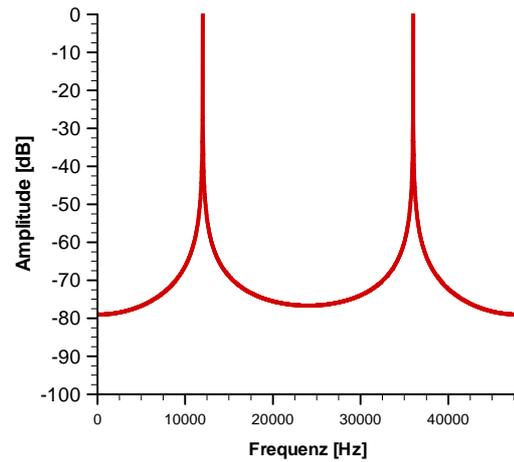


Abbildung 3.5 Amplituden-Spektrum eines nicht exakt gefensterten Sinus-Tons, 12001 Hz, Abtastrate  $F_A = 48$  kHz

### Aliasing

In den beiden obigen Abbildungen zeigt sich eine weitere elementare Eigenschaft der Fourier-Transformation. Neben dem erwarteten Peak bei 12 kHz findet sich ein weiterer bei 36000 Hz. Aus den Gleichungen (80), (81) folgt für die Anzahl der Zeitpunkte, die auf eine Periode einer Fourier-Frequenz entfallen:

$$N_{T_p} = \frac{N_T}{i_F} \quad (86)$$

Für Fourier-Frequenzen größer der halben Abtastrate

$$F(i_F) > \frac{F_A}{2} \quad (87)$$

folgt damit:

$$N_{T_p} < 2 \quad (88)$$

Eine Schwingung, kann anhand weniger als zwei Punkten nicht mehr eindeutig identifiziert werden. Mathematisch korrekt ist dies im sogenannten Nyquist-Theorem formuliert [6]. Folgende Gleichungen beschreiben den Sachverhalt:

$$\begin{aligned} \text{abs}(p^F(F = i_F F_A)) &= \text{abs}(p^F(F = (N_T - i_F) F_A)) \\ \arg(p^F(F = i_F F_A)) &= -\arg(p^F(F = (N_T - i_F) F_A)) \end{aligned} \quad (89)$$

Das Amplitudenspektrum verläuft also stets spiegelbildlich zur halben Abtastrate. Diese Frequenz wird daher auch Nyquist-Frequenz genannt. Spektralanteile oberhalb der Nyquist-

Frequenz können also mit Hilfe einer Fourier-Transformation nicht von den entsprechenden Anteilen unterhalb unterschieden werden. Die errechneten Amplituden ergeben sich aus der Überlagerung beider Frequenzen. Aus diesem Grund muss bei der zeitlichen Abtastung von beliebigen Signalen stets darauf geachtet werden, dass oberhalb der Nyquist-Frequenz keine signifikanten Signalanteile liegen. Dies wird im Allgemeinen mit Tiefpass-Filtern verwirklicht, die alle Frequenzen oberhalb einer Eckfrequenz abdämpfen. Ein Signal, das oberhalb der Nyquist-Frequenz keine Anteile besitzt, wird durch das komplexe Fourier-Spektrum vollständig und eindeutig beschrieben. Die Transformation ist umkehrbar.

### Amplitude eines Sinus-Tones

Aus der Orthogonalität der Fourier-Testfunktionen folgt eine weitere wichtige Eigenschaft der DFT. Schreibt man die Fourier-Koeffizienten als Vektor

$$\vec{p}^F = \begin{pmatrix} p^F(0) \\ p^F(1) \\ \vdots \\ p^F(N_F) \end{pmatrix} \quad (90)$$

kann dies interpretiert werden als orthogonale Darstellung der Originalfunktion  $p(t)$  in einem  $N_F$ -dimensionalen Raum. Bei exakter Fensterung eines Sinus-Tones fällt der Fourier-Vektor mit einer der Koordinatenachsen des Raumes zusammen, und der Betrag der von null verschiedenen Koordinate ist gleich der Amplitude der Sinus-Funktion. Bei nicht exakter Fensterung ragt der Fourier-Vektor in den Raum hinein. Mindestens zwei Koordinaten sind von null verschieden. Vernachlässigt man den Aliasing-Effekt, kann die Amplitude der Sinusfunktion dennoch bestimmt werden, indem man den Betrag des Vektors bildet:

$$p(t) = a \cdot \sin(2\pi \cdot F_0 t) \quad (91)$$

$$|\vec{p}^F| = \sqrt{p^F(0)^2 + p^F(1)^2 + \dots + p^F(N_F)^2} \cong a$$

Zur Veranschaulichung kann der herkömmliche kartesische Raum herangezogen werden. Der Betrag eines Vektors, der parallel zu einer der Koordinatenachsen liegt, ist gleich der zugehörigen Koordinate. Zeigt der Vektor in den Raum hinein, berechnet sich der Betrag nach der Formel

$$|\vec{v}| = \sqrt{v_x^2 + v_y^2 + v_z^2} \quad (92)$$

Stellt man den dreidimensionalen Vektor

$$\vec{v} = \begin{pmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{pmatrix} \quad (93)$$

in einem nur zweidimensionalen Raum dar,

$$\vec{v}' = \begin{pmatrix} v_{x'} \\ v_{y'} \end{pmatrix} \quad (94)$$

kann sein Betrag nicht exakt berechnet werden

$$|\vec{v}| = \sqrt{v_x^2 + v_y^2 + v_z^2} \geq \sqrt{v_{x'}^2 + v_{y'}^2} = |\vec{v}'|$$

Auf diese Weise lässt sich das Problem mit zu niedrigen Abtastraten bzw. nicht hinreichender Signalfilterung veranschaulichen. In beiden Fällen reicht der durch die Fourier-Transformation aufgespannte Raum nicht aus, um das Signal vollständig darzustellen. Man erhält lediglich eine Projektion des tatsächlichen Vektors auf den Fourier-Raum. Die Energie des Signals wird nicht vollständig erfasst. Die Größe des Zeitfensters spielt dabei nur eine untergeordnete Rolle, solange das untersuchte Signal nur ein einzelner Sinus-Ton ist. Dies zeigt Abbildung 3.6.

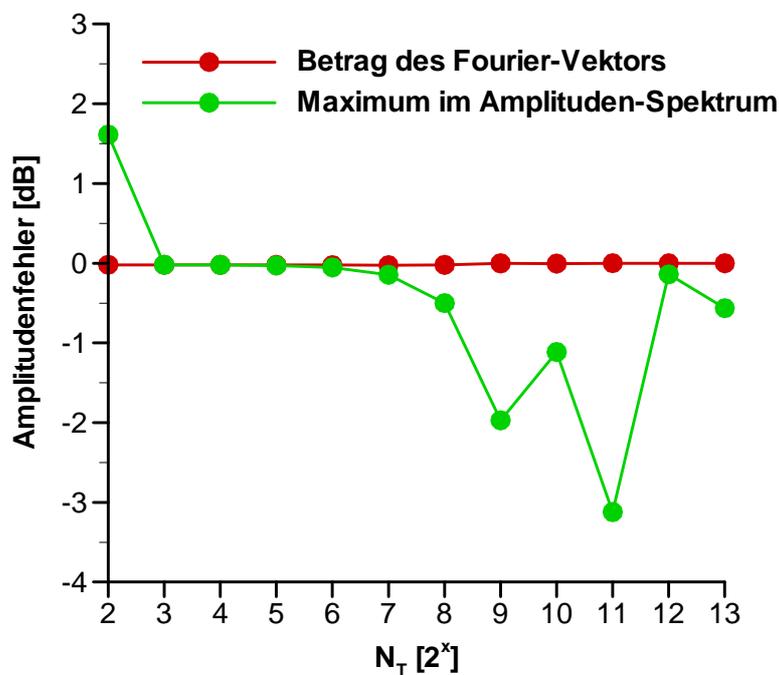


Abbildung 3.6 Fehler bei der Berechnung der Amplitude eines nicht exakt gefensterten Sinus-Tons, Vergleich zweier Rechenverfahren.

Dargestellt ist der Fehler in der Berechnung der Amplitude eines Sinus-Tones (6034 Hz) in Abhängigkeit von der Anzahl der Zeitpunkte  $N_T$  und damit der Fensterlänge. Verglichen wird dabei der Betrag des Fourier-Vektors mit dem Maximum im Amplituden-Spektrum. Der Vektor-Betrag bleibt nahezu konstant, während das Maximum im Amplituden-Spektrum für verschiedene Fensterlängen starke Streuungen aufweist. Bei steigender Zeitpunktzahl verkleinert sich das Frequenzintervall  $\Delta F$ . Dabei variiert der spektrale Abstand zwischen der Frequenz des Sinus-Tones und der nächstgelegenen Fourier-Frequenz und damit auch die Größe des Fehlers durch die nicht exakte Fensterung.

### Spektrale Energie

Besteht das gemessene Signal aus zwei einzelnen Sinus-Tönen, können bei exakter Fensterung beider Töne deren Amplituden aus dem Spektrum ermittelt werden. Bei nicht exakter Fensterung ist diese Trennung nicht mehr möglich. Die Signale überlagern sich. Lediglich die Summe der Energien von beiden Signalanteilen kann bei Vernachlässigung des Aliasing-Effekts korrekt bestimmt werden. In den folgenden Abbildungen wird diese Gesamtenergie in Abhängigkeit von der Fensterlänge auf zwei verschiedene Arten bestimmt.

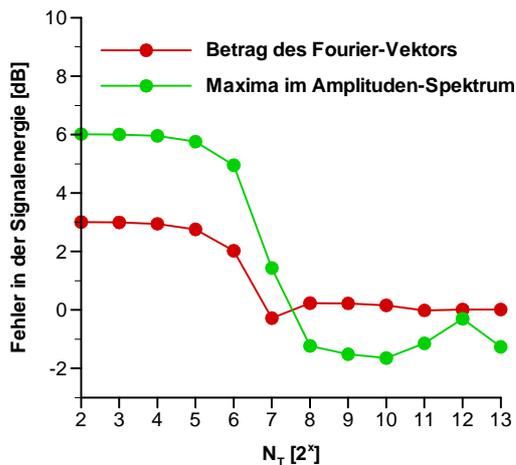


Abbildung 3.7 Fehler bei der Berechnung der Signalenergie zweier Sinus-Töne,  $\Delta f$  100 Hz, Vergleich zweier Rechenverfahren .

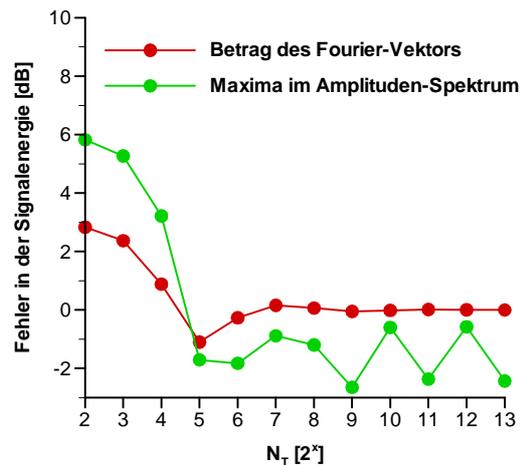


Abbildung 3.8 Fehler bei der Berechnung der Gesamtenergie zweier Sinus-Töne,  $\Delta f$  200 Hz, Vergleich zweier Rechenverfahren.

Die rote Kurve zeigt das Ergebnis der Summe der Amplituden-Quadrate für das gesamte Spektrum:

$$E[p(i_T), N_T, N_F] = \sum_{i_F=0}^{N_F} (p^F(i_F))^2 \quad (95)$$

Dies entspricht mathematisch dem Quadrat des RMS-Wertes (*Root-Mean-Square*).

$$RMS[p(i_T), N_T] = \sqrt{\frac{2}{N_T} \sum_{i_T=1}^{N_T} (p(i_T) - \bar{p})^2} \quad (96)$$

mit dem Mittelwert

$$\bar{p} = \frac{1}{N_T} \sum_{i_T=1}^{N_T} p(i_T) \quad (97)$$

Die grüne Kurve entsteht durch die quadratische Summation der Amplituden-Maxima für beide Sinus-Töne. Die Töne liegen in Abbildung 3.7 100 Hz und in Abbildung 3.8 200 Hz auseinander. Deutlich ist zu erkennen, dass eine korrekte Trennung und Berechnung der Gesamtenergie erst möglich wird, wenn das sich aus der Fensterlänge ergebende Frequenzintervall  $\Delta F$  kleiner als der spektrale Abstand zwischen den Sinus-Tönen ist.

Die Energie eines bestimmten Frequenzbereichs kann mit Hilfe der folgenden Formel abgeschätzt werden:

$$E[p(i_T), N_T, f_1 \leq i_F \leq f_2] \approx \sum_{i_F=f_1}^{f_2} (p^F(i_F))^2 \quad (98)$$

### Zwischenfrequenzen

Eine weitere Eigenschaft der diskreten Fourier-Transformation wird deutlich, wenn man die Fourier-Summe für Frequenzen berechnet, die zwischen den Fourier-Frequenzen (Gleichung 80) liegen. In Abbildung 3.9 ist das Spektrum einer exakt gefensterter Sinus-Funktion dargestellt. Die roten Punkte markieren die Fourier-Frequenzen. Die grüne Kurve ergibt sich aus der Auswertung von jeweils 20 Zwischenfrequenzen. In Abbildung 3.10 ist ein kleiner Teil des Schaubilds vergrößert dargestellt. Zwischen den Fourier-Frequenzen liefert die Fourier-Summe (Gleichung 77) endliche Werte. Die sich ergebenden Hochpunkte bezeichnet man als *Mainlobe*, bzw. *Sidelobe*. Eine wichtige Größe der Transformation ist die Amplituden-Differenz zwischen dem Mainlobe und dem ersten Sidelobe. Dieser sogenannte Mainlobe-Sidelobe-Abstand (MSA) beträgt bei der Fourier-Transformation

$$MSA^F = 13.25 \text{ dB}$$

Dieser Wert ist eine Konstante der Fourier-Transformation. Der  $MSA^F$  ist unabhängig von der Fensterlänge und der Abtastrate. Eine Begründung dieses erstaunlichen Sachverhalts findet sich bei [46]. Eine weitere Kenngröße ist die Breite des Mainlobes (MLB). Diese wird definiert durch den Abstand der ersten beiden Nullstellen zu beiden Seiten des Mainlobes. Bei der Fourier-Transformation ergibt sich:

$$MLB^F = \frac{2 F_A}{N_T}$$

Diese Größen spielen bei der Fourier-Transformation noch keine Rolle, da die Summe (77) nur für die Fourier-Frequenzen wirklich berechnet wird. Bei der nachfolgenden Behandlung der Beamforming-Transformationen sind sie jedoch von grundlegender Bedeutung.

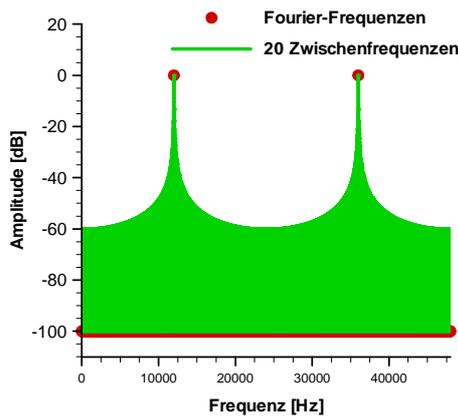


Abbildung 3.9 Amplituden-Spektrum eines exakt gefensterten Sinus-Tons mit Zwischenfrequenzen.

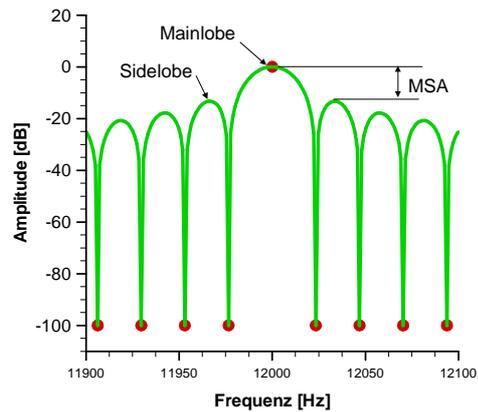


Abbildung 3.10 Amplituden-Spektrum eines exakt gefensterten Sinus-Tons mit Zwischenfrequenzen, Detailausschnitt.

### Zeitliche Mittelung

Reale, gemessene Signale bestehen selten aus einzelnen diskreten Sinustönen. In der Aeroakustik entsteht der Lärm durch Turbulenz, die per Definition ein chaotischer Vorgang ist. Das gemessene Signal ändert zu jedem Zeitpunkt, also auch innerhalb eines Zeitfensters, seine Beschaffenheit und damit auch seine spektrale Zusammensetzung. Das berechnete Spektrum ist folglich immer nur ein Mittelwert über das verwendete Zeitfenster. Wiederholt man die Messung, oder verwendet man ein anderes Zeitfenster derselben Messung, erhält man ein anderes Spektrum. Im Falle quasistationärer Bedingungen im Windkanal werden sich die berechneten Spektren ähnlich sein. Bei der Mittelung einer Anzahl  $N_w$  von berechneten Spektren verhält sich die Standardabweichung einer einzelnen Messung  $StA[p^F]$  zur Standardabweichung der Mittelung  $StA[\bar{p}^F]$  nach der folgenden Formel:

$$StA[\bar{p}^F] = \frac{StA[p^F]}{\sqrt{N_w}} \quad (99)$$

Ausführliche Erläuterungen finden sich bei [65]. Damit sind alle wesentlichen Eigenschaften der diskreten Fourier-Transformation genannt. Im Folgenden werden die Ähnlichkeiten und Unterschiede zwischen DFT und der Beamforming-Transformation beleuchtet.

### 3.2.2 Eigenschaften der Beamforming-Transformation

Die in Abschnitt Beamforming hergeleitete Grundgleichung (53) der Array-Technik entspricht formal den beschriebenen Integral-Transformationen, erweitert auf vier Veränderliche: Die Zeit und drei Raumrichtungen. Die Testfunktionen sind die Lösungen der Helmholtz-Gleichung (15). Es existieren zwei unterschiedliche Ansätze für die Beamforming-Transformation: Befindet sich die interessierende Schallquelle im geometrischen Nahfeld des Arrays, ist die Apertur des Arrays ausreichend groß, um die Krümmung der Wellenfronten aufzulösen. Die Testfunktionen in der Transformation entsprechen dann den Ansätzen für Monopole. Befindet sich die interessierende Schallquelle im geometrischen Fernfeld, nimmt der Array die auftreffenden, eigentlich gekrümmten Wellenfronten als ebene Wellen wahr, da die Apertur des Arrays nicht groß genug ist, um die Krümmung aufzulösen. Entsprechend setzt man für die Testfunktionen ebene Wellen an. Der Übergang zwischen Nahfeld und Fernfeld hängt also primär nicht von der absoluten Entfernung der Schallquelle zum Array ab, sondern vielmehr vom Verhältnis aus Abstand und Apertur. Diese Eigenschaft der Arrays wird im Abschnitt 3.2.2.2 am Beispiel verdeutlicht.

#### Breitband-Pattern

Die Charakteristika der einzelnen Transformationen lassen sich am besten über den sogenannten Breitband-Pattern verdeutlichen. Dabei wird die Systemantwort für eine definierte Anregung über den gesamten interessierenden Frequenzbereich berechnet und in einem 2D-Diagramm dargestellt. Als Systemanregung wählt man eine einzelne ebene Welle/Punktquelle, die senkrecht auf den Sensor-Array auftrifft bzw. in der Mitte der Apertur angeordnet ist. Die einzelne Systemantwort wird auch als Beampattern bezeichnet. Die Amplitude der ebenen Welle bzw. die Quellstärke der Punktquelle ist im Beampattern jeweils 0 dB.

#### 3.2.2.1 Beamforming im geometrischen Fernfeld – Ansatz für ebene Wellen

Im Falle einer ebenen Welle mit der Frequenz  $F_0$  und dem Wellenvektor  $\vec{k}_0$

$$p(t, \vec{m}) = a_0 e^{-j(2\pi F_0 t + \vec{k}_0 \cdot \vec{m} + \rho_0)} \quad (100)$$

mit

$$\vec{k}_0 = \frac{2\pi F_0}{c} \begin{pmatrix} \sin(\vartheta) \cos(\varphi) \\ \sin(\vartheta) \sin(\varphi) \\ \cos(\vartheta) \end{pmatrix} \quad (101)$$

erhält man für die Testfunktionen

$$i^{BF}(F, \vec{k}) = e^{-j(2\pi F t + \vec{k} \cdot \vec{m})} \quad (102)$$

Die Struktur der Testfunktionen lässt die Verwandtschaft zur Fourier-Transformation bereits erkennen. Entsprechend der DFT lautet eine diskrete Formulierung der Transformation:

$$p^{BF}(i_F, \vec{k}(i_\vartheta, i_\varphi)) = \frac{4}{N_T N_M} \sum_{i_T=1}^{N_T} \sum_{i_M=1}^{N_M} \left( e^{-j \left( \frac{2\pi}{N_T} i_T + \vec{k}(i_\vartheta, i_\varphi) \cdot \vec{m}(i_M) \right)} p(i_T, i_M) \right) \quad (103)$$

dabei soll die Wahl der Diskretisierung des Wellenvektors  $\vec{k}(i_\vartheta, i_\varphi)$  zunächst noch offen bleiben:

$$\vec{k}(i_F, i_\vartheta, i_\varphi) = \frac{2\pi i_F F_A}{N_T c} \begin{pmatrix} \sin \vartheta(i_\vartheta) \cos \varphi(i_\varphi) \\ \sin \vartheta(i_\vartheta) \sin \varphi(i_\varphi) \\ \cos \vartheta(i_\vartheta) \end{pmatrix} \quad (104)$$

Die Transformation der ebenen Welle (100) ergibt also:

$$\begin{aligned} p^{BF}(i_F, \vec{k}(i_F, i_\vartheta, i_\varphi)) &= \\ &= \frac{4}{N_T N_M} \sum_{i_M=1}^{N_M} \sum_{i_T=1}^{N_T} \left( a_0 e^{j(2\pi F_0 i_T + \vec{k}_0 \cdot \vec{m}(i_M) + \rho_0)} e^{-j \left( \frac{2\pi}{N_T} i_T + \vec{k}(i_F, i_\vartheta, i_\varphi) \cdot \vec{m}(i_M) \right)} \right) \end{aligned} \quad (105)$$

Im Falle einer exakten zeitlichen Fensterung der Frequenz

$$F_0 = f_0 \frac{F_A}{N_T}$$

erhält man:

$$p^{BF}(f_0, \vec{k}(f_0, i_\vartheta, i_\varphi)) = \frac{4 a_0 e^{j\rho_0}}{N_T N_M} \sum_{i_M=1}^{N_M} e^{j(\vec{k}_0 - \vec{k}(f_0, i_\vartheta, i_\varphi)) \cdot \vec{m}(i_M)} \quad (106)$$

Die Abbildung 3.11 zeigt das Ergebnis der Transformation für eine frontal auftreffende ebene Welle mit der Frequenz  $F_0 = 800$  Hz.

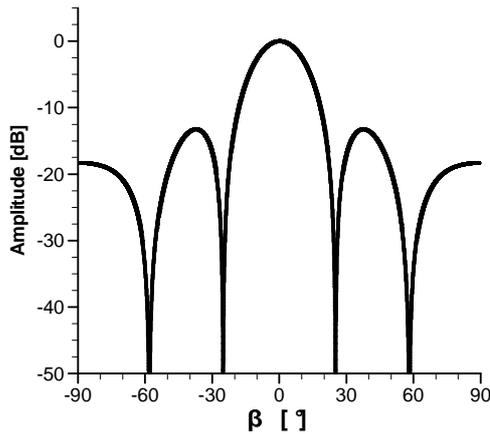


Abbildung 3.11 Beampattern für eine ebene Welle,  $f = 800$  Hz. Äquidistanter Linienarray.

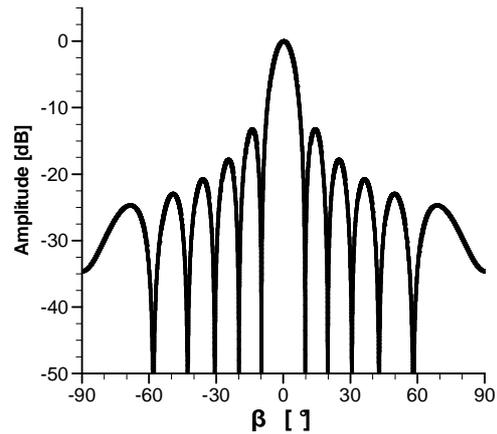


Abbildung 3.12 Beampattern für eine ebene Welle,  $f = 2000$  Hz. Äquidistanter Linienarray.

Abbildung 3.12 zeigt das Ergebnis für  $F_0 = 2000$  Hz. Das Ergebnis weist in beiden Fällen deutliche Parallelen zur Fourier-Transformation auf. Man erkennt einen Mainlobe, Sidelobes sowie Nullstellen. Die Position der Nullstellen erhält man aus der folgenden Gleichung:

$$\frac{2 a_0 e^{j\rho_0}}{N_T} \sum_{i_M=1}^{N_M} e^{j(\vec{k}_0 - \vec{k}(i_F, i_\theta, i_\phi)) \cdot \vec{m}(i_M)} = 0 \quad (107)$$

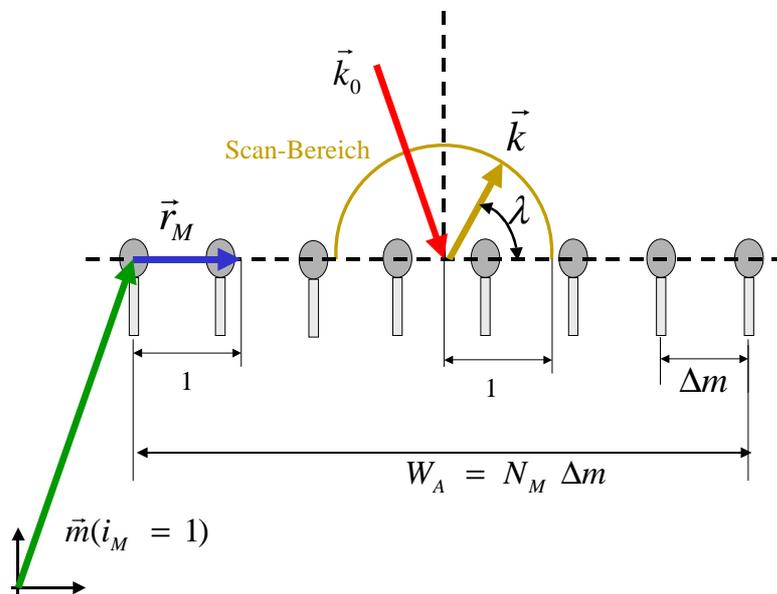


Abbildung 3.13 Geometrie eines äquidistanten Linien-Arrays mit einer einzelnen ebenen Welle mit dem Wellenvektor  $\vec{k}_0$ .

Für den äquidistanten Linien-Array (Abbildung 3.13)

$$\vec{m}(i_M) = \vec{m}(1) + (i_M - 1) \Delta m \vec{r}_M \quad (108)$$

mit dem Basisvektor  $\vec{m}(1)$  und dem normierten Richtungsvektor  $\vec{r}_M$  lässt sich die Gleichung (107) vereinfachen:

$$\sum_{i_M=1}^{N_M} e^{j \Delta m i_M (\vec{k}_0 - \vec{k}(i_F, i_\vartheta, i_\varphi)) \cdot \vec{r}_M} = 0 \quad (109)$$

Nach Gleichung (84) erhält man:

$$\frac{2\pi}{N_M \Delta m} n = (\vec{k}_0 - \vec{k}(i_F, i_\vartheta, i_\varphi)) \cdot \vec{r}_M \quad (110)$$

Weiterhin gilt für eine frontal auf den Array auftreffende Welle:

$$\vec{k}_0 \cdot \vec{r}_M = 0 \quad (111)$$

Zuletzt definiert man :

$$\vec{k}(i_F, i_\vartheta, i_\varphi) \cdot \vec{r}_M = |\vec{k}(i_F, i_\vartheta, i_\varphi)| |\vec{r}_M| \cos(\lambda) \quad \text{mit } \lambda = \angle(\vec{r}_M, \vec{k}(i_F, i_\vartheta, i_\varphi)) \quad (112)$$

Damit ergeben sich mit (104) die folgenden Nullstellen:

$$\cos \lambda(n) = \frac{-c}{N_M \Delta m F_0} n \quad (113)$$

Die Nullstellenverteilung beim Beamforming im Fernfeld ist also abhängig von der Mikrofonanordnung und von der Frequenz der auftreffenden Welle und ist nicht äquidistant über den Raumwinkel. Die  $MLB^{BF}$  und damit das räumliche Auflösungsvermögen des Arrays ist damit ebenso nicht konstant über den Raumwinkel. Für den  $MSA^{BF}$  ergibt sich wiederum:

$$MSA^{BF} = 13.25 \text{ dB}$$

In den folgenden Abbildungen wird Gleichung (106) für verschiedene Mikrofonanordnungen ausgewertet. Zur Vereinfachung der Darstellung wird ein neuer Winkel

$$\beta = \lambda - \frac{\pi}{2}$$

definiert. Für den Scan-Bereich ergibt sich damit:

$$-\frac{\pi}{2} < \beta < \frac{\pi}{2}$$

die Frequenz der senkrecht auftreffenden ebenen Welle zwischen 0-20kHz. Die Amplitude der ebenen Welle ist jeweils 1 (0 dB).

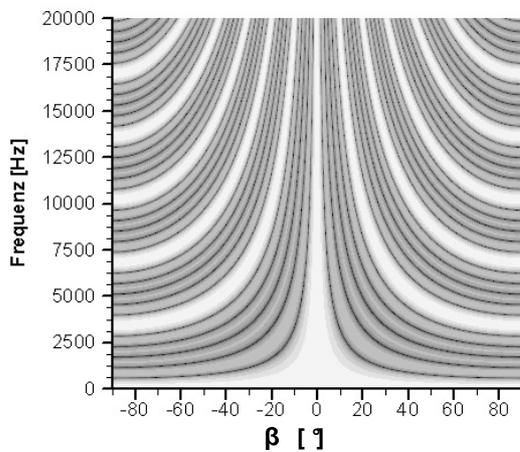


Abbildung 3.14 Breitband-Pattern (BBP), ebene Welle, Linienarray mit  $N_M=6$  und  $W_A=0.6$  m, dargestellt ist der Array-Output in dB.

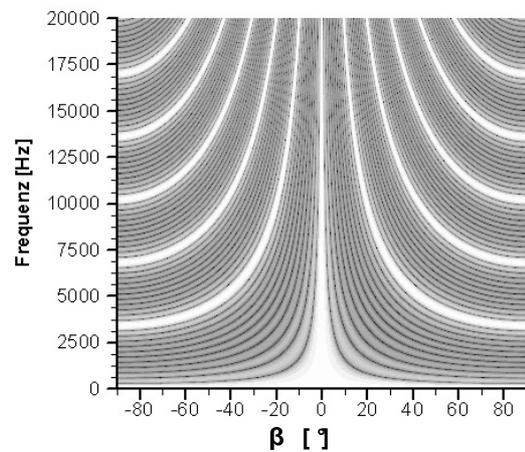


Abbildung 3.15 BBP, ebene Welle, Linienarray mit  $N_M=12$  und  $W_A=1.2$  m, dargestellt ist der Array-Output in dB.

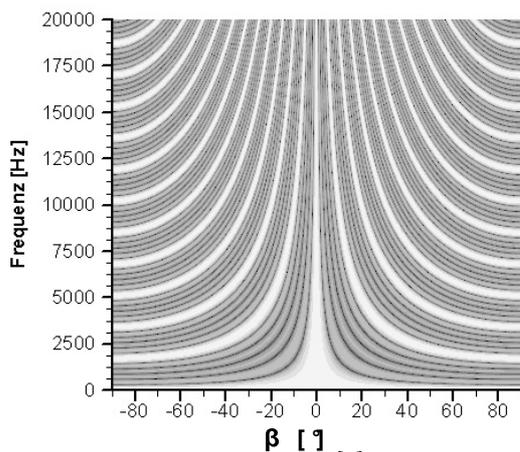


Abbildung 3.16 BBP, ebene Welle, Linienarray mit  $N_M=6$  und  $W_A=1.2$  m, dargestellt ist der Array-Output in dB.

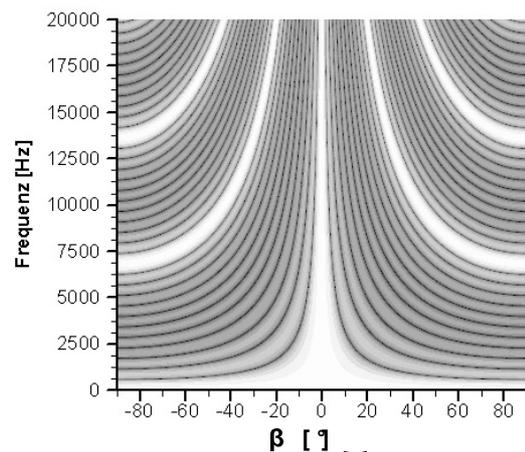


Abbildung 3.17 BBP, ebene Welle, Linienarray mit  $N_M=12$  und  $W_A=0.6$  m, dargestellt ist der Array-Output in dB.

Neben dem Mainlobe ( $\beta = 0$ ) zeigen sich wiederum Sidelobes, deren Anzahl mit der Mikrofon-Anzahl übereinstimmt. Der letzte Sidelobe erreicht den Pegel des Mainlobes. Er wird als Gratinglobe bezeichnet. Die Pegel der dazwischenliegenden Sidelobes verlaufen spiegelbildlich. Dies entspricht vollständig den Charakteristika der Fourier-Transformation. Man spricht daher auch von räumlichem Aliasing. Das Muster aus Gratinglobes und Sidelobes setzt sich unendlich fort. Lediglich der Abstand der dazwischenliegenden Nullstellen vergrößert sich bei konstanter Frequenz. Bei steigender Frequenz verkleinert sich der Nullstellenabstand. Eine Verdoppelung der Array-Apertur führt bei konstantem Mikrofonabstand zu einer Verdoppelung der Sidelobeanzahl und Nullstellenanzahl bei konstantem Abstand zum nächsten Gratinglobe (Vergleich Abbildung 3.14 - Abbildung 3.15).

Dies entspricht einer Verdoppelung des Zeitfensters in der DFT bei konstanter Abtastrate. Eine Verdoppelung des Mikrofonabstands bei konstanter Apertur verdoppelt die Anzahl der Gratinglobes (Vergleich Abbildung 3.15 - Abbildung 3.16) (Bild 3.15). Dies entspricht einer Halbierung der Abtastrate bei konstantem Zeitfenster.

### Amplitude einer ebenen Welle

In Analogie zur Fourier-Transformation soll jetzt die Amplitude einer auf einen Linien-Array auftreffenden Welle exakt bestimmt werden. Dazu wird Gleichung (103) für eine gegebene Frequenz nur an den Nullstellen (113) berechnet. Die zugehörigen Testfunktionen bilden ein orthogonales System. Abbildung 3.18 zeigt das Ergebnis für zwei verschiedene ebene Wellen. Zusätzlich sind die Nullstellen eingeblendet. Für eine ebene Welle, die unter dem Winkel  $\alpha = 0^\circ$  senkrecht auf den Array trifft, entspricht das Ergebnis einem exakt gefenstereten Sinus bei der Fourier-Transformation. Die Welle fällt mit einer der orthogonalen Testfunktionen zusammen. Dadurch verschwinden alle anderen Werte. Die ebene Welle mit  $\alpha = 6^\circ$  stimmt nicht mit einer der Testfunktionen überein. Durch die fehlende Orthogonalität erhält man nur endliche Werte. Nun soll wieder die Amplitude der auftreffenden Welle auf zwei Arten berechnet werden: Zum einen über die Energiesumme, also Summe der Amplitudenquadrate, zum anderen über den Maximalwert im Array-Output.

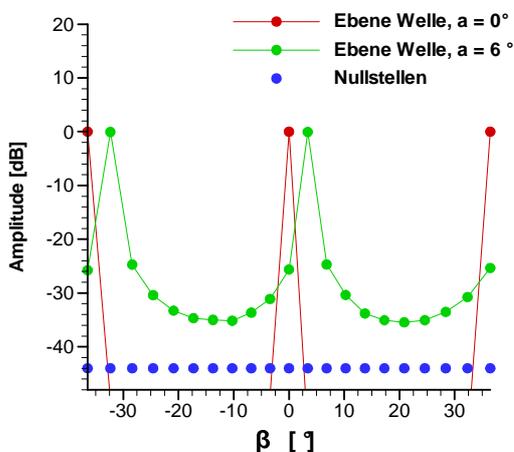


Abbildung 3.18 Array-Output für verschiedene ebene Wellen, nur an den Nullstellen berechnet.

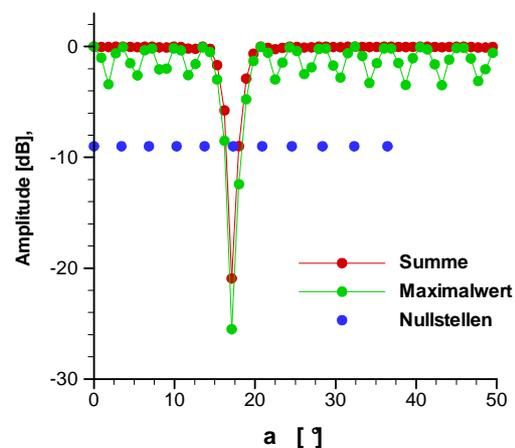


Abbildung 3.19 Amplituden-Fehler einer ebenen Welle in Abhängigkeit des Auftreff-Winkels  $\alpha$ , berechnet über die Summe der Amplitudenquadrate (Betrag des Vektors) und über die maximale Amplitude.

Abbildung 3.19 zeigt das Ergebnis für ebene Welle mit  $0^\circ < \alpha < 50^\circ$ . Erwartungsgemäß liefert die Summe den exakteren Wert. Eine extreme Abweichung ergibt sich nur für  $\alpha = 17.277$ . Dieser Wert entspricht der Mitte zwischen dem Mainlobe und dem ersten Gratinglobe, also der Nyquist-Frequenz bei der Fourier-Transformation. Daher sei er im Folgenden Nyquist-Winkel  $G_N$  genannt. Die geometrischen Verhältnisse werden nochmals in Abbildung 3.20 verdeutlicht.

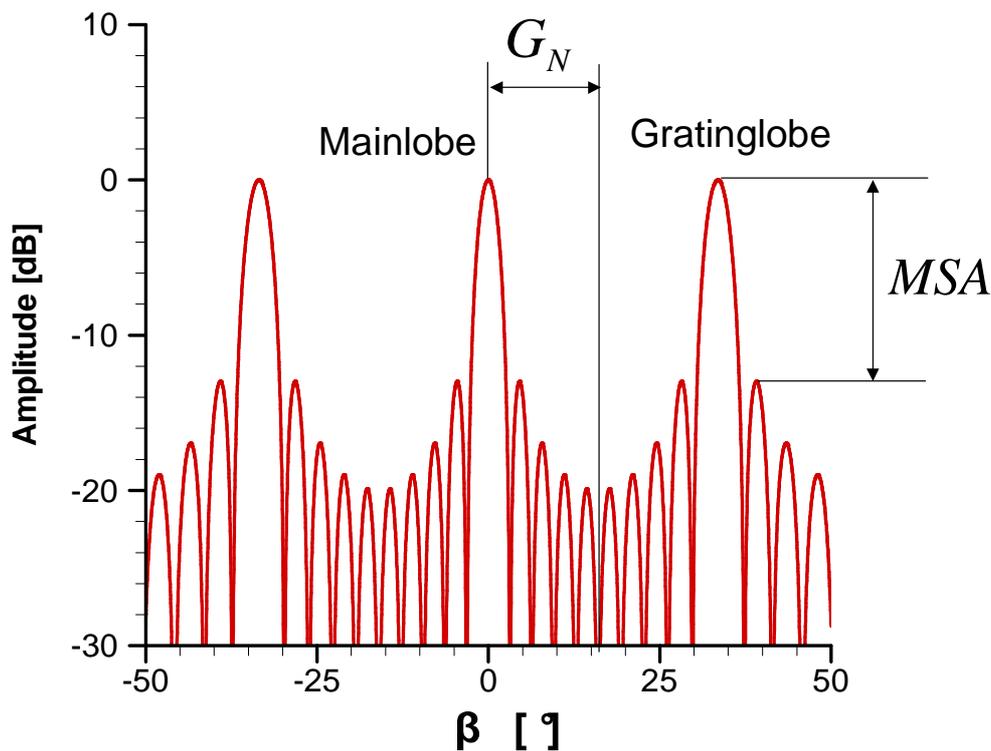


Abbildung 3.20 Definition des Nyquist-Winkels  $G_N$

Für die Summe werden nur die Werte kleiner dem Nyquist-Winkel verwendet. Daher bricht der Wert in der Nähe dieser Stelle zunächst ein. Für größere Werte wandert durch das Aliasing der erste Gratloben in den Summationsbereich. Die Summe stabilisiert sich wieder. Die Summenenergie mehrerer ebener Wellen kann in Analogie zur Fourier-Transformation ebenso über die Summe der Amplituden-Quadrate berechnet werden unter der Voraussetzung, dass keine Wellen aus Richtungen einfallen, deren Winkel größer als der Nyquist-Winkel sind.

### 3.2.2.2 Beamforming im geometrischen Nahfeld - Monopolansatz

In Windkanälen spielen ebene Wellen nur eine untergeordnete Rolle. Bedingt durch den geometrischen Aufbau aus Messtrecke und Array sowie die im Normalfall größtmögliche Apertur befinden sich die gesuchten Schallquellen im geometrischen Nahfeld. Aeroakustischer Lärm entsteht in der Regel durch Turbulenz. Daher findet man keine ein- oder mehrdimensionalen, kohärenten Quellstrukturen, sondern eine theoretisch unendliche Anzahl inkohärenter Punktquellen. Durch Array-Techniken lässt sich zwar eine endliche Kohärenzlänge am Beispiel einer Profilhinterkante nachweisen. Die daraus ableitbaren, kohärenten Quellstrukturen sind jedoch so klein, dass sie zunächst vernachlässigt werden können. Eine eingehendere Betrachtung findet sich bei [60]. Die einzelnen Punktquellen

weisen in Abhängigkeit von der geometrischen Struktur, die den Lärm verursacht, eine mehr oder weniger stark ausgeprägte Richtcharakteristik aus. Die Richtcharakteristik einer festen Oberfläche entspricht am ehesten einem mathematischen Dipol, dessen Achse senkrecht auf der Oberfläche steht. Die Struktur eines Dipols wird im Abschnitt 2.2.2 erläutert. Da ein Mikrofonarray im Regelfall nur einen begrenzten Raumwinkel erfasst, kann für die Punktquellen in erster Näherung Monopolcharakter angenommen werden. Ein Monopol wird nach Gleichung (30) durch die Parameter Ort, Stärke, Frequenz und Phasenlage eindeutig beschrieben:

$$p(t, \vec{m}) = \frac{\sigma_0 e^{j 2\pi F_0 t + j k_0 r_{MQ} + \rho_0}}{4\pi r_{MQ}} \quad \text{mit} \quad r_{MQ} = |\vec{m} - \vec{q}| \quad (114)$$

Für die Testfunktionen ergibt sich damit:

$$i^{BN} = g(F, \vec{s}) = \frac{e^{-j(2\pi F \cdot t + k r_{MS})}}{4\pi r_{MS}} \quad \text{mit} \quad r_{MS} = |\vec{m} - \vec{s}| \quad (115)$$

Die diskrete Transformation lautet schließlich:

$$p^{BN}(i_F, \vec{s}(i_S)) = \frac{\frac{2}{N_T} \sum_{i_M=1}^{N_M} \sum_{i_T=1}^{N_T} \left( \frac{e^{-j 2\pi \left( \frac{i_T i_F}{F_A} + \frac{F_A i_F}{c N_T} r(i_M, i_S) \right)}}{4\pi r(i_M, i_S)} p(i_T, i_M) \right)}{\sum_{i_M=1}^{N_M} \left( \frac{2}{N_T} \sum_{i_T=1}^{N_T} \frac{e^{-j 2\pi \left( \frac{i_T i_F}{F_A} + \frac{F_A i_F}{c N_T} r(i_M, i_S) \right)}}{4\pi r(i_M, i_S)} \right)^2} \quad (116)$$

$$\text{mit} \quad r(i_M, i_S) = |\vec{m}(i_M) - \vec{s}(i_S)|$$

Im Nenner des Terms wird die Summe über die Beträge der Testfunktionen gebildet und zuletzt quadriert. Die Bedeutung dieses Ausdrucks wird deutlich, wenn man die Gleichung mit Hilfe der Green'schen Funktionen vereinfacht darstellt:

$$p^{BN}(\vec{s}) = \frac{\vec{g}^*(\vec{s}) \cdot \vec{p}^F(\vec{q})}{\vec{g}^*(\vec{s}) \cdot \vec{g}(\vec{s})} \quad (117)$$

Für die einzelne, im Zeitbereich exakt gefensterte Monopolquelle

$$\vec{p}^F = \sigma_0 \vec{g}(\vec{q}) \quad (118)$$

erhält man:

$$p^{BN}(\vec{s} = \vec{q}) = \frac{\vec{g}^*(\vec{s}) \cdot \sigma_0 \vec{g}(\vec{q})}{\vec{g}^*(\vec{s}) \cdot \vec{g}(\vec{s})} = \sigma_0 \quad (119)$$

Die Beamforming-Gleichung (53) ist also nur eine Erweiterung der Integraltransformation (116), um die Möglichkeiten der zeitlichen Mittelung über die KKM auszunutzen. Nun soll wiederum untersucht werden, ob es eine Klasse von Testfunktionen gibt, welche die Orthogonalitätsbedingung erfüllt. Dazu berechnet man die Transformation eines exakt gefensternten Monopols mit

$$F_0 = f_0 \frac{F_A}{N_T}$$

und sucht für diese Frequenz und einen gegebenen Quellort  $\vec{q}$  nach Scanpunkten  $\vec{s}(i_S)$ , für die gilt:

$$p^{BN}(i_F, \vec{s}(i_S)) = \sigma_0 e^{j\rho_0} \frac{\sum_{i_M=1}^{N_M} \left( \frac{e^{-j \frac{2\pi F_A}{c \cdot N_T} i_F r(i_M, i_S)}}{r(i_M, i_S)} \frac{e^{j \frac{2\pi F_0}{c} r(i_M, \vec{q})}}{r(i_M, \vec{q})} \right)}{\sum_{i_M=1}^{N_M} \left( \frac{e^{-j \left( \frac{2\pi F_A}{c \cdot N_T} i_F r(i_M, i_S) \right)}}{r(i_M, i_S)} \right)^2} = 0 \quad (120)$$

Die Nullstellen dieser Gleichung lassen sich nicht mehr nach (84) bestimmen. Numerisch lässt sich jedoch zeigen, dass die Gleichung für einen linearen, äquidistanten Array (Abbildung 3.21) keinerlei Nullstellen aufweist. Der Scan-Bereich ist nun im 2D-Fall in der Regel eine Linie durch den Ort der gesuchten Punktquelle.

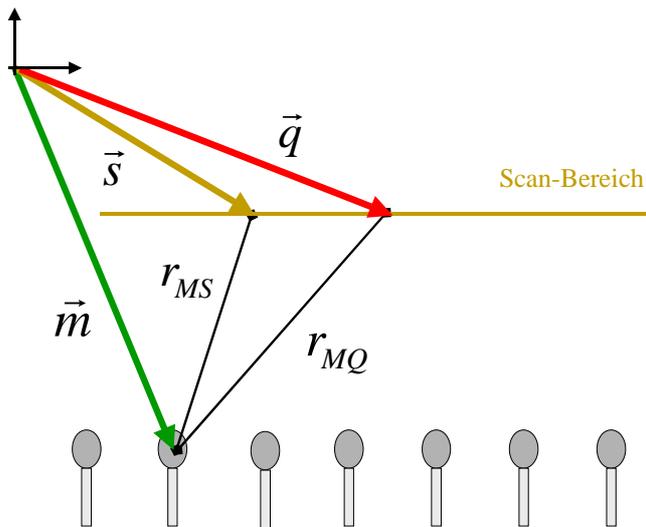


Abbildung 3.21 Geometrische Beziehungen für den Linien-Array beim Beamforming im geometrischen Nahfeld

Die folgenden Abbildungen zeigen exemplarisch den Scan einer Punktquelle. Während in Abbildung 3.22 das typische Muster aus Mainlobe und Sidelobes erkennbar ist, sieht man in der Detailvergrößerung **Abbildung 3.23**, dass die vermeintlichen Nullstellen tatsächlich Tiefpunkte sind.

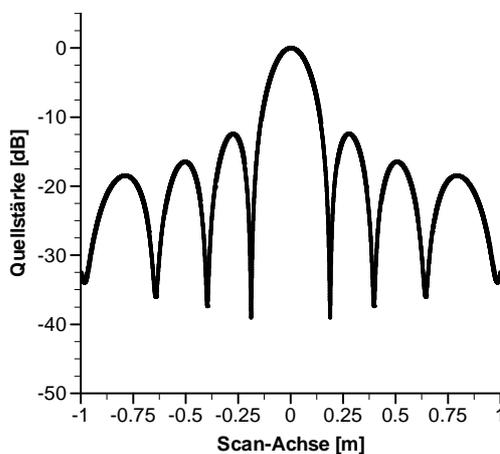


Abbildung 3.22 Beampattern für einen Monopol,  $f = 2000$  Hz.

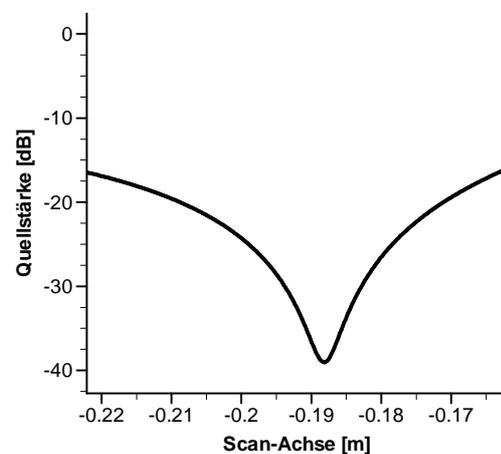


Abbildung 3.23 Beampattern für einen Monopol,  $f = 2000$  Hz, Detailausschnitt.

Die folgenden Abbildungen verdeutlichen wiederum die Eigenschaften der Transformation für unterschiedliche Geometrien eines Linienarrays über einen ganzen Frequenzbereich. In Abbildung 3.24 sieht man die für das Beamforming mit Punktquellen typische Struktur: Ein Mainlobe und zu beiden Seiten  $N_M$  Sidelobes. Im Unterschied zum Beamforming mit ebenen Wellen wiederholt sich dieser Pattern jedoch nicht. Der Bereich jenseits des äußersten Sidelobe ist nahezu unstrukturiert. Die Pegel erreichen und übertreffen das Niveau des

Mainlobes. Abbildung 3.25, Abbildung 3.26 und Abbildung 3.27 zeigen das Auflösungsvermögen verschiedener Linien-Arrays mit variierenden Sensorzahlen und Aperturen. Es gelten dabei weitgehend dieselben Gesetzmäßigkeiten, die bereits beim Beamforming mit ebenen Wellen beobachtet werden konnten. In Abbildung 3.28. wurde der Abstand der Punktquelle zum Array verdoppelt, in Abbildung 3.29 vervierfacht. Die sich ergebenden Strukturen zeigen deutliche Ähnlichkeiten zum Beamforming mit ebenen Wellen. Der unstrukturierte Bereich jenseits des letzten Sidelobes verschwindet. Dafür zeigen sich wieder Gratinglobes und Wiederholungen der Sidelobe-Struktur. Dies erklärt sich dadurch, dass bei wachsendem Abstand der Quelle zum Array die vom Array wahrgenommene Wellenfront einer ebenen Welle immer ähnlicher wird. Der Einfluss des Radius in Gleichung (120) wird immer geringer. Dies markiert den Übergang vom geometrischen Nahfeld zum Fernfeld.

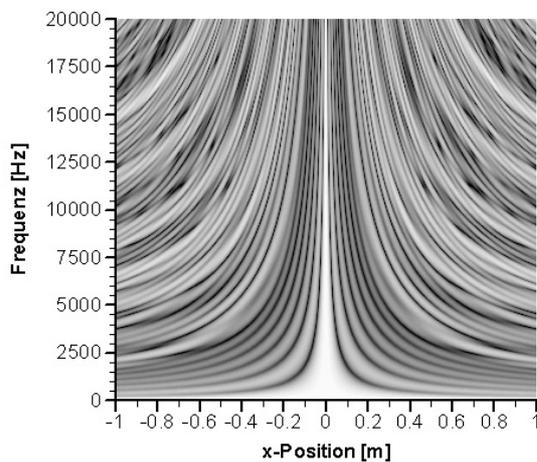


Abbildung 3.24 BPP, Monopol, Abstand  $d=1$  m, Linienarray mit  $N_M=10$  und  $W_A=2$  m.

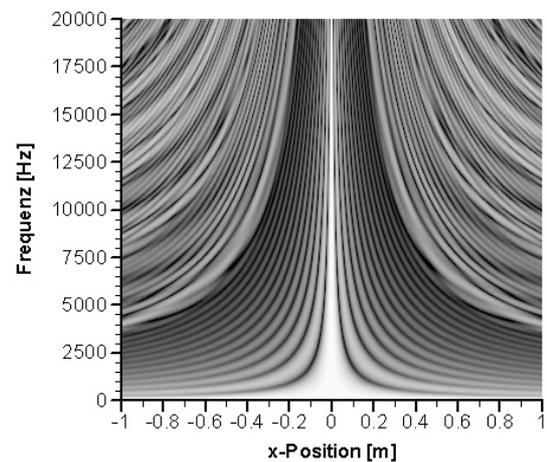


Abbildung 3.25 BPP, Monopol, Abstand  $d=1$  m, Linienarray mit  $N_M=20$  und  $W_A=2$  m.

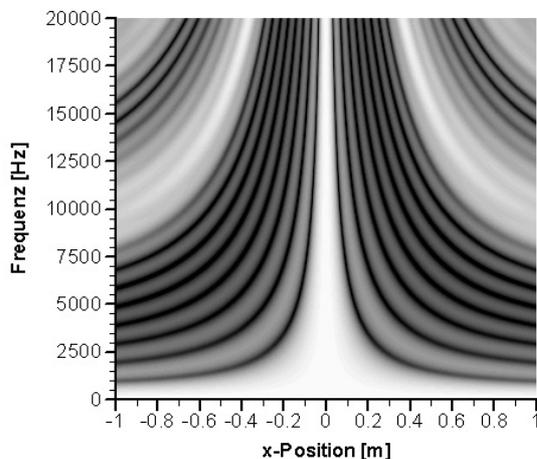


Abbildung 3.26 BPP, Monopol, Abstand  $d=1$  m, Linienarray mit  $N_M=10$  und  $W_A=0.5$  m.

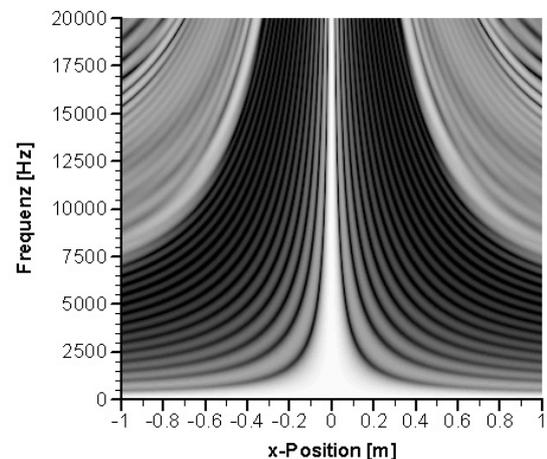


Abbildung 3.27 BPP, Monopol, Abstand  $d=1$  m, Linienarray mit  $N_M=20$  und  $W_A=1$  m.

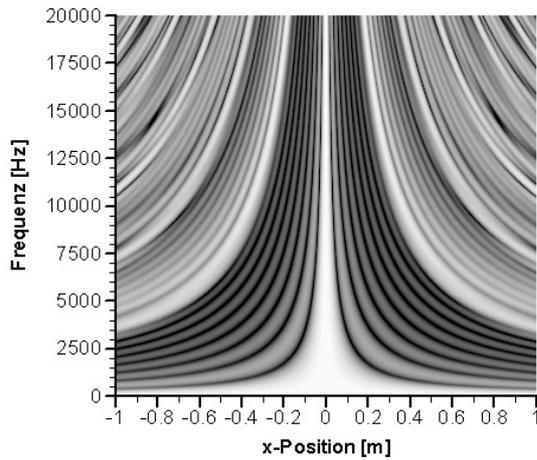


Abbildung 3.28 BBP, Monopol, Abstand  $d=2$  m, Linienarray mit  $N_M=10$  und  $W_A=2$  m.

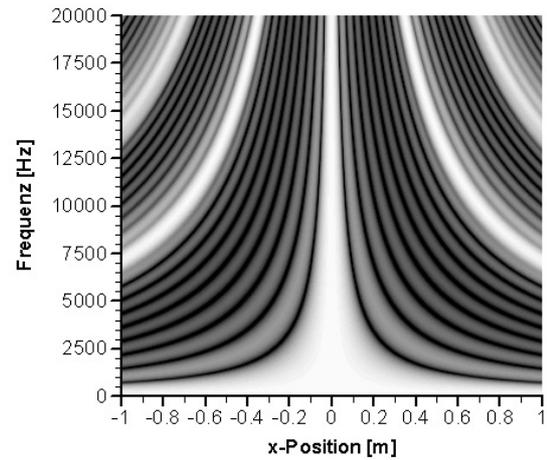


Abbildung 3.29 BBP, Monopol, Abstand  $d=4$  m, Linienarray mit  $N_M=10$  und  $W_A=2$  m.

Der  $MSA^{BN}$  hängt von der vorgegebenen Geometrie und Frequenz ab. Als Richtwert gilt:

$$MSA^{BN} > 12 \text{ dB} \quad (121)$$

Da die Beamforming-Transformation im Nahfeld keine Nullstellen und damit auch keine Systeme orthogonaler Testfunktionen besitzt, kann die Quellstärke eines einzelnen Monopols nur durch den Maximalwert im Array-Output bestimmt werden. Die Bestimmung der Gesamtenergie von mehreren Quellen ist nach der aus der Fourier-Transformation und dem Beamforming im Fernfeld bekannten Methode nicht möglich. Allgemein ist zu beachten, dass auch für die Messungen im Fernfeld die Verteilung der Nullstellen aufgrund der begrenzten Mikrofonanzahl insbesondere bei zweidimensionalen Arrays äußerst grob ausfällt. Für die Visualisierung eines Schallfelds wird man daher in jedem Fall Zwischenwerte berechnen.

### 3.3 Erweiterte Techniken

Im Folgenden werden verschiedene Techniken erläutert, mit denen die Wirkungsweise des CBF trotz der beschriebenen Einschränkungen verbessert werden kann.

#### 3.3.1 Filterung des Hintergrundlärms

Durch die Überlagerung einer großen Anzahl von Messungen in der KKM lassen sich, wie in Abschnitt 3.1 ausgeführt, die inkohärenten Signalanteile zumindest auf den Nebendiagonalen der Matrix wirkungsvoll unterdrücken. Übrig bleiben die Anteile auf der Hauptdiagonalen.

Eine naheliegende Lösung dieses Problems ist, alle Hauptdiagonalelemente gleich Null zu setzen.

$$A_{ii} = 0 \quad (122)$$

Tatsächlich lassen sich auf diese Weise die inkohärenten Signalanteile vollständig weggedämpfen. Gleichzeitig gehen jedoch auch kohärente Signalanteile verloren. Dies hat zur Folge, dass in Gleichung (53) die Quellstärke eines Monopols nicht mehr exakt wiedergegeben wird. Eine korrektere Vorgehensweise besteht darin, eine zusätzliche Messung bei leerer Messstrecke durchzuführen. Für diese „Hintergrund“-Messung berechnet man wiederum die KKM. Sofern in der Messstrecke keinerlei Quellen mit kohärenter Schallausbreitung mehr vorhanden sind, sollten nach der zeitlichen Mittelung der KKM alle Elemente der Nebendiagonalen verschwinden.

$$A_{HGij} = 0 \quad i \neq j \quad (123)$$

Die Hauptdiagonalelemente liefern dann eine brauchbare Abschätzung für die Größe der inkohärenten Signalanteile auf der Hauptdiagonalen der eigentlichen Messung. Für den Fall, dass die Nebendiagonalelemente der Hintergrundmatrix nicht verschwinden, bedeutet dies, dass die Anzahl der zeitlichen Mittelungen zu niedrig ist oder aber, dass sich in der Messstrecke noch Quellen mit kohärenter Schallausbreitung befinden. In Abschnitt 3.1.3 wurde gezeigt, dass bei mehreren inkohärenten Quellen die Matrix dargestellt werden kann als Summe aus Messungen der einzelnen Quellen (Gleichung (65)). Damit ist es theoretisch möglich, mit zwei Messungen, mit und ohne die eigentlich interessierende Quelle  $Q$ , deren Signalanteile herauszufiltern:

$$\vec{A}_Q = \vec{A}_{QH} - \vec{A}_{HG} \quad (124)$$

Diese Technik bewährt sich in der Praxis außerordentlich gut, wenn Einbauten (Pitot-Rohre, Mikrofonbefestigungen) relevante Signalanteile liefern. Zu beachten ist dabei, dass die resultierende Matrix keine negativen Hauptdiagonalelemente aufweist, da dies offensichtlich mathematisch unsinnig ist. Weiterhin muss gewährleistet sein, dass sich die aerodynamischen und damit auch aeroakustischen Verhältnisse in der Messstrecke durch die Entfernung des interessierenden Objekts nicht verändern. Dies kann beispielsweise bei offenen Messstrecken ein Problem darstellen. Ein Profil mit Anstellung lenkt unter Umständen den Freistrahл beträchtlich aus, so dass Teile der Strömung nicht mehr in den Kollektor treffen und damit zusätzlichen Lärm verursachen. Dieser Effekt fehlt dann bei der Hintergrundmessung. Der zusätzliche Lärm kann nicht herausgefiltert werden. Bei einer Messung im AWB (DLR-Braunschweig) trat der umgekehrte Effekt auf. Bei der Messung an einem Landeklappensystem lenkte dieses den Freistrahл von den Mikrofonen ab. Dadurch ließ sich eine deutlich größere Apertur realisieren. Bei der Hintergrundmessung trafen dann

Strömungsanteile auf die äußersten Mikrofone. Die Mikrofone übersteuerten, und es entstand zusätzlicher Lärm.

### 3.3.2 Mittelung im Frequenzbereich

Gegeben sei die aeroakustische Messung einer breitbandigen Punktquelle. Entsprechend der im Abschnitt 3.1.2 geschilderten Vorgehensweise zerlegt man die Messung in einzelne Abschnitte und berechnet damit die gemittelte KKM. Danach subtrahiert man, wie im vorigen Abschnitt beschrieben, die KKM einer Hintergrundmessung und berechnet mit der neuen Matrix für eine einzelne Fourier-Frequenz ein Acoustic Image nach Gleichung (53). Das Ergebnis wird mit ziemlicher Sicherheit unbefriedigend ausfallen, mit einem unscharfen Mainlobe und einem MSA  $< 12$  dB. Berechnet man hingegen für dasselbe Scan-Gitter die Acoustic Images für eine größere Anzahl aufeinanderfolgender Fourier-Frequenzen und addiert die Einzelbilder, erhält man ein deutlich besseres Ergebnis. Eine ähnliche Vorgehensweise wird allgemein bei der Bestimmung von Spektren angewandt. Das Spektrum einer stochastischen, quasistationären Signalquelle zeigt ohne jegliche Mittelung eine große Schwankung in den Amplituden und Phasen. Im Normalfall bildet man daher ein mittleres Spektrum aus einer großen Anzahl von Messungen. Dieses mittlere Spektrum zeigt dann bereits geringere Schwankungen. Das verbleibende Restrauschen bietet kaum physikalisch relevante Information. Im Falle einer breitbandigen Signalquelle ohne interessierende tonale Anteile summiert man daher über einzelne Frequenzbereiche, auch Frequenzbänder genannt. Üblicherweise wird das Gesamtspektrum in Terzen aufgeteilt. Die Eck- und Mittelfrequenzen der Terzbänder findet man bei [80]. Entsprechend berechnet man beim Beamforming für jeden Scan-Punkt die Summe der Energien über alle Frequenzen eines Terzbandes.

### 3.3.3 Integration des Quellgebiets

In Abschnitt 3.2.2.2 wurde erläutert, dass beim Beamforming mit Punktquellen (Nahfeld) die Orthogonalitätsbedingung verletzt wird. Daraus folgt unmittelbar, dass bei sich räumlich überlagernden Punktquellen oder Quellgebieten keine absoluten Werte für die Quellstärke angegeben werden können. Durch das frequenzabhängige Integrationsverhalten des Arrays hat der im Acoustic Image angegebene Wert tatsächlich die Einheit Quellstärke mal Längen- bzw. Flächeneinheit. Um dieses Problem zumindest näherungsweise zu lösen, wurden verschiedene Techniken der Quellgebietsintegration entwickelt (z.B. [8]). Dabei berechnet man für das verteilte Quellgebiet eine Ersatzschallquelle. Der zugrundeliegende Gedanke ist sehr einfach. Der Beampattern, die Systemantwort eines Mikrofon-Arrays auf die Anregung durch einen Monopol, ist bekannt. Damit kann für jede Quellposition und Frequenz ein integraler Wert berechnet werden, indem man den Bereich um die Quelle weiträumig abscaant und die erhaltenen Werte aufsummiert. Die Summe normiert man mit der Anzahl der berechneten Scanpunkte.

$$B_{Mp}(\vec{q}, i_F) = \frac{1}{N_S} \sum_{i_S=1}^{N_S} \left( \frac{\vec{g}^*(i_S, i_F) \cdot \vec{A}(\vec{q}, i_F) \cdot \vec{g}(i_S, i_F)}{|\vec{g}(i_S, i_F)|^4} \right) \quad (125)$$

mit

$$\vec{A}(\vec{q}, i_F) = \sigma^2 \vec{g}(\vec{q}, i_F) \cdot \vec{g}^*(\vec{q}, i_F) \quad (126)$$

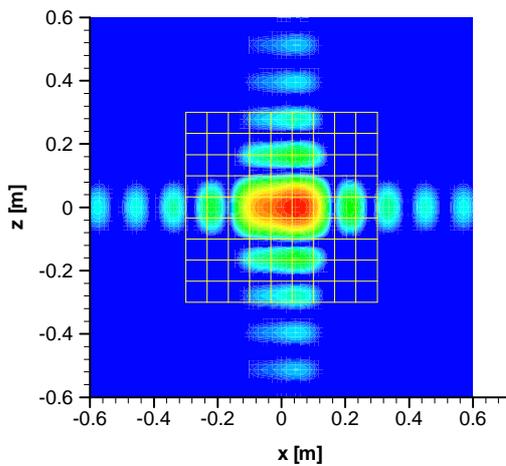
Weiterhin sei folgendes definiert:

$$\tilde{B}_{Mp}(\vec{q}, i_F) = B_{Mp}(\vec{q}, i_F, \sigma = 1) \quad (127)$$

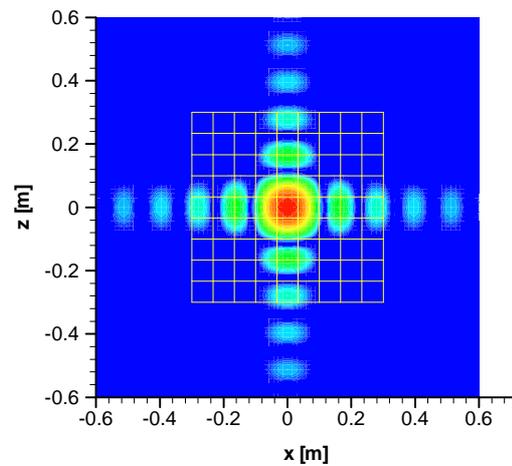
und damit:

$$B_{Mp}(\vec{q}, i_F) = \sigma^2 \cdot \tilde{B}_{Mp}(\vec{q}, i_F) \quad (128)$$

Der Ort des Monopols, im Folgenden Referenzpunkt  $\vec{q}_R$  genannt, soll dabei in der Mitte des Scanbereichs liegen (Abbildung 3.31).



**Abbildung 3.30** Acoustic Image für ein gemessenes Schallfeld mit Integrationsgitter



**Abbildung 3.31** Acoustic Image für den Referenz-Monopol mit Integrationsgitter

Nun wird der Integrale Wert für die eigentliche Messung berechnet, wobei dasselbe Scangitter zugrunde liegt (Abbildung 3.30):

$$B(i_F) = \frac{1}{N_S} \sum_{i_S=1}^{N_S} \left( \frac{\vec{g}^*(i_S, i_F) \cdot \vec{A}(i_F) \cdot \vec{g}(i_S, i_F)}{|\vec{g}(i_S, i_F)|^4} \right) \quad (129)$$

Handelt es sich dabei um die Messung eines Monopols am Ort  $\vec{q}$ , dann erhält man für die Quellstärke der Ersatzquelle:

$$\sigma_E^2(i_F) = \frac{B(\vec{q}, i_F)}{\tilde{B}(\vec{q}_R, i_F)} \quad (130)$$

unter der Voraussetzung, dass die Beampattern für den Monopolort und den Referenzpunkt  $\vec{q}_R$  nahezu identisch sind:

$$\tilde{B}_{MP}(\vec{q}, i_F) \approx \tilde{B}_{MP}(\vec{q}_R, i_F) \quad (131)$$

Das Acoustic Image eines aus  $N_Q$  inkohärenten Schallquellen  $\vec{q}(i_Q)$  bestehenden Schallfeldes kann durch lineare Überlagerung der Einzel-Images erzeugt werden (siehe Abschnitt 3.1.3). Damit kann der Ausdruck (129) umgeformt werden:

$$\begin{aligned} B(i_F) &= \frac{1}{N_S} \sum_{i_S=1}^{N_S} \left( \frac{\vec{g}^*(i_S, i_F) \cdot \left( \sum_{i_Q=1}^{N_Q} \vec{A}(i_Q, i_F) \right) \cdot \vec{g}(i_S, i_F)}{|\vec{g}(i_S, i_F)|^4} \right) \\ &= \sum_{i_Q=1}^{N_Q} B(i_Q, i_F) \\ &= \tilde{B}(\vec{q}_R, i_F) \sum_{i_Q=1}^{N_Q} \sigma^2(i_Q, i_F) + R(i_M, i_S, i_F) \end{aligned} \quad (132)$$

Man erhält also einen Näherungswert für die quadratische Summe der Quellstärken aller im Integrationsgebiet vorhandenen Quellen. Der Fehler  $R$  hängt von der Arraygeometrie, der Größe und Auflösung des Integrationsgebietes und der Frequenz ab. Eine Abschätzung zeigt Abbildung 3.32. Hier ist der Verlauf des integralen Beiwerts  $\tilde{B}_{MP}$  über den Scan-Bereich in Abhängigkeit der Frequenz dargestellt.

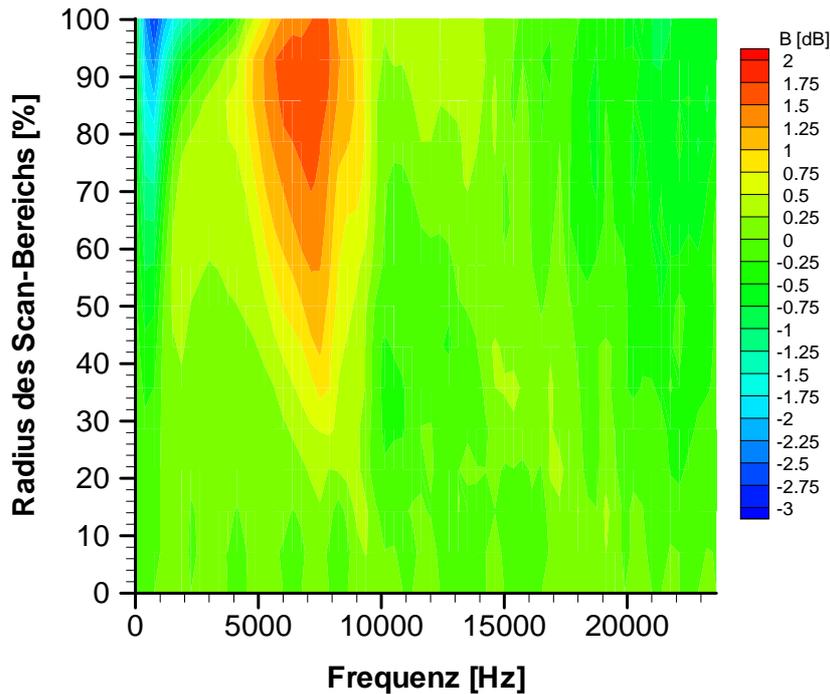


Abbildung 3.32 Integraler Beiwert B für den Wall-Array

Der Simulation liegt der Wall-Array (Kapitel 4) zugrunde. Der Scan-Bereich liegt in 1 m Abstand senkrecht zum Array. Das Ergebnis variiert mit den gewählten geometrischen Verhältnissen. Im gezeigten Fall liegen die Schwankungen in den inneren 30 % des Scan-Bereichs unterhalb von 0.5 dB. Solange also bei der Berechnung einer Ersatzquellstärke alle relevanten Signalanteile innerhalb dieses Bereiches liegen, kann der bei der Summierung entstehende Fehler vernachlässigt werden.

In der Literatur finden sich Erweiterungen des beschriebenen Verfahrens, die jedoch in der Regel eine deutlich höhere Rechenzeit in Anspruch nehmen [38].

### Linienquelle mit konstanter Quellstärke

Handelt es sich bei der Quellstruktur um eine Linienquelle konstanter Quellstärke, kann ein vereinfachtes Verfahren angewandt werden. Ein typisches Beispiel für eine Linienquelle ist die Hinterkante eines 2D-Profiles. Abbildung 3.33 zeigt den Quellstärkeverlauf (Acoustic Image, grüne Kurve) für ein zwischen zwei Seitenscheiben eingespanntes 2D-Profil.

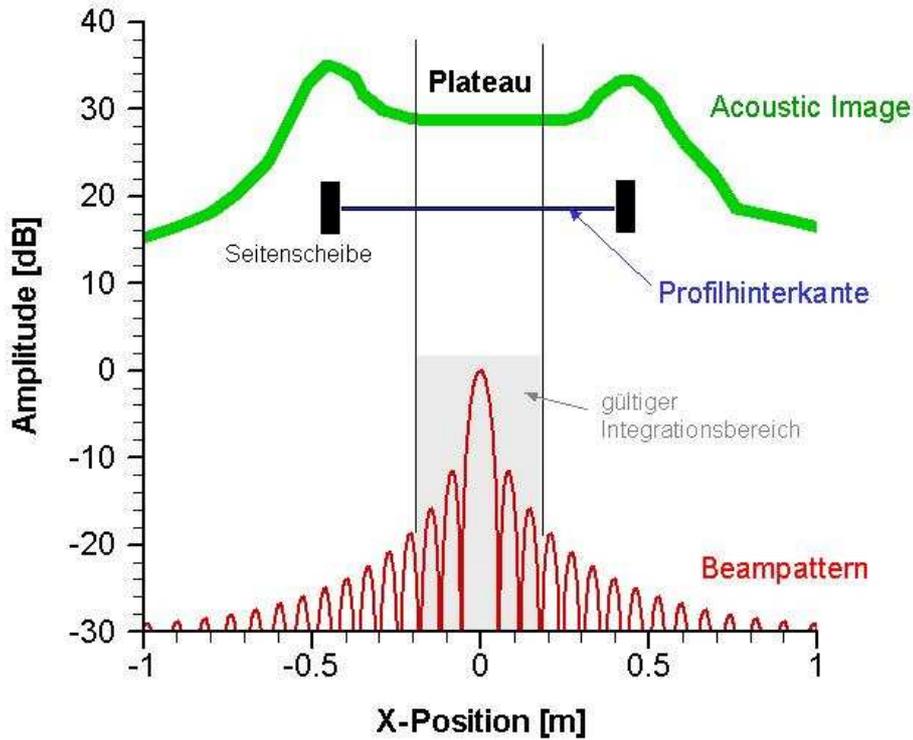


Abbildung 3.33 Berechnung der Quellstärke einer konstanten Linienquelle.

Üblicherweise kommt es durch Grenzschichteffekte zu einer Maximum-Bildung im Bereich der Seitenscheiben. Entscheidend ist das Vorhandensein eines Plateaus im mittleren Bereich der Hinterkante. Das Niveau des Plateaus hängt ab von der tatsächlichen Quellstärke an der Hinterkante und vom frequenzabhängigen Integrationsverhalten des Arrays. Dieses Integrationsverhalten wird vollständig durch den Beampattern (rote Kurve) beschrieben. Für eine unendlich ausgedehnte Hinterkante ergibt sich für den Wert des Plateaus:

$$\sigma_{Pl}^2 = \sigma_{HK}^2 \int_{s_{HK}=-\infty}^{+\infty} \left( \frac{\vec{g}^*(s_{HK}, i_F) \cdot \vec{g}(s_{HK} = 0, i_F)}{|\vec{g}(s_{HK}, i_F)|^2} \right) ds_{HK} = \sigma_{HK}^2 \tilde{B}_{Pl} \quad 133$$

Die durch den Beamforming-Algorithmus berechnete Quellstärke  $\sigma_{Pl}$  hängt also ab von der tatsächlichen Quellstärke  $\sigma_{HK}$  sowie dem Integral über den Beampattern, berechnet entlang der Hinterkante mit der Punktquelle an deren Mittelpunkt. Diese Formel ist exakt, solange das Integral über den Beampattern keinerlei relevante Anteile außerhalb des Plateaubereichs aufweist (grauer Integrationsbereich in Abbildung 3.33). Der Fehler ist somit frequenzabhängig. Eine untere Grenzfrequenz für die Anwendung von Gleichung 133 lässt sich folgendermaßen definieren:

$$d_{Pl} > MLB \quad 134$$

Die Breite des Plateaus muss die Mainlobe-Breite übersteigen. Der Plateau-Wert  $\sigma_{Pl}$  beschreibt die Quellstärke einer unendlichen beziehungsweise hinreichend ausgedehnten (Gleichung 133) Hinterkante. Durch die Normierung mit dem Integral über den Beampattern lautet die Einheit der Quellstärke an der Hinterkante

$$\sigma_{HK}^2 = \frac{\sigma_{Pl}^2}{\tilde{B}_{Pl}} \quad 135$$

Quellstärke pro Meter und damit im Normalfall dB/m. Der Wert  $\sigma_{HK}$  bezeichnet folglich die Quellstärke der Ersatzschallquelle einer Hinterkante mit einem Meter Länge.

Das Integral über den Beampattern muss für eine gegebene Arraygeometrie und Hinterkantenposition nur einmal berechnet werden. Ein typischer Verlauf des Korrekturwerts  $\tilde{B}_{Pl}(i_F)$  ist in Abbildung 3.34 dargestellt. Die Gültigkeit der Korrektur ist, wie oben erwähnt, durch Gleichung 133 begrenzt. Durch die Korrektur werden die hochfrequenten Anteile des Quellstärke-Spektrums angehoben.

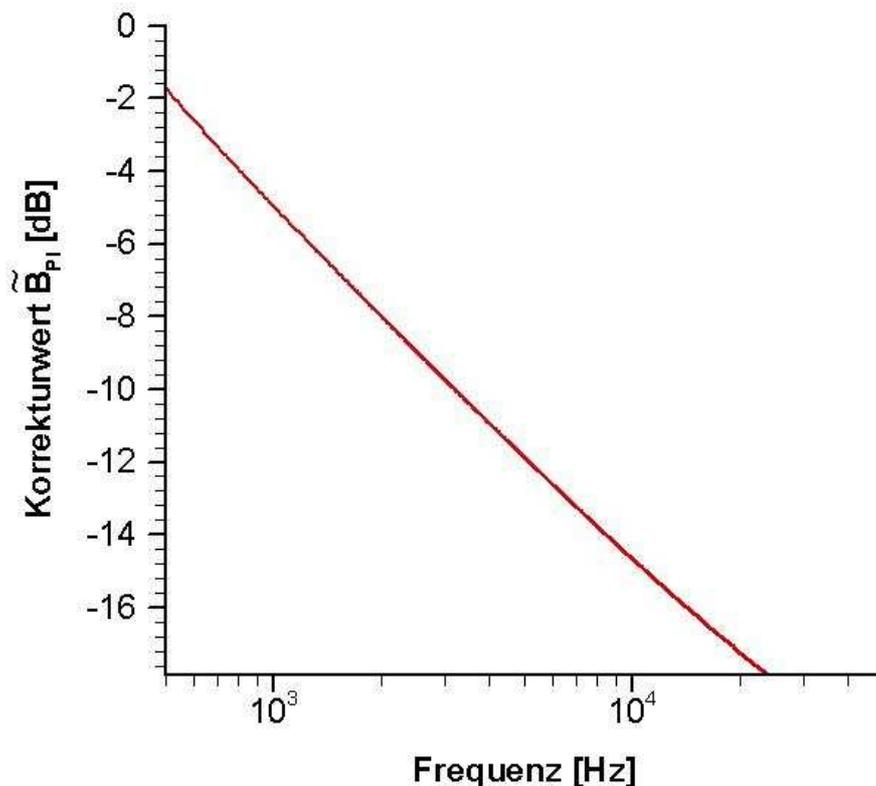


Abbildung 3.34 Verlauf des Korrekturwerts  $\tilde{B}_{Pl}(i_F)$  für eine typische Array-Geometrie

Für eine kontinuierliche Apertur (Hohlspiegel, theoretischer Array mit unendlich vielen Mikrofonen) kann die Korrekturfunktion  $\tilde{B}_{Pl}(i_F)$  analytisch berechnet werden. Korrekturfunktionen für verschiedene Arraygeometrien finden sich bei [46].

### 3.4 Array-Entwurf

Arrays für Windkanalmessungen unterscheiden sich bezüglich der geometrischen Anordnung der Mikrofone zueinander, dem sogenannten *Array-Pattern*, und nach der Platzierung des Arrays relativ zur Strömung. Im Laufe der Zeit wurde eine Vielzahl von Array-Pattern erprobt und veröffentlicht. Für eine eingehende Beschäftigung mit diesem Thema sei auf [46] verwiesen. Hauptkriterien beim Entwurf sind dabei:

- der Windkanal
  - offene/geschlossene Messstrecke
  - geometrische Abmessungen
  - Hintergrundlärmpegel
  - maximale Strömungsgeschwindigkeit
  - Strömungsqualität, Turbulenzgrad
- das Messobjekt
  - geometrische Verteilung der interessierenden Lärmquellen
  - zusätzliche Lärmquellen durch Einbau/Halterung
  - Richtcharakteristik der Lärmquellen
- die geforderte räumliche Auflösung
- die geforderte spektrale Bandbreite

#### 3.4.1 Array Pattern

##### **Eindimensionale Arrays**

Die einfachste Mikrofonanordnung ist der Linien-Array. Dabei werden die Mikrofone auf einer Geraden angeordnet. Das Auflösungsvermögen eines Linien-Arrays mit konstantem Mikrofonabstand wird im Abschnitt 3.2 ausführlich beschrieben. Tatsächlich kann bei gegebener Apertur und Mikrofonanzahl das Auflösungsvermögen durch eine nicht äquidistante Mikrofonanordnung erhöht werden. In Abbildung 3.35 wird der Beampattern für drei verschiedene Linien-Arrays verglichen. Eine Mikrofonanordnung, bei der die Mikrofonabstände zu den Seiten quadratisch anwachsen, ist der linearen Anordnung deutlich unterlegen. Bei einer logarithmischen Verteilung hingegen beträgt der vertikale Abstand zwischen Mainlobe und erster Sidelobe ca. 15 dB und damit ca. 3 dB mehr als bei der linearen Anordnung. Abbildung 3.36 zeigt einen Ausschnitt.

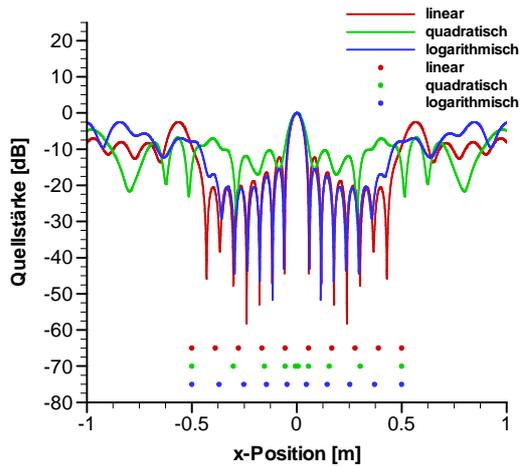


Abbildung 3.35 Vergleich der Beampattern verschiedener Linienarrays

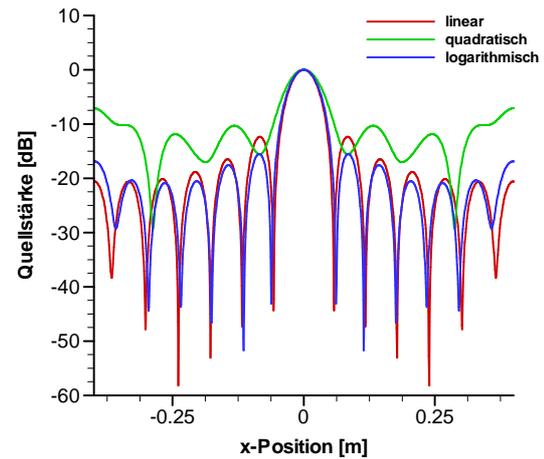


Abbildung 3.36 Vergleich der Beampattern verschiedener Linienarrays, Detail.

### Zweidimensionale Arrays

Beim Übergang zu zweidimensionalen Anordnungen gelten dieselben Regeln. Ein häufig benutztes Design ist daher die sogenannte *logarithmische Spirale*:

$$r = a \cdot e^{p \cdot \cot \alpha}$$

In der Praxis besteht der Array-Pattern aus mehreren Spiralarmen [18]. Ein weiterer häufig verwendeter Design-Ansatz ist die Zufallsverteilung. Bei diesen sogenannten *Random-Arrays* werden die Mikrofone ohne zugrundeliegende Gesetzmäßigkeit angeordnet. Diesem Ansatz liegt die Tatsache zugrunde, dass jede Gleichmäßigkeit in der Mikrofonverteilung eine ebensolche Gleichmäßigkeit in der Sidelobe-Struktur nach sich zieht. Bei einer kreuzförmigen Anordnung der Mikrofone erhält man beispielsweise stark ausgeprägte Sidelobes in Richtung der Winkelhalbierenden. Dies erschwert die Interpretation der Acoustic Images. Um den Vorteil der nicht äquidistanten Mikrofonabstände auszunutzen, werden die Mikrofone in der Zufallsanordnung zur Mitte der Apertur dichter angeordnet. Der Vorteil der Zufallsanordnung gegenüber einer logarithmischen Anordnung liegt in der Flexibilität und der relativen Unempfindlichkeit gegenüber dem Ausfall einzelner Mikrofone. Allerdings ist der MSA in der Regel geringer. Für die Untersuchungen im Rahmen der vorliegenden Arbeiten mussten für die unterschiedlichsten Messsituationen Arrays entworfen werden. Bei insgesamt 96 Mikrofonen bzw. Kanälen ist in der Praxis immer der eine oder andere Kanal defekt bzw. unbrauchbar.

### 3.4.2 Array-Positionierung

Grundsätzlich unterscheidet man Arrays nach deren Ausrichtung zur Strömung. Danach existieren drei verschiedene Array-Typen:

- Out-of Flow-Array (OFA)
- Wall-Array (WA)
- In-Flow-Array (IFA)

Alle drei Arten wurden im Rahmen der aeroakustischen Forschung am IAG eingesetzt

### **Out-of-flow-Array (OFA)**

Beim OFA werden die Mikrofone außerhalb der Strömung angeordnet. Der Einsatzbereich ist entsprechend auf offene Messstrecken beschränkt. Da die Mikrofone sich in ruhender Luft befinden, entsteht kein zusätzlicher Strömungslärm an den Mikrofonen. Die Notwendigkeit eines Windschutzes entfällt. Die Scherschicht einer offenen Messstrecke macht eine entsprechende Scherschicht-Korrektur erforderlich ([3], [72]). Die Anordnung der Mikrofone ist relativ frei. Dreidimensionale Arrays sind möglich. Abbildung 3.37, Abbildung 3.38, Abbildung 3.39 und Abbildung 3.40 zeigen typische Beispiele für Out-of-Flow-Arrays, eingesetzt für Messungen im AWB des DLR Braunschweig und im AWD des IAS, TU-Dresden, im Rahmen des SWING+ Forschungsprojektes



**Abbildung 3.37** Akustischer Windkanal Dresden (AWD) mit eingebautem OFA und der Elektro-Akustischen Punktquelle Modell 1 (EAP1).



**Abbildung 3.38** Detailansicht des OFA. Mikrofonfixierung.



**Abbildung 3.39** Akustischer Windkanal Braunschweig (AWB) mit eingebautem OFA (oben) und Hohlspiegel (unten).



**Abbildung 3.40** AWB. Detailansicht des OFA.

Beide Kanäle haben eine offene Messstrecke. Der Mikrofonträger ist jeweils ein parallel zur Strömung aufgespanntes Stahlgitter mit 12 mm-Teilung. Die Mikrofone befinden sich in Aluminiumhülsen mit einem M10-Außengewinde. Diese Hülsen werden mit Flachmuttern in dem Stahlgitter befestigt. Auf diese Weise lassen sich flexibel und schnell die unterschiedlichsten Array-Pattern realisieren. Das Schallfeld wird durch den Array nur minimal beeinflusst.

### **Wall-Array (WA)**

Beim WA werden die Mikrofone in den Wänden der Messstrecke platziert. Diese Methode wird daher vor allem bei geschlossenen Messstrecken angewendet. Eine Scherschicht-Korrektur entfällt. Die Wand-Grenzschicht erzeugt an den Mikrofonen hochpegelige Signalanteile, die mit Hilfe von absorbierendem Schaum und analogen Hochpass-Filtern weggedämpft werden müssen. Beides hat zum Teil erheblichen Einfluss auf den Amplituden- und Frequenzgang des Messsystems und muss daher bei der Kalibrierung des Messsystems berücksichtigt werden. Bei einem hinreichend großen Dynamikbereich der gesamten Messkette kann alternativ versucht werden, diese rein stochastischen Signalanteile durch eine

hohe Anzahl an Mittelungen beim Beamforming wegzudämpfen. Die Anordnung der Mikrofone ist durch die Messstreckengeometrie eingeschränkt. Bei einer dreidimensionalen Anordnung unter Einbeziehung mehrerer Kanalwände ist durch die großen Entfernungen mit Kohärenzproblemen zwischen den einzelnen Mikrofonensignalen zu rechnen. In Abbildung 3.41 und Abbildung 3.42 ist der Wall-Array im LWK abgebildet. Angesichts des Aufbaus des LWK sind die Optionen für den Entwurf eingeschränkt. Die Messstreckenwände sind größtenteils mit Druckbohrungen für die Auftriebsbestimmung bedeckt. Eine einfache und flexible Lösung bestand darin, die Messstreckentür durch eine Austauschkonstruktion zu ersetzen, in der anstelle der Druckbohrungen die Mikrofone platziert wurden. Abbildung 3.41 zeigt die Messstrecke des LWK mit dem eingebauten Wall-Array. Abbildung 3.42 zeigt die geöffnete Windkanaltür mit dem Windschutz. Durch die Abmessungen der Tür und die Abrundungen der Messstrecke ergeben sich die maximalen Abmessungen für den WA: 1 m in Strömungsrichtung (x-Richtung), 0.5 m in Spannweitenrichtung der Windkanalmodelle (z-Richtung). Die Tür ist aus Aluminium gefertigt, mit einer 1 m x 0.5 m großen Aussparung, in die der eigentliche Array eingeschraubt wird. Die Messstreckenrundungen sind mit Füllstücken aus Styropor und GFK nachgebildet. Der eigentliche Array besteht aus einer 8 mm Aluminiumplatte. Die Mikrofone sind in Aluminiumhülsen mit M10-Außengewinde befestigt, die wiederum in die Arrayplatte eingeschraubt werden.

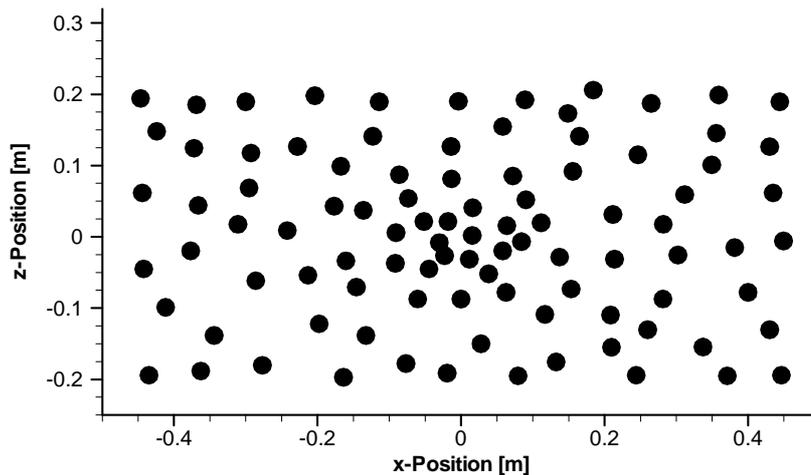


**Abbildung 3.41 Laminarwindkanal Stuttgart (LWK) mit WA und eingebautem Windkanalmodell.**



**Abbildung 3.42 Windkanaltür mit Mikrofon-Windschutz.**

Auf die Arrayplatte ist eine 2.5 cm dicke Schaumplatte aufgeklebt. Der Schaum ist offenporig und wird speziell als Windschutz für Mikrofone eingesetzt. Die Oberfläche des Schaums ist bündig mit der Kanalwand. Die Anordnung der Mikrofone ist in Abbildung 3.43 zu sehen. Die exakten Koordinaten finden sich in Tabelle 1.



**Abbildung 3.43** Array-Pattern des Wall-Arrays

Der beschriebene WA wurde in mehreren Mess-Kampagnen im LWK eingesetzt. Dabei wurde deutlich, dass der Erfolg der Messungen in hohem Maße von der Stärke der Lärmquelle abhängt. Die erfolgreichen Untersuchungen über die Reflexionseigenschaften in der Messstrecke (siehe Kapitel 4) basieren auf Punktquellenmessungen und Messungen an Plastilin-Knoten. Bei den Punktquellenmessungen kann der SRA durch eine entsprechend lange Messzeit nahezu beliebig verbessert werden, da das Signal bekannt ist und exakt synchron mit der Datenerfassung generiert wird. Die Plastilin-Knoten wurden so ausgeformt, dass eine hochpegelige und breitbandige Lärmabstrahlung gewährleistet war.

Messungen an herkömmlichen 2D-Profilen lieferten jedoch keinerlei verwertbare Ergebnisse. Die Hauptursache dafür liegt darin, dass die Hinterkante eines Profils deutlich leiser ist als die Plastilin-Knoten. Die Fähigkeit der Arraytechnik, auch Lärmquellen zu erfassen, die deutlich leiser als die eigentlich dominierende Lärmquelle sind, solange sie nur hinreichend räumlich getrennt sind, ist begrenzt und hängt in großem Maße von der Kanalgeometrie ab.

### **In-Flow-Array (IFA)**

Beim IFA werden die Mikrofone direkt in der Strömung platziert. Ohne entsprechende konstruktive Lösungen wird es an den Mikrofonen zu Turbulenzbildung kommen. Die damit verbundenen Druckschwankungen sind hochpegelig genug, um das eigentliche Signal vollständig zu verdecken. Darüber hinaus entsteht durch die Halterung der Mikrofone zusätzlicher Lärm, der wiederum von den anderen Mikrofonen mitgemessen wird. Im Gegensatz zum OFA und WA hat der IFA einen Einfluss auf die Kanalströmung und damit potenziell auch auf die Strömungsverhältnisse am Windkanalmodell. Der Vorteil eines IFA liegt in der Möglichkeit, die Mikrofone in unmittelbarer Nähe der interessierenden Lärmquelle zu platzieren. Bei der Arraygeometrie kann auf Eigenheiten der Lärmquelle eingegangen werden.

Am IAG wurden verschiedene In-Flow-Arrays getestet und letztendlich erfolgreich im LWK eingesetzt. Entwicklung und Einsatz werden in Kapitel 5 dargelegt

## 4 Beamforming im reflexionsbehafteten Schallfeld

Im Abschnitt 2.4.2 wurde gezeigt, dass eine Schallquelle zwischen parallelen Wänden eine theoretisch unendliche Anzahl von Spiegelquellen erzeugt. Diese Quellen sind exakt kohärent zur Erzeugerquelle. Im Abschnitt 3.1 wurde gezeigt, dass bei hinreichender zeitlicher Mittelung das Acoustic Image eines von mehreren inkohärenten Quellen gebildeten Schallfelds durch lineare, additive Überlagerung der Acoustic Images der einzelnen Quellen nachgebildet werden kann, dass also eine Zerlegung des Schallfeldes in seine Bestandteile zumindest in einigen Sonderfällen exakt möglich ist. Bei kohärenten Quellen ist diese Überlagerung nicht mehr linear. Die Acoustic Images verlieren an Schärfe. Eine vollständige Zerlegung ist unmöglich. Die folgenden Abbildungen verdeutlichen diesen Sachverhalt. Dargestellt ist der simulierte Array-Output. Abbildung 4.1 zeigt den Output für zwei einzelne, getrennt „gemessene“ Quellen sowie das Ergebnis der inkohärenten Überlagerung der Signalanteile. Abbildung 4.2 zeigt das Ergebnis derselben Quellgeometrien bei kohärenter Überlagerung der Signalanteile. In diesem Fall ist es nicht möglich, die Einzelquellen zu trennen. Weder der Ort noch die Quellstärke kann exakt angegeben werden.

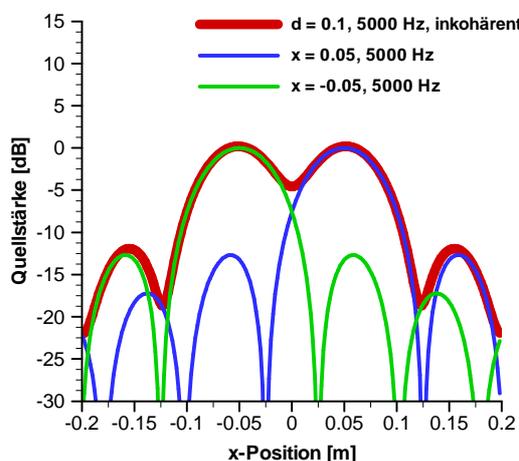


Abbildung 4.1 Array-Output für zwei inkohärente Monopole. Vergleich mit den Array-Outputs bei getrennter Simulation

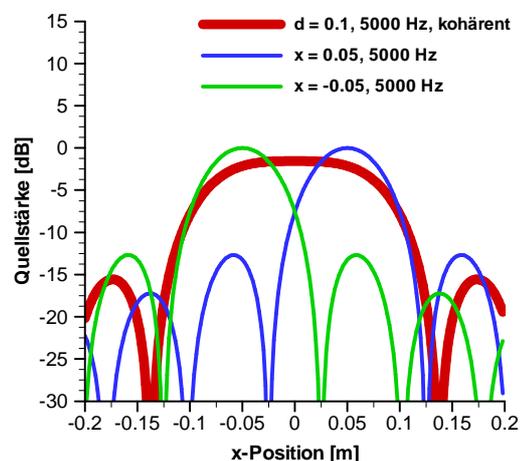


Abbildung 4.2 Array-Output für zwei kohärente Monopole. Vergleich mit den Array-Outputs bei getrennter Simulation

### 4.1 Reflection-Canceller

Die Erzeugerquelle bildet mit ihren kohärenten Spiegelquellen eine agierende Einheit, die wiederum als Quelle aufgefasst werden kann, deren Schallausbreitung durch Gleichung (47)

beschrieben wird. Der Ansatz zur Lösung des Reflexionsproblems ist damit relativ einfach. Der herkömmliche Beamforming-Algorithmus

$$b_{cbf}(\vec{s}) = \frac{\vec{g}^*(\vec{s}) \cdot \vec{A} \cdot \vec{g}(\vec{s})}{|\vec{g}(\vec{s})|^4} \quad (136)$$

berechnet die Übereinstimmung des gemessenen Schallfelds mit einem virtuellen Monopol an der Scanposition  $\vec{s}$ . Die Schallausbreitung zwischen ebenen Wänden entspricht nicht der eines Monopols. Daher wird der Ansatz für den Steuervektor  $\vec{g}$  nach Gleichung (47) modifiziert:

$$\vec{g}_{\text{mod}}(\vec{m}, \vec{s}) = \vec{g}_{cbf}(\vec{m}, \vec{s}) + \sum_{i_R=1}^{\infty} \vec{g}(\vec{m}, \vec{s}(i_R)) \quad (137)$$

Der modifizierte Steuervektor setzt sich nun zusammen aus dem Steuervektor für die Erzeugerquelle sowie einem Anteil für jede Spiegelquelle. In der Realität wird die Anzahl der Spiegelquellen durch eine Reihe von Faktoren begrenzt:

- Die Schallwellen werden an den Kanalwänden nicht vollständig reflektiert. Ein kleiner Teil der Energie wird absorbiert.
- Die Spiegelquellen befinden sich mit jeder Generation in einem annähernd doppelten Abstand zu den Mikrofonen. Entsprechend halbiert sich der Schalldruckanteil der Spiegelquellen in den Mikrofonensignalen. Eine Welle mit der halben Amplitude wird jedoch bei der Digitalisierung des elektrischen Mikrofonensignals mit einem Bit weniger aufgelöst. Bei maximal 18 Bit verschwinden die Reflexionsanteile allmählich im elektrischen Grundrauschen.
- Die Wandgrenzschicht verzerrt die Schallwellen. Dieser Effekt macht sich besonders bei den energieärmeren hochfrequenten Signalanteilen bemerkbar. Durch die Verzerrung nimmt die Kohärenz zwischen den Signalanteilen der Originalquelle und denen der Spiegelquellen ab.

Daher wird die Anzahl von Reflexionen in der Praxis begrenzt. Diese Anzahl wird im Folgenden als *Generations* bezeichnet. Mit Hilfe des erweiterten Richtungsvektors kann nun der herkömmliche Beamforming-Algorithmus für die Anwendung in reflexionsbehafteten Messstrecken modifiziert werden. Der entstehende Algorithmus wird im Folgenden *Reflection Canceller* (RC) genannt:

$$b_{RC}(\vec{s}) = \frac{\vec{g}_{RC}^*(\vec{s}) \cdot \vec{A} \cdot \vec{g}_{RC}(\vec{s})}{|\vec{g}_{RC}(\vec{s})|^4} \quad (138)$$

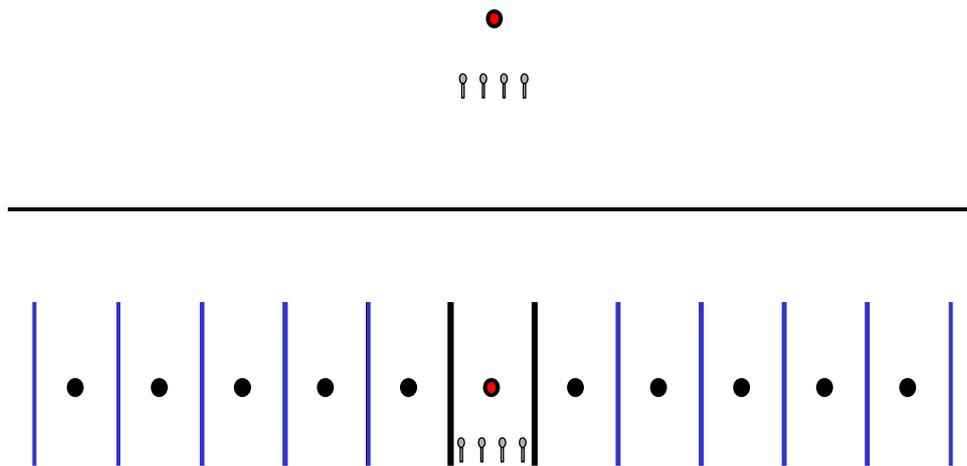
mit dem Richtungsvektor:

$$\vec{g}_{RC}(\vec{m}, \vec{s}) = \vec{g}_{CBF}(\vec{m}, \vec{s}) + \sum_{i_R=1}^{N_R} \vec{g}(\vec{m}, \vec{s}(i_R)) \quad (139)$$

### 4.1.1 Beampattern

Zunächst soll nun untersucht werden, welchen Einfluss die Reflexionen und ihre Kompensation im RC auf die Funktionsweise des Arrays haben. Dazu wird der Beampattern für CBF und RC berechnet. In den Simulationen wird eine lineare Mikrofonverteilung angenommen. Abbildung 4.3 zeigt die geometrische Quellenordnung für beide Fälle. Aus Gründen der Anschaulichkeit wurden für den RC nur 5 Generationen modelliert.

#### Classical Beamforming ohne Reflexionen



#### Reflection Canceller mit 5 Generationen

**Abbildung 4.3 Vergleich der geometrischen Quellenordnung für das Beamforming ohne und mit Reflexionen.**

Abbildung 4.4 und Abbildung 4.5 zeigen den Beampattern für CBF bzw. RC bei jeweils 4 kHz und identischer geometrischer Anordnung von Mikrofonen und Quelle. Für den RC werden parallele Wände bei  $\pm 0.5$  m mit 10 Generationen angesetzt.

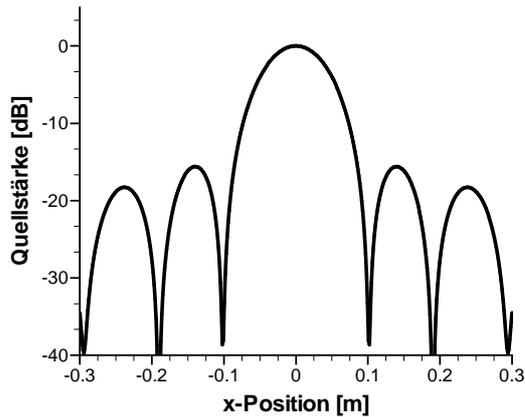


Abbildung 4.4 Beampattern für einen Linienarray, CBF,  $F = 4$  kHz.

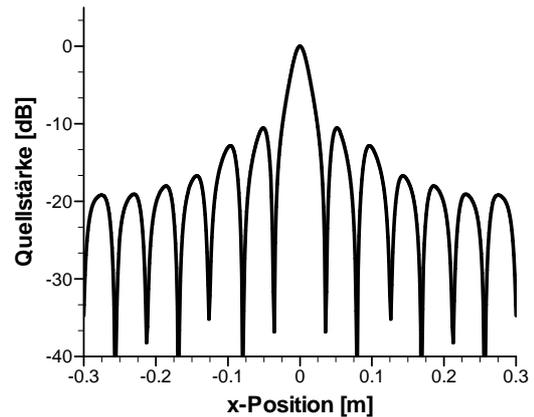


Abbildung 4.5 Beampattern für einen Linienarray, RC mit  $N_G = 10$ ,  $F = 4$  kHz.

Beide Algorithmen liefern exakte Werte für Quellort und Quellstärke. Bemerkenswert ist der deutlich verringerte Sidelobe-Abstand beim RC. Dies ist gleichbedeutend mit einer verbesserten räumlichen Auflösung. Dieses Phänomen wird noch deutlicher, wenn man zwei Quellen in einem geringen Abstand generiert. Während CBF die beiden Quellen bei 4000 Hz nicht trennen kann (Abbildung 4.6), gelingt dies mit dem RC bei derselben Frequenz sehr gut (Abbildung 4.7).

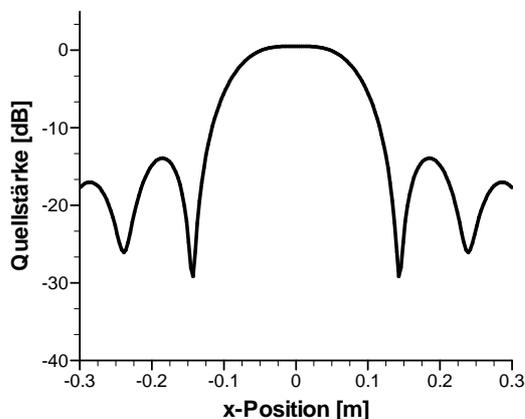


Abbildung 4.6 Array Output für zwei inkohärente Monopole, CBF,  $F = 4$  kHz.

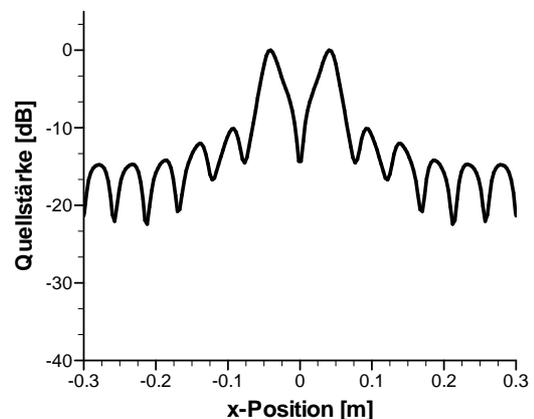


Abbildung 4.7 Array Output für zwei inkohärente Monopole, RC mit  $N_G = 10$ ,  $F = 4$  kHz.

Bei einer deutlich höheren Frequenz von 14 kHz und derselben geometrischen Anordnung kann CBF die Quellen zwar unterscheiden (Abbildung 4.8), der RC liefert aber wiederum die höhere Auflösung (Abbildung 4.9). Dabei ist zu beachten, dass beim RC im Vergleich zum CBF die Sidelobe-Pegel leicht angehoben sind.

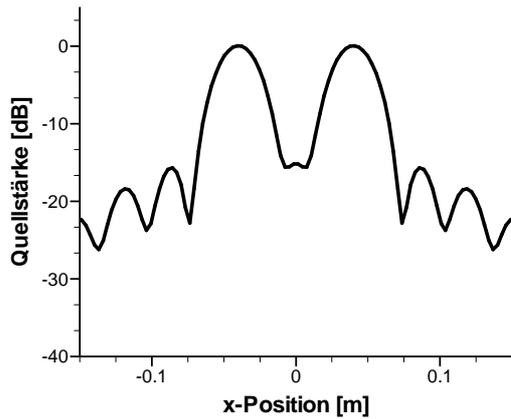


Abbildung 4.8 Array Output für zwei inkohärente Monopole, CBF,  $F = 12$  kHz.

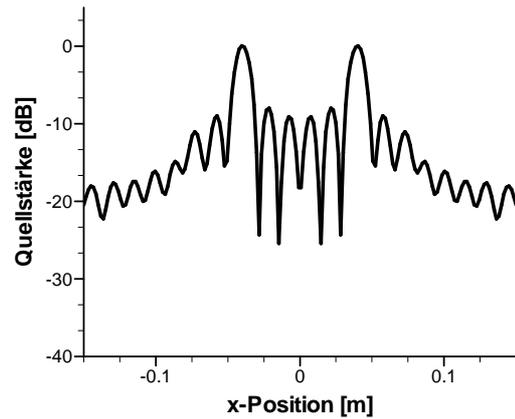


Abbildung 4.9 Array Output für zwei inkohärente Monopole, RC mit  $N_G = 10$ ,  $F = 12$  kHz.

#### 4.1.2 Breitband-Pattern

Die Eigenschaften eines Beamforming-Algorithmus lassen sich am besten mit dem Breitband-Pattern (BBP) veranschaulichen (siehe Abschnitt 3.2.2). Der gewählte Frequenzbereich (700 Hz - 20 kHz) entspricht der Bandbreite des bei den nachfolgenden Messungen eingesetzten Messsystems. Abbildung 4.10 zeigt den BBP für CBF. Deutlich erkennbar ist die Frequenzabhängigkeit des räumlichen Auflösungsvermögens. Der BBP des RC (Abbildung 4.11) zeigt dagegen erwartungsgemäß eine deutliche Verbesserung des Auflösungsvermögens über den gesamten Frequenzbereich. Der Abstand der Wände entspricht dem Abstand der Kanalwände in z-Richtung im LWK. Die Unschärfen der Darstellung sind eine Folge der numerischen Auflösung. Der Abstand der Auswertepunkte (1 cm) entspricht dem Abstand der Messpunkte in den folgenden Windkanalmessungen. Bei einer höheren numerischen Auflösung zeigt sich ein glatter Verlauf der Kurven, sowohl entlang der räumlichen als auch der spektralen Achse.

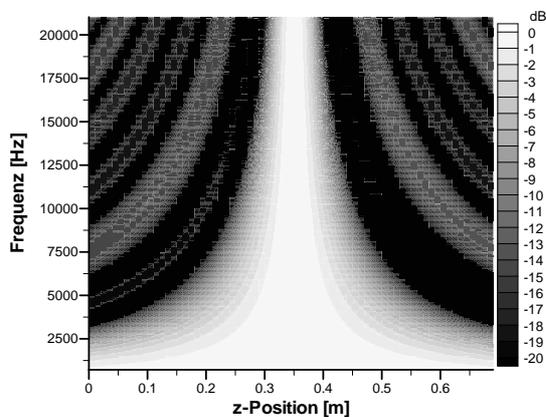


Abbildung 4.10 Breitband-Pattern (BBP) für den Wall-Array und Monopolanregung, CBF

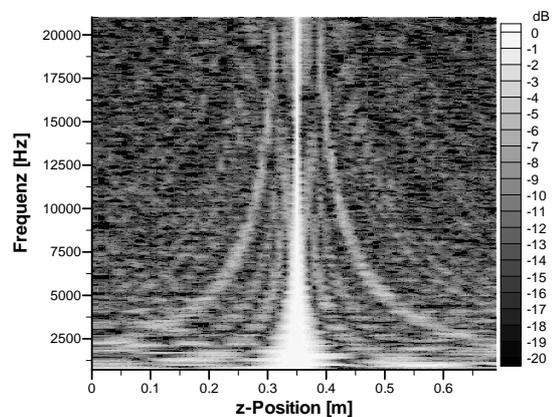


Abbildung 4.11 Breitband-Pattern (BBP) für den Wall-Array und Monopolanregung, RC mit  $N_G = 10$ .

## 4.2 Versuchsaufbau

Bei allen gezeigten Simulationen mit dem RC wurden 10 Generationen von Spiegelquellen angesetzt. Bei vollständiger Reflexion geht die Generationenanzahl gegen unendlich. In der Messstrecke des LWK dürfte die Generationenanzahl durch Dämpfungseffekte der Kanalwände deutlich begrenzt werden. Für eine korrekte Anwendung des RC muss die Generationenanzahl bekannt sein. Diese ist eine charakteristische Größe der Messumgebung und kann daher nur vor Ort im LWK bestimmt werden. Die Grundannahme für die Gesetzmäßigkeit der Schallausbreitung ist beim RC ebenso wie beim CBF der Monopol, mit dem Unterschied, dass nun die Reflexionen mit einberechnet werden. Für eine korrekte Bestimmung der Generationenanzahl müssen also Punktquellenmessungen in der Messstrecke durchgeführt werden. Die Punktquelle sollte dabei im interessierenden Frequenzbereich Monopolcharakter haben.

### 4.2.1 Vorarbeiten

Da der LWK die meiste Zeit des Jahres mit Forschungs- und Auftragsarbeiten belegt ist, wurde für die ersten Prinzipversuche ein 1:1 Modell der LWK-Messstrecke angefertigt (Abbildung 4.12, Abbildung 4.13).



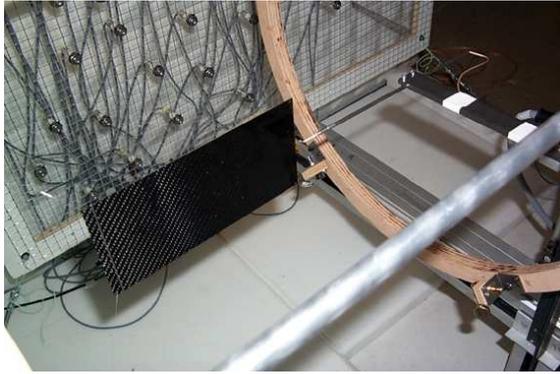
**Abbildung 4.12** Modell der LWK-Messstrecke mit 48 Kanal-Wall-Array



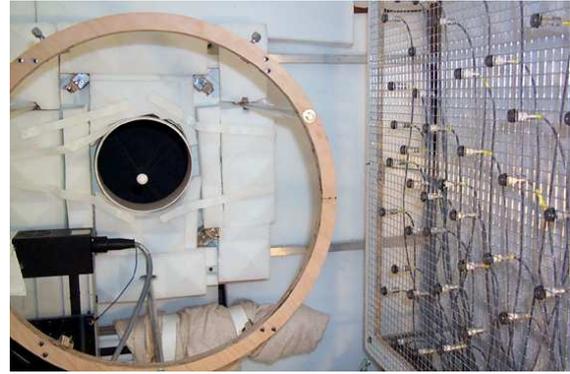
**Abbildung 4.13** Innenansicht des Messstreckenmodells mit einfacher Punktquelle

Es handelt sich dabei um eine einfache Holzkiste, die in den Abmessungen exakt den Abmessungen der LWK-Messstrecke entspricht. Aus Gründen der besseren Zugänglichkeit ist die Geometrie um  $90^\circ$  Grad gedreht. In der Kiste lassen sich somit Reflexionen in z-Richtung und y-Richtung nachbilden. In Strömungsrichtung (x-Richtung) ist der LWK prinzipbedingt nahezu reflexionsfrei. Dieser Effekt wird in der Kiste durch Dämmmatten erreicht. Die Punktquelle bestand in diesem frühen Entwicklungsstadium aus einem einfachen Lautsprecher, der mit einer Aluminiumplatte abgedichtet wurde, in deren Mitte der Schall aus einer 4 mm-Bohrung austreten konnte. Der Array bestand aus 48 Mikrofonen in einer Random-Anordnung. Mit diesem einfachen Versuchsaufbau ließ sich der in den Simulationen beobachtete Effekt des verbesserten räumlichen Auflösungsvermögens erstmalig experimentell nachweisen [33]. Für die Verhältnisse bei echten Messungen im LWK waren diese Ergebnisse allerdings nur bedingt aussagekräftig, da weder die tatsächlichen Reflexionseigenschaften der Kanalwände noch der Einfluss der Strömung mit allen Folgeeffekten berücksichtigt werden konnten.

Während der AWD-Messungen im Januar 2001, die im Rahmen des DFG-Forschungsprojektes SWING+ in Zusammenarbeit mit dem Institut für Akustik und Sprachkommunikation (IAS) der TU-Dresden durchgeführt wurden, ergab sich die Gelegenheit, die Qualität der elektroakustischen Punktquelle Modell 1 (EAP1, siehe Abschnitt 8.1) im Zusammenspiel mit aerodynamischer Lärmerzeugung zu untersuchen. Der AWD (Akustischer Windkanal Dresden) zeichnet sich durch einen extrem niedrigen Hintergrundlärmpegel aus. Es handelt sich um eine offene Messstrecke ohne Kollektor. Der Durchmesser des Freistrahls ist 20 cm. Die maximal erreichbare Strömungsgeschwindigkeit liegt bei 37 m/s. Die Wände der Messstrecke sind mit absorbierendem Schaum ausgekleidet (siehe Abbildung 3.37). Vermessen wurde die aeroakustische Schallabstrahlung einer ebenen Platte (Abmaße 20 cm x 10 cm) (Abbildung 4.14) und einer Kugel (Durchmesser 2 cm) (Abbildung 4.15). In beiden Fällen konnte der Ort der dominanten Schallquelle (im Falle der Platte deren Hinterkante) mit dem CBF lokalisiert werden. Im Falle der ebenen Platte ergab sich eine sehr gute Übereinstimmung mit einer Simulation des Hinterkantenlärms (Simulationscode SATIN) [62]. Bei ausgeschaltetem Kanal und leerer Messstrecke wurde mit Hilfe der Hitzdraht-Traversiervorrichtung das Schallfeld der EAP1 entlang einer Linie in Strömungsrichtung durch den geometrischen Ort von Plattenhinterkante und Kugel vermessen. Die so gemessenen Richtungsvektoren wurden mit einer Strömungskorrektur (siehe Abschnitt 2.2) versehen und im CBF anstelle der simulierten Richtungsvektoren eingesetzt. Die Ergebnisse der beiden Vorgehensweisen (gemessene oder simulierte Richtungsvektoren) zeigten für beide Testobjekte über einen weiten Frequenzbereich eine gute Übereinstimmung [34].

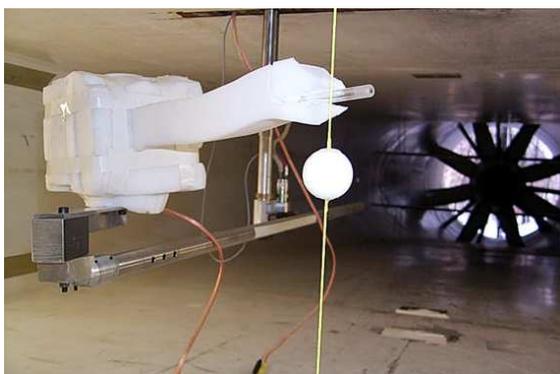


**Abbildung 4.14** Akustischer Windkanal Dresden (AWD) mit eingebautem OFA, Messung an der ebenen Platte.

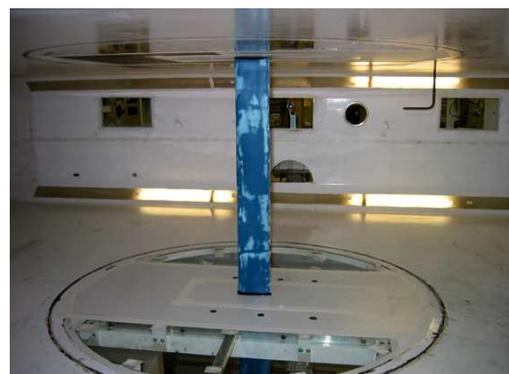


**Abbildung 4.15** AWD mit OFA. Messung an einer Styroporkugel, Durchmesser 2 cm.

Nach dem Erfolg der beschriebenen Voruntersuchungen sollten nun die akustischen Verhältnisse in der LWK-Messstrecke erfasst werden. Dazu wurde die EAP1 im LWK in z-Richtung traversiert (Abbildung 4.16). Ein Optimierungs-Algorithmus berechnete die optimale Generationenanzahl durch direkten Vergleich der gemessenen mit den im RC generierten Richtungsvektoren. Das Optimum lag dabei bei etwa 7 Generationen, wobei die Resultate zwischen 4-10 Generationen nur eine geringe Streuung aufwiesen. Der Effekt der verbesserten räumlichen Auflösung ließ sich wiederum zweifelsfrei nachweisen [34]. Leider scheiterten alle Versuche, den RC mit aeroakustischem Lärm zu testen. Zum einen ist die EAP1 nicht aerodynamisch optimiert und kann daher nicht bei laufendem Kanal eingesetzt werden. Zum anderen war das zu diesem Zeitpunkt eingesetzte Array-System nicht in der Lage, den aeroakustischen Lärm der Versuchskörper (ebene Platte, Kugel) aus dem Hintergrundlärm des LWK hinreichend herauszufiltern.



**Abbildung 4.16** Elektro-Akustische Punktquelle Modell 1 (EAP1) in der LWK-Messstrecke zusammen mit Styroporkugel.



**Abbildung 4.17** Elektro-Akustische Punktquelle Modell 2 (EAP2), eingebaut in die LWK-Messstrecke.

#### 4.2.2 Akustische Vermessung der LWK-Messstrecke

Die in den Vorarbeiten gewonnenen Erfahrungen führten zu einer kompletten Neuentwicklung des gesamten Messapparats. Detaillierte Beschreibungen der Komponenten finden sich im Anhang 8.1. Der eingesetzte Wall-Array wird im Abschnitt 3.4.2 dokumentiert. Abbildung 4.17 zeigt die EAP2 in der Messstrecke. Eine ausführliche Beschreibung der EAP2 findet sich in 8.1.5. Die Integration der Punktquelle in ein NACA-0015-Profil ermöglichte es, erstmalig die Reflexionseigenschaften des LWK bei laufendem Kanal zu untersuchen, da die zusätzliche Schallerzeugung des Profils gegenüber dem Signal der Punktquelle vernachlässigbar ist. Der verbleibende Rauschanteil kann dank der exakten Synchronisierung von Signalgenerierung und -erfassung durch hinreichende zeitliche Mittelung weiter gedämpft werden. Die EAP2 wurde bei 0, 30, 40, 50 m/s in Zentimeterintervallen über die gesamte Kanalhöhe (z-Richtung, 0.73 m) verfahren.

Zum Vergleich der so gemessenen Richtungsvektoren (Measured Steering Vectors, MSV) mit den Ergebnissen der Simulation wurde entsprechend für jede Strömungsgeschwindigkeit ein BBP berechnet. Dabei geht die Messung mit der Schallaustrittsöffnung in der Kanalmitte in die Korrelationsmatrix  $\vec{A}$  ein, wohingegen alle 73 Messungen als Richtungsvektoren verwendet werden. Damit erlangt man ein räumliches Diskretisierungsintervall von 1 cm mit 73 Scanpunkten. Um die Amplitudenschwankungen der EAP2 auszugleichen und damit eine Vergleichbarkeit der Darstellung mit dem BBP der Simulationen zu erreichen, wurden die Ergebnisse für jede Frequenz auf 0 dB normiert. Die auf diese Weise berechneten BBP sind für alle drei Strömungsgeschwindigkeiten praktisch identisch. In Abbildung 4.18 ist daher exemplarisch das Ergebnis bei 40 m/s dargestellt. Es zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung mit dem simulierten BBP des RC (Abbildung 4.11).

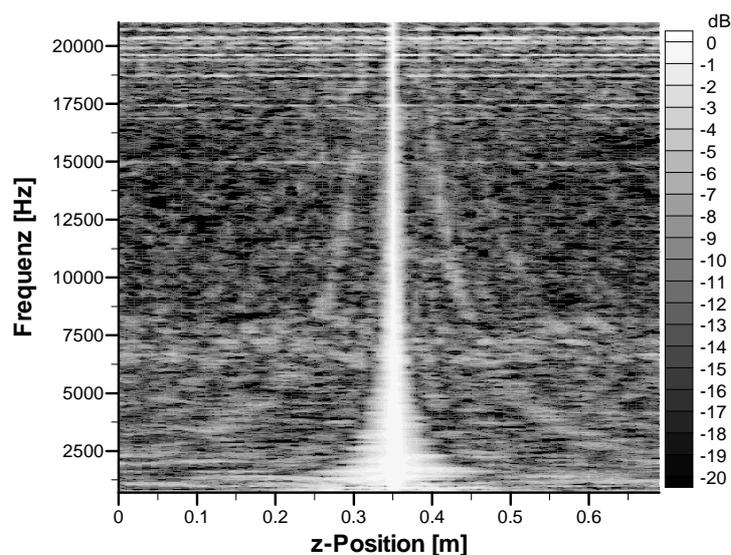


Abbildung 4.18 Breitband-Pattern (BBP), berechnet aus den Punktquellen-Messungen (Measured Steering Vectors MSV) mit dem Wall-Array.

Der erhöhte Rauschanteil in einigen Frequenzbereichen ist auf verbliebene Rauschanteile in den Messungen zurückzuführen.

### 4.2.3 T-Wert

Um die tatsächliche Übereinstimmung der simulierten mit den gemessenen Richtungsvektoren zu bestimmen, wird der folgende Parameter definiert:

$$T = \frac{\vec{g}_{msv} \cdot \vec{g}_{rc}^*}{|\vec{g}_{msv}| \cdot |\vec{g}_{rc}|} \quad (140)$$

Diese Formel ist im wesentlichen ein normiertes Skalarprodukt zwischen dem gemessenen und dem simulierten Richtungsvektor. Entsprechend gilt:

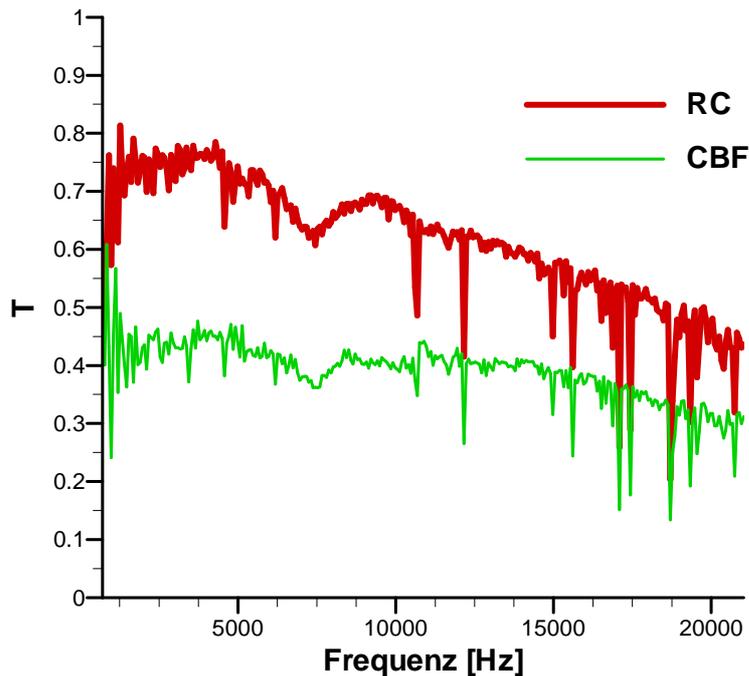
$$0 \leq T \leq 1 \quad (141)$$

Der Maximalwert ist gleichbedeutend mit vollständiger Übereinstimmung der beiden Vektoren, während der Minimalwert nur bei Orthogonalität der Vektoren erreicht wird. Der Wert  $T$  bildet die zu optimierende Größe in einem Algorithmus, der die gemessenen mit den simulierten Richtungsvektoren vergleicht. Variiert wird dabei die Generationenanzahl, wobei für

$N_G = 0$  der RC und CBF identisch arbeiten. Die maximal untersuchte Generationenanzahl ist 30. Der Wert  $T$  wird für alle gemessenen Richtungsvektoren berechnet. Der untersuchte Parameterraum umfasst folglich

- die gesamte z-Achse (73 Positionen)
- Frequenzen zwischen 700 Hz und 20 kHz (entsprechend dem Multisinus, Anhang 8.3)
- 0, 30, 40, 50 m/s
- Generationenzahl zwischen 0 und 30

Die dabei aufgetretenen Variationen sind gering. Der bestimmende Parameter ist die Generationenanzahl, wobei der größte Unterschied zwischen 0 (CBF) und 1 auftritt. Zwischen 4-10 Generationen sind die Unterschiede vernachlässigbar. Die Unterschiede für verschiedene Orte auf der z-Achse bewegen sich innerhalb von 5 %. Daher wird für die Darstellung jeweils der Mittelwert über die ganze z-Achse gebildet. Dieser Mittelwert ist in Abbildung 4.19 für CBF und RC mit 10 Generationen über der Frequenz aufgetragen. Die Geschwindigkeit ist 40 m/s.



**Abbildung 4.19** Spektraler Vergleich des Übereinstimmungsparameters  $T$  für CBF und RC mit  $N_G = 10$ .

Der Wert  $T$  nimmt mit steigender Geschwindigkeit ab, ohne dass sich am grundsätzlichen Charakter der Kurven etwas ändert. Der RC liefert in jedem Fall deutlich höhere Übereinstimmungswerte als der CBF. Der Maximalwert wird nicht erreicht. Die Werte nehmen mit steigender Frequenz deutlich ab. Dafür ist eine ganze Reihe von Gründen zu nennen:

- Messfehler
  - Richtcharakteristik der Mikrofone
  - Positionierungsfehler der Mikrofone
  - Synchronisierungsfehler zwischen den AD-Wandlern
  - Quantisierungsfehler (max. 18 Bit, eff. 14 Bit)
- Hintergrundlärm
- Eigenlärm an den Mikrofonen
- Elektrische Einstreuungen
- Geometriefehler der Kanalwände
- Dämpfungseffekte der Kanalwände
- Grenzschichteffekte
- Richtcharakteristik der Punktquelle

Vor allem die letztgenannte Fehlerquelle ist für den Abfall der Übereinstimmungswerte zu den höheren Frequenzen hin verantwortlich zu machen. Die Grundannahme bei jeder Art von Monopolquelle ist:

$$d \ll \lambda \quad (142)$$

Der Durchmesser  $d$  der Schallausstrittsöffnung muss klein sein gegen die Wellenlänge. Bei einem Lochdurchmesser von 4 mm ist diese Bedingung nur für Frequenzen unterhalb von ca. 6 kHz hinreichend erfüllt. Der Wall-Array hat jedoch eine Apertur von maximal 1 m ( $x$ -Richtung) und einen lotrechten Abstand zur EAP2 von 1.35 m. Die Mikrofone liegen also in einem Winkelbereich von ca. 40 °. Die Abweichungen vom idealisierten Monopol werden also erst bei höheren Frequenzen vom Array wahrgenommen. Eine exakte Vermessung der Richtcharakteristik kann nur in einem schalltoten Raum durchgeführt werden. Für die angestrebten Untersuchungen ist das bisher erzielte Ergebnis jedoch hinreichend. Der RC erzielt über den ganzen Frequenzbereich und für alle Windgeschwindigkeiten und Positionen entlang der  $z$ -Achse eine deutlich höhere Übereinstimmung mit der Messung als der CBF.

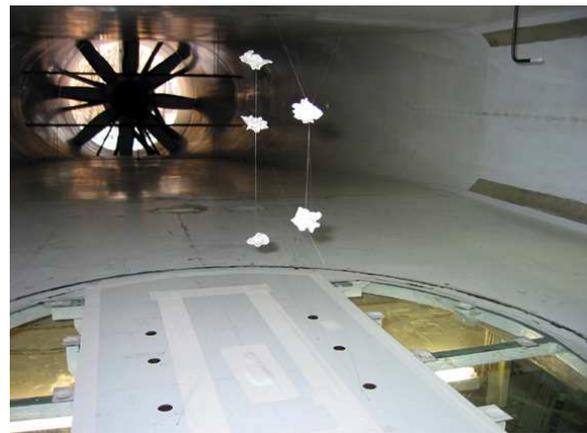
### 4.3 Aeroakustische Punktquellen

Nachdem gezeigt werden konnte, dass der RC die akustischen Verhältnisse in der LWK-Messstrecke deutlich besser als der CBF abbildet, sollte der Algorithmus nun an echtem aerodynamisch erzeugten Lärm erprobt werden. Bei den herkömmlichen zweidimensionalen Windkanalmodellen handelt es sich im Allgemeinen um Linienquellen vergleichsweise geringer Stärke. Alle bisher im LWK durchgeführten aeroakustischen Messungen haben gezeigt, dass der Lärm von beispielsweise einer Profilhinterkante mit Hilfe eines Wall-Arrays nicht zufriedenstellend aus dem Hintergrundlärm herausgefiltert werden kann. Darüber hinaus liegen diese Linienquellen parallel zur  $z$ -Achse. Der eigentlich interessierende Effekt der verbesserten räumlichen Auflösung in Richtung der Reflexionen kann nur an Hand einer räumlich konzentrierten Quelle studiert werden. Daher war es unumgänglich, das aeroakustische Äquivalent eines Monopols zu generieren. Tatsächlich haben die meisten umströmten Körper mit einer steifen Oberfläche näherungsweise Dipol-Charakter. Da der Wall-Array parallel zur Strömung ausgerichtet ist, die Dipol-Achse einer Hinterkante senkrecht zur Strömung steht und der Array, wie bereits oben erwähnt, nur einen kleinen Ausschnitt (ca. 40 °) der Quellstruktur vermisst, erzielt man mit der Monopolannahme im Allgemeinen gute Ergebnisse. Nach einer ganzen Reihe von Versuchen mit den unterschiedlichsten Testkörpern wurden die mit Abstand besten Ergebnisse mit Plastilin-Knoten erzielt. Dazu spannt man dünne Stahldrähte diagonal durch die Messstrecke. An den Stellen, wo die Drähte sich kreuzten, kann dann Plastilin angebracht werden (Abbildung 4.20, Abbildung 4.21). Durch eine möglichst regellose Ausformung mit Vorsprüngen und scharfen

Kanten erhält man eine breitbandige Lärmquelle. Die Stahldrähte haben einen Durchmesser von 0.1 mm. Der durch turbulente Ablösung von einer solchen Struktur erzeugte Lärm hat selbst bei einer niedrigen Strömungsgeschwindigkeit von 30 m/s nennenswerte spektrale Anteile nur oberhalb von 45 kHz und wird daher von den Filtern des Messsystems wirkungsvoll weggedämpft. Nachfolgend werden die Ergebnisse einiger exemplarischer Anordnungen von Plastilin-Knoten vorgestellt. Bei den ersten Konfigurationen wurde jeweils bei verschiedenen Strömungsgeschwindigkeiten gemessen. Da die dabei auftretenden Unterschiede nur den Pegel der Quellen, nicht aber das Auflösungsverhalten des Arrays betrafen, wurden die weiteren Messungen bei der mittleren Strömungsgeschwindigkeit von 40 m/s durchgeführt. Eine absolute Kalibrierung des Wall-Arrays könnte prinzipbedingt nur unter erheblichem Aufwand durchgeführt werden. Für die angestellten Untersuchungen ist der absolute Pegel unerheblich. Daher wurde auf die Pegel-Kalibrierung verzichtet. Die in den folgenden Diagrammen aufgetragenen Pegel können daher nur relativ zueinander verglichen werden.



**Abbildung 4.20** Plastilin-Knoten, in der LWK-Messstrecke mit 0.1 mm-Stahldrähten fixiert. 2 Knoten in z-Richtung.



**Abbildung 4.21** Plastilin-Knoten, in der LWK-Messstrecke mit 0.1 mm-Stahldrähten fixiert. 5 Knoten an zwei Positionen in Strömungsrichtung (x-Richtung).

### 4.3.1 Ein Knoten

Das Äquivalent zum Beampattern in den Simulationen ist eine Konfiguration mit nur einer Punktquelle annähernd in der Mitte der Apertur. Die folgenden Abbildungen zeigen das Ergebnis einer repräsentativen Messung an einem einzelnen Plastilin-Knoten. CBF (Abbildung 4.22) und RC (Abbildung 4.23) werden für das 5 kHz-Terzband gegenübergestellt. Für den RC werden in allen folgenden Auswertungen 10 Generationen von Spiegelquellen angenommen. Das Ergebnis bestätigt die bisherigen Untersuchungen. Der RC zeigt eine wesentlich verbesserte räumliche Auflösung, wobei gleichzeitig die Sidelobes angehoben werden.

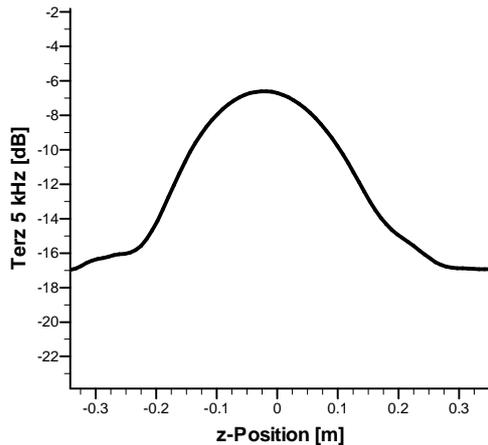


Abbildung 4.22 Array-Output für den einzelnen Knoten,  $u = 40$  m/s, CBF,  $F = 5$  kHz.

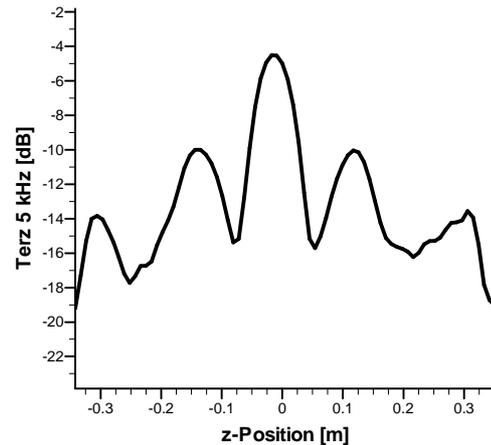


Abbildung 4.23 Array-Output für den einzelnen Knoten,  $u = 40$  m/s, RC mit  $N_G = 10$ ,  $F = 5$  kHz.

### 4.3.2 Zwei Knoten

Für einen realitätsnahen Test des räumlichen Auflösungsvermögens wurden zwei Plastilin-Knoten entlang der  $z$ -Achse in 11 cm Abstand angebracht (Abbildung 4.24)

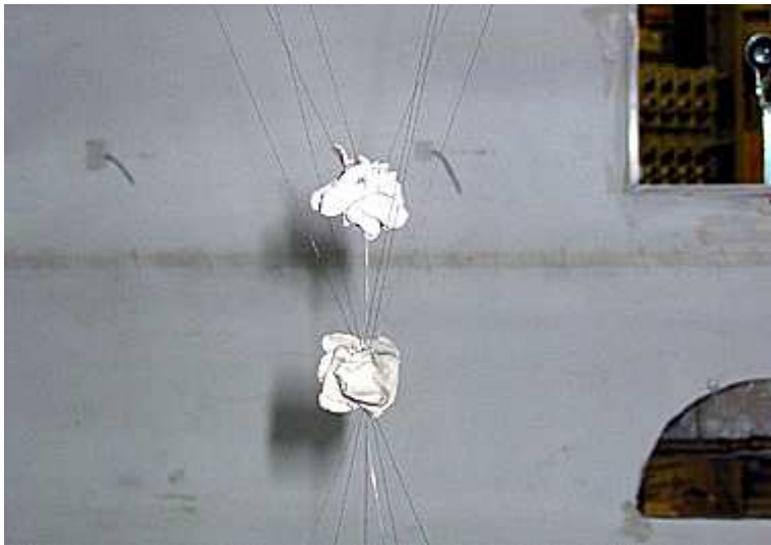


Abbildung 4.24 Zwei Plastilin Knoten in 11 cm Abstand

In den folgenden Abbildungen sind die Resultate der beiden Algorithmen wiederum für das 5 kHz-Terzband gegenübergestellt. Der CBF (Abbildung 4.25) ist nicht in der Lage, die beiden Quellen zu unterscheiden, wohingegen der RC (Abbildung 4.26) den Ort beider Quellen exakt wiedergibt. Die unterschiedliche Höhe der Peaks ist angesichts der zufälligen Struktur der Plastilin-Knoten nachvollziehbar.

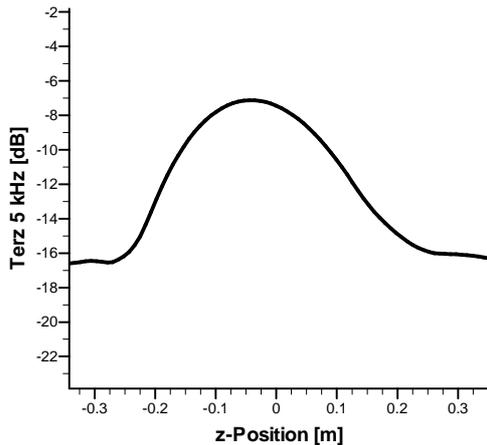


Abbildung 4.25 Array-Output für zwei Plastilin-Knoten mit 0.11 m Abstand,  $u = 40$  m/s, CBF,  $F = 5$  kHz.

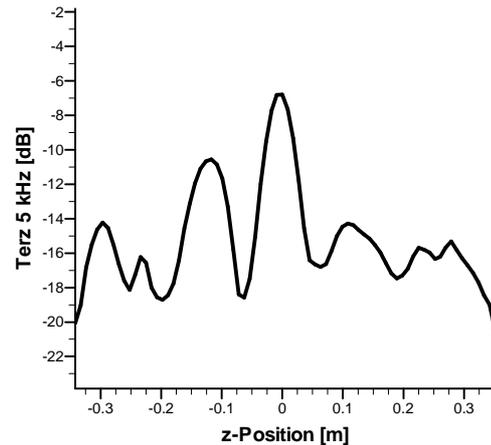


Abbildung 4.26 Array-Output für zwei Plastilin-Knoten mit 0.11 m Abstand,  $u = 40$  m/s, RC mit  $N_G = 10$ ,  $F = 5$  kHz.

### 4.3.3 Fünf Knoten

Da in x-Richtung keine Reflexionen erzeugt bzw. im RC nachgebildet werden, sollte das räumliche Auflösungsvermögen des Arrays in dieser Richtung für CBF und RC identisch sein. Um dies nachzuweisen, wurde eine Konfiguration mit 5 Plastilin-Knoten an zwei unterschiedlichen x-Positionen generiert. Abbildung 4.27 bis Abbildung 4.32 stellt jeweils die Ergebnisse der beiden Algorithmen für unterschiedliche Terzbänder dar. Die schwarzen Punkte markieren den Ort der Plastilin-Knoten. Erwartungsgemäß treten Unterschiede nur in z-Richtung auf. Die Auflösung in x-Richtung ist für beide Algorithmen nahezu identisch. Wiederum ist der RC dem CBF klar überlegen. Bei den hohen Frequenzen zeigt sich die bereits beschriebene Neigung zu erhöhten Sidelobe-Pegeln. Da in diesen Frequenzbereichen der CBF eine mehr als ausreichende Auflösung bietet, empfiehlt es sich in der Praxis, bei den hohen Frequenzen die Generationenanzahl zu verringern.

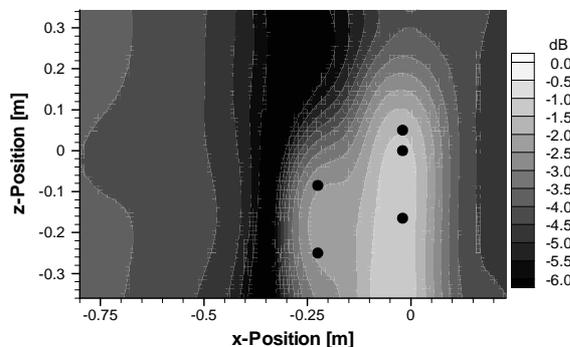


Abbildung 4.27 Acoustic Image für die fünf Plastilin-Knoten (schwarze Punkte),  $u = 40$  m/s, CBF,  $f = 3$  kHz.

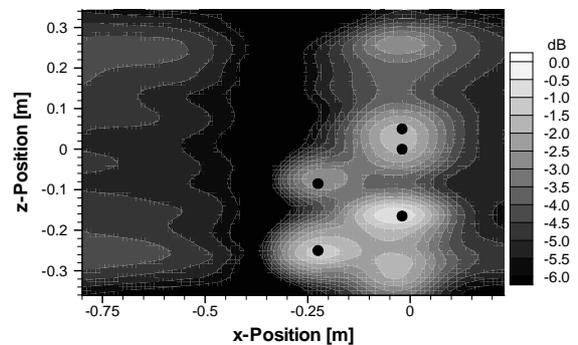


Abbildung 4.28 Acoustic Image für die fünf Plastilin-Knoten (schwarze Punkte),  $u = 40$  m/s, RC mit  $N_G = 10$ ,  $f = 3$  kHz.

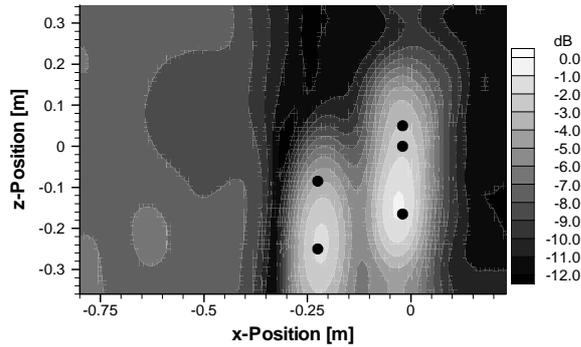


Abbildung 4.29 Acoustic Image für die fünf Plastilin-Knoten (schwarze Punkte),  $u = 40$  m/s, CBF,  $f = 4$  kHz.

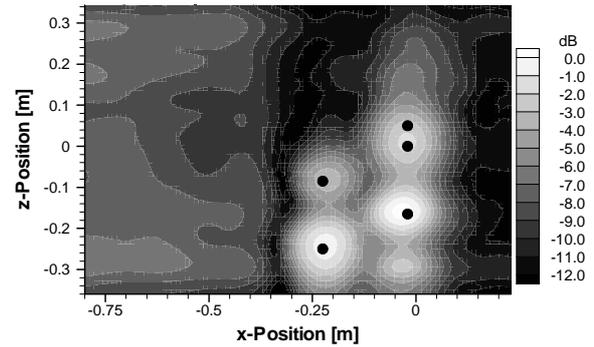


Abbildung 4.30 Acoustic Image für die fünf Plastilin-Knoten (schwarze Punkte),  $u = 40$  m/s, RC mit  $N_G = 10$ ,  $f = 4$  kHz.

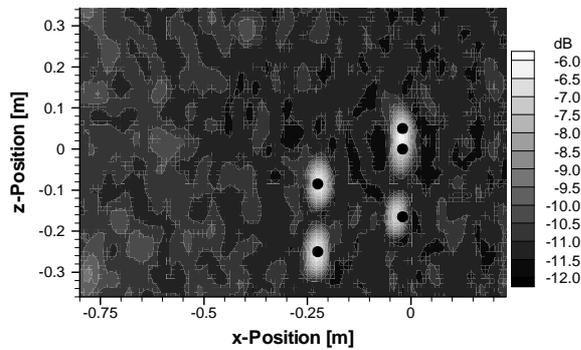


Abbildung 4.31 Acoustic Image für die fünf Plastilin-Knoten (schwarze Punkte),  $u = 40$  m/s, CBF,  $f = 14$  kHz.

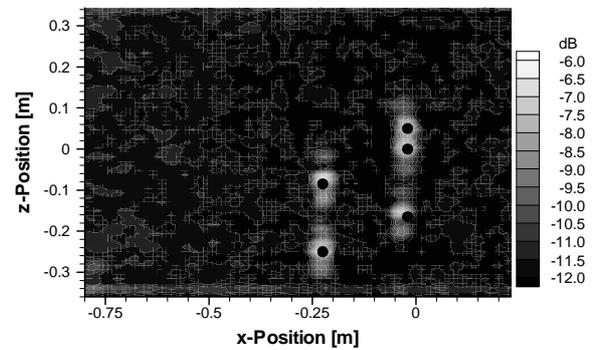


Abbildung 4.32 Acoustic Image für die fünf Plastilin-Knoten (schwarze Punkte),  $u = 40$  m/s, RC mit  $N_G = 10$ ,  $f = 14$  kHz.

## 5 Entwicklung des In-Flow-Arrays

Der beschriebene Wall-Array (WA) wurde in mehreren Mess-Kampagnen im LWK eingesetzt. Dabei wurde deutlich, dass der Erfolg der Messungen in hohem Maße von der Stärke der Lärmquelle abhängt. Die erfolgreichen Untersuchungen über die Reflexionseigenschaften in der Messstrecke (Kapitel 4) basieren auf Punktquellenmessungen und Messungen an Plastilin-Knoten. Bei den Punktquellenmessungen kann der SRA durch eine entsprechend lange Messzeit nahezu beliebig verbessert werden, da das Signal (Multisinus, Anhang 8.3) bekannt und exakt synchron mit der Datenerfassung generiert wird. Die Plastilin-Knoten wurden so ausgeformt, dass eine hochpegelige und breitbandige Lärmabstrahlung gewährleistet war.

Messungen an herkömmlichen 2D-Profilen lieferten jedoch keinerlei verwertbare Ergebnisse. Die Hauptursache dafür liegt darin, dass die Hinterkante eines Profils deutlich leiser ist als die Plastilin-Knoten. Da das interessierende Signal nicht verstärkt werden kann und Lärminderungsmaßnahmen am Windkanalantrieb kurzfristig nicht realisierbar sind, muss der SRA auf andere Weise verbessert werden. Ein Hauptkritikpunkt an der Wall-Array-Lösung ist der Mikrofon-Schaum. Sein Einfluss auf Amplituden- und Phasengang des Messsystems kann zwar in Prinzipuntersuchungen bei stehendem Kanal vermessen werden. Die tatsächlichen Verhältnisse bei laufendem Kanal lassen sich jedoch nur schwer erfassen, da die Auswirkungen der Wanddruckschwankungen in der Bodengrenzschicht nicht vollständig durch eine einfache lineare Übertragungsfunktion beschrieben werden können. Alternativen zum Schaum werden in [42] untersucht. Das dort verwendete feinmaschige Netz erfordert eine aufwendige Befestigung und verursacht oftmals Probleme durch Resonanzen.

Ein weiteres Problem des WA ist der vorgegebene Abstand zwischen Array und Windkanalmodell. Nicht nur das räumliche Auflösungsvermögen des Arrays hängt von der Geometrie der Messanordnung ab. Die Fähigkeit der Arraytechnik, auch Lärmquellen zu erfassen, die deutlich leiser als die eigentlich dominierende Lärmquelle sind, solange sie nur hinreichend räumlich getrennt sind, ist begrenzt. Da die Geometrie von Windkanalmodell und Fan im LWK festgelegt ist, müssen als logische Konsequenz die Mikrofone näher an das Modell herangebracht werden.

Der Übergang vom WA zum IFA erfordert ein komplettes Umdenken beim Array-Entwurf. Das Hauptaugenmerk liegt nun auf der Vermeidung bzw. Unterdrückung von zusätzlichem Lärm durch den Array-Aufbau und Veränderungen der Strömungsverhältnisse am Windkanalmodell. Gleichzeitig eröffnen sich neben dem geringeren Abstand zur Signalquelle auch neue Möglichkeiten der Mikrofonpositionierung. Anstelle des zweidimensionalen WA sind jetzt auch dreidimensionale Anordnungen denkbar.

## 5.1 Erster Ansatz – Rohr mit Nasenkonus

Herkömmliche In-flow-Anwendungen umfassen Einzelmikrofon-Messungen mit einem sogenannten Nasen-Konus (engl. nose cone) sowie Arrays geringer Mikrofonanzahl, wobei die einzelnen Mikrofone im Regelfall durch einen kugelförmigen Windschutz abgedeckt werden. Der Windschutz erfüllt dieselbe Funktion wie der Schaum auf dem Wall-Array und hat entsprechend dieselben Nachteile. Darüber hinaus stellt jedes dieser umhüllten Mikrofone eine zusätzliche Lärmquelle dar, die von den benachbarten Mikrofonen mitgemessen wird.

Das erste am IAG entwickelte Konzept eines IFA basiert auf der Idee des Nasen-Konus. Bei einem Zylinder, der stromaufwärts konisch abgerundet und exakt mit der Strömung ausgerichtet ist, erfolgt der turbulente Umschlag je nach Qualität der Oberfläche erst nach einem Meter laminarer Lauflänge. Diese laminare Grenzschicht erzeugt keinen zusätzlichen Lärm. Mikrofone an der Oberfläche eines solchen Zylinders messen folglich ebenfalls keinerlei zusätzlichen Lärm, sofern die Strömung laminar über sie hinweggleitet. Kommt es zum Umschlag, wird das Mikrofonsignal nahezu vollständig von der lokalen Turbulenz dominiert. Die Mikrofone sind im Innern eines Stahlrohres (Außendurchmesser 22 mm) bündig mit der Rohroberfläche angeordnet. An einem Ende des Rohres wird ein Konus angebracht. Die Mikrofonlöcher werden mit zwei Lagen feinmaschiger Gaze abgedeckt. Die erste Lage besteht aus Metall mit einem Lochdurchmesser von 0.1 mm. Sie dient dazu, die Rohrkrümmung über die Mikrofonlöcher ohne Knick fortzuführen. Die zweite Lage besteht aus Kunststoff mit einem Lochdurchmesser von 0.055 mm und sorgt für eine glatte Oberfläche. Beide Lagen werden mit Sekundenkleber auf das Rohr geklebt und glattgeschliffen. Entscheidend ist hier wiederum die Oberfläche insbesondere beim Übergang zum Rohr. Weiterhin ist darauf zu achten, dass zwischen den einzelnen Mikrofonen kein Druckausgleich im Rohrinnen stattfinden kann. Druckdifferenzen erzeugen Strömungen und damit Lärm und begünstigen den turbulenten Umschlag an der Rohroberfläche.

### 5.1.1 Prinzipversuch im LWK

Die vollständige Anordnung sah insgesamt vier Rohre mit jeweils 24 Mikrofonen und einer Apertur von 0.5 m in Strömungsrichtung vor. Die vier Rohre sollten an verschiedenen Z-Positionen angebracht werden, um so eine wenn auch beschränkte räumliche Auflösung in Spannweitenrichtung zu erlangen. Die Befestigung in der Messstrecke sollte über ein NACA-0015-Profil mit gezackter Hinterkante erfolgen, um so die zusätzliche Lärmerzeugung zu begrenzen. Da die Fertigung des Strömungsrohres sowie die Instrumentierung mit den Mikrofonen einen erheblichen zeitlichen Aufwand bedeutete, wurde zunächst nur ein Exemplar fertiggestellt und im LWK getestet. Das Auflösungsvermögen eines Linien-Arrays ist begrenzt. Dennoch war es möglich, in einem schmalen Frequenzbereich den Hinterkantenlärm einer ebenen Platte zu visualisieren. Die Grenzschicht über den Mikrofonen blieb dabei über die gesamte Apertur laminar. Messungen an einem 2D-Modell scheiterten

jedoch vollständig. Der Einfluss des Profils auf die Strömung war so groß, dass an dem in etwa 0.3 m Abstand angebrachten Strömungsrohr unmittelbar hinter dem Nasen-Konus durch das aufgeprägte Druckprofil der Umschlag erfolgte. Die Mikrofonsignale wurden daher von der lokalen Turbulenz dominiert.

## 5.2 Zweiter Ansatz – Mikrofone im Staupunkt

Beim Experimentieren mit dem Strömungsrohr zeigte sich, dass bei extremen Anstellwinkeln des Rohres über die gesamte Apertur ein turbulenter Umschlag vermieden werden konnte. Auf der von der Strömung abgewandten Seite des Rohres kommt es dann zur Strömungsablösung mit einer entsprechend hochpegeligen Lärmerzeugung. Ein derartiges Vorgehen scheidet daher aus. Dennoch bot sich eine verwandte Lösung an: Im Staupunkt eines beliebigen Profils ist die Strömungsgeschwindigkeit null. Bei laminarer Anströmung erfolgt ein Umschlag zu turbulenter Strömung erst stromab. Vorderkantenlärm, sogenannter In-Flow-Turbulence-Noise, entsteht ebenfalls primär bei turbulenter Anströmung [25]. Da der Turbulenzgrad im LWK extrem niedrig ist ( $<0.02\%$ ), kann dieses Problem vernachlässigt werden. Das Problem der turbulenten Ablösung an der abgewandten Seite des Rohres ist bei einem Profil ebenfalls beherrschbar. Der sogenannte Blunt-Trailing-Edge-Noise ist vernachlässigbar, solange der Öffnungswinkel der Profilhinterkante kleiner als  $30^\circ$  ist, solange also die Kante scharf genug ausgeführt wird. Der von einem Profil erzeugte zusätzliche Lärm ist also Hinterkantenlärm. Da die Mikrofone in der Profilnase untergebracht sind, nehmen sie den Hinterkantenlärm nur gedämpft auf, zumal dieser zusätzlich mit der Strömung transportiert wird. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, die Hinterkante mit sogenannten *gezackten Hinterkanten* (engl. serrations) zu versehen, die ebenfalls eine deutliche Reduktion des Hinterkantenlärms bewirken [13]. Die Mikrofone im Staupunkt sollten folglich nahezu keinen zusätzlichen Lärm messen.

### 5.2.1 Design-Beschränkungen

Die bisher am IAG entwickelten Array-Pattern waren alle zweidimensional und parallel zur Strömung. Die naheliegende Umsetzung des Staupunkt-Prinzips wäre ein Array-Profil parallel zum Zielobjekt mit den Mikrofonen also in einer Linie in Z-Richtung. Damit erreicht man jedoch keinerlei räumliche Auflösung in Strömungsrichtung. Dazu müsste man eine Reihe solcher Profile hintereinander anordnen. Das größte Problem bei einem IFA ist neben der zusätzlichen Lärmerzeugung die Beeinflussung der Umströmung am Windkanalmodell. Mehrere parallele Array-Profile müssten quer zur Strömung gestaffelt angeordnet werden, damit der turbulente Nachlauf des einen Profils nicht auf die Nase des folgenden trifft. Die Mikrofone in den hinteren Profilen würden in jedem Fall den Hinterkantenlärm der

vorgestaffelten Profile messen. Die gesamte Anordnung stellt eine erhebliche Verbauung der Messtrecke dar.

### 5.2.2 Prinzip-Versuch

Um das Potenzial der Staupunktanordnung zu beurteilen, wurden einfache Versuche mit einem einzelnen Mikrofon im Staupunkt eines Profils durchgeführt. Der Umschlag von laminarer zu turbulenter Mikrofonumströmung lässt sich über einen Lautsprecher bzw. Kopfhörer mit dem Ohr einwandfrei feststellen. Dieses Prinzip wird am IAG mit sogenannten Hörrohren zur Feststellung der Umschlagslage an einem Profil mit großer Zuverlässigkeit eingesetzt. Erwartungsgemäß war bei einem senkrecht zur Strömung ausgerichteten Profil an dem Mikrofon, unabhängig von der Strömungsgeschwindigkeit, keine nennenswerte Turbulenz feststellbar.

### 5.2.3 Schiebewinkel

In einem nächsten Schritt wurde das Profil bei weiterhin  $0^\circ$ -Anstellung in die Strömung gekippt. Bei einem solchen Schiebewinkel entwickelt sich eine Strömung entlang der Profilnase, und damit steigt die Wahrscheinlichkeit des turbulenten Umschlags. Die Versuche haben ergeben, dass bereits ein kleiner Schiebewinkel zur Turbulenz am Mikrofon führt. Dabei ist der Aufbau des Mikrofons zu beachten. Die verwendete Elektret-Kapsel ist zylindrisch. An der vorderen Stirnseite befindet sich ein Loch, hinter dem in etwa 1 mm-Entfernung die eigentliche Membran aufgespannt ist. Dadurch entsteht ein Hohlraum, in dem sich bereits bei einer geringen Überströmung turbulente Wirbel bilden. Dieser Effekt kann jedoch mit einer einfachen Kunststoff-Gaze vermieden werden, so dass bis zu Schiebewinkeln von  $45^\circ$  keine zusätzliche Turbulenz an den Mikrofonen nachweisbar ist.

### 5.2.4 Richtcharakteristik der Profilhinterkante

Aufgrund der Unempfindlichkeit gegen Schiebewinkel ist es somit möglich, weitaus flexiblere Mikrofon-Anordnungen zu realisieren. Grundsätzlich gilt jedoch, dass bei einem auf dem Staupunkt-Prinzip basierenden Array der Schwerpunkt der Mikrofon-Anordnung stromab des Zielobjektes liegt und nicht mehr parallel dazu. Dabei ist zu berücksichtigen, dass das Zielobjekt, die Profilhinterkante, ebenso wie nahezu alle harten Oberflächen, eine mehr oder minder stark ausgeprägte Dipol-Charakteristik aufweist. Die Achse des Dipol steht dabei bei einem nicht angestellten, symmetrischen Profil senkrecht zur Hinterkante. Herkömmliche Arrays, parallel zum Zielobjekt und mit begrenztem Öffnungswinkel, „sehen“ nur einen Teil der Abstrahlcharakteristik, die damit in guter Näherung einem Monopol entspricht. Für einen Array jedoch, der sich hinter dem Windkanalmodell befindet, mit Mikrofonen auf beiden Seiten des Profilmachlafs, ist die Monopol-Annahme falsch. Sofern die Dipol-Annahme für die Hinterkante korrekt ist, wird in Strömungsrichtung kein Schall abgestrahlt. Weiterhin ist

zu beachten, dass der Profilmachlauf in jedem Fall voll turbulent ist und sich auf den ersten 1-2 Metern mit einem Öffnungswinkel von  $7^\circ$  aufweitet. In diesem Bereich können folglich keine Mikrofone angeordnet werden. Die Richtcharakteristik der vermessenen Schallquelle muss beim Beamforming berücksichtigt werden und beeinflusst damit das räumliche Auflösungsvermögen des Arrays.

### 5.3 Schmetterlings-Array

Die genannten Überlegungen führten schließlich zum letztendlichen Array-Entwurf, der wegen seiner optischen Charakteristik im Folgenden als *Schmetterlings-Array* bezeichnet wird. Der Array besteht aus insgesamt vier NACA-0015-Profilen mit einer Profiltiefe von 14 cm. Zwei Profile sind in einem Abstand von 26 cm parallel zueinander senkrecht (Z-Richtung) in den Kanal geschraubt. Auf halber Höhe in Z-Richtung ist je ein Profil horizontal und mit  $34^\circ$  gegen die Strömungsrichtung (negative X-Richtung) geneigt angeschraubt (Abbildung 5.1). Alle Profile haben  $0^\circ$ -Anstellung bezogen auf die Hauptströmungsrichtung. Die Spannweite der senkrechten Profile beträgt entsprechend der Kanalhöhe 0.73 m. Da bei 60 m/s die turbulente Grenzschicht an den Kanalwänden eine Dicke von etwa 4 cm erreicht, sind die Mikrofone auf einen Bereich von 58 cm beschränkt. Dies entspricht folglich der Array-Apertur in Z-Richtung. Die horizontalen Profile haben eine Länge von 0.5 m. Durch den Schiebewinkel ( $34^\circ$ ) und den Abstand der beiden vertikalen Profile (26 cm) ergibt sich eine Array-Apertur in Y-Richtung von 1.01 m und in X-Richtung von 0.33 m. Es handelt sich somit um eine dreidimensionale Anordnung.



Abbildung 5.1 In-Flow-Array in der LWK-Messstrecke.

### 5.3.1 Konstruktion

In den Profilen befindet sich ein Stahlgerüst, welches den Betrieb bis zur maximalen Strömungsgeschwindigkeit des Kanals ( $u = 90 \text{ m/s}$ ) ermöglicht. Die Profil-Vorderteile sind an der dicksten Stelle des Profilquerschnitts demontierbar. Die exakte Positionierung wird von Passstiften gewährleistet. Der Bereich der Profil-Nasen ist komplett mit Harz ausgegossen und an den Mikrofon-Positionen durchgebohrt. In den entstandenen Kanälen werden die Mikrofonkapseln sicher positioniert. Die Mikrofonkabel werden im verbliebenen Hohlraum zwischen Profilvorder- und -hinterteil verlegt und die Kanalöffnungen mit Terostat druckdicht verschlossen. Dies ist unbedingt erforderlich, um eine Umströmung der Mikrofonkapseln zu verhindern. Die Fuge zwischen Profilvorder- und -hinterteil wird mit Klebeband abgedeckt. Über die Mikrofone ist eine Lage Kunststoff-Gaze (Lochdurchmesser  $0.055 \text{ mm}$ ) gespannt. Die Gaze wird mit Sekundenkleber auf dem Klebeband befestigt (Abbildung 5.3). Alle Fügstellen (Profil-Profil, sowie Profil-Kanalwand) sind mit Plastilin ausgerundet. An den freien Enden der horizontalen Profile befinden sich abgerundete Endkappen aus Leichtholz. An allen Hinterkanten sind Serrations mit einer Länge von 20 % der Profiltiefe und einer Teilung von 2:1 angebracht.



Abbildung 5.2 IFA mit eingebautem Windkanalmodell.



Abbildung 5.3 IFA, Mikrofon in der Profilnase, abgedeckt mit  $0.055 \text{ mm}$ -Gaze.

### 5.3.2 Mikrofon-Anordnung

Die Mikrofone sind logarithmisch mit der Verdichtung der Abstände zur Kanalmitte hin angeordnet. Leichte Abweichungen ergeben sich durch die konstruktiven Beschränkungen (Anordnung der Passstifte in den Profil-Vorderteilen). Insgesamt sind 72 Mikrofone verbaut.

Abbildung 5.4 und Abbildung 5.5 zeigen die Mikrofonverteilung. Die exakten Koordinaten finden sich in Tabelle 2 (Anhang 8.1.7). Bei den Kabeln handelt es sich um geschirmte Koaxial-Kabel von maximal 3 m Länge. Ein weiterer Vorteil eines IFA sind die zu erwartenden hohen Signalpegel, welche den Einfluss von elektrischen Störeinstreuungen reduzieren.

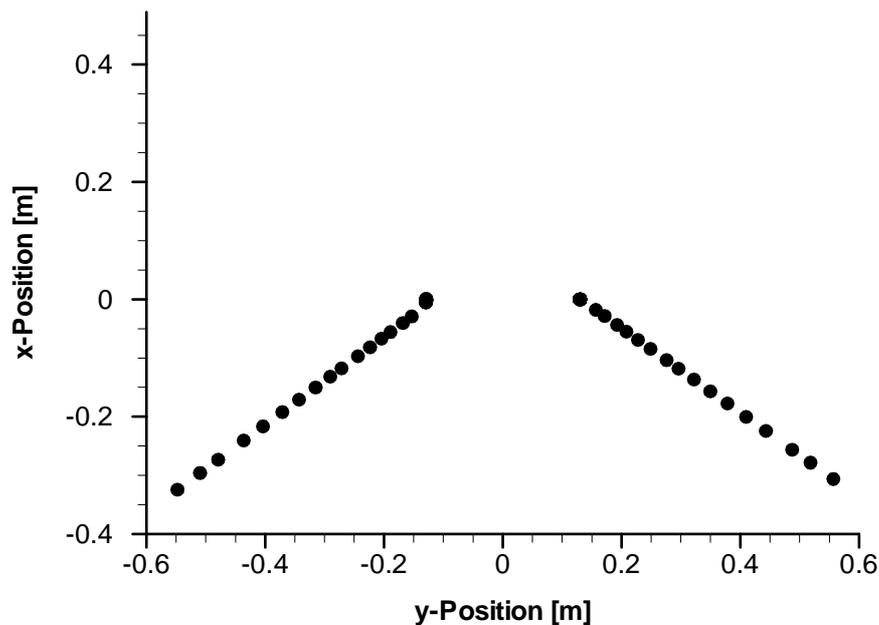


Abbildung 5.4 Pattern des In-Flow-Arrays, xy-Ansicht.

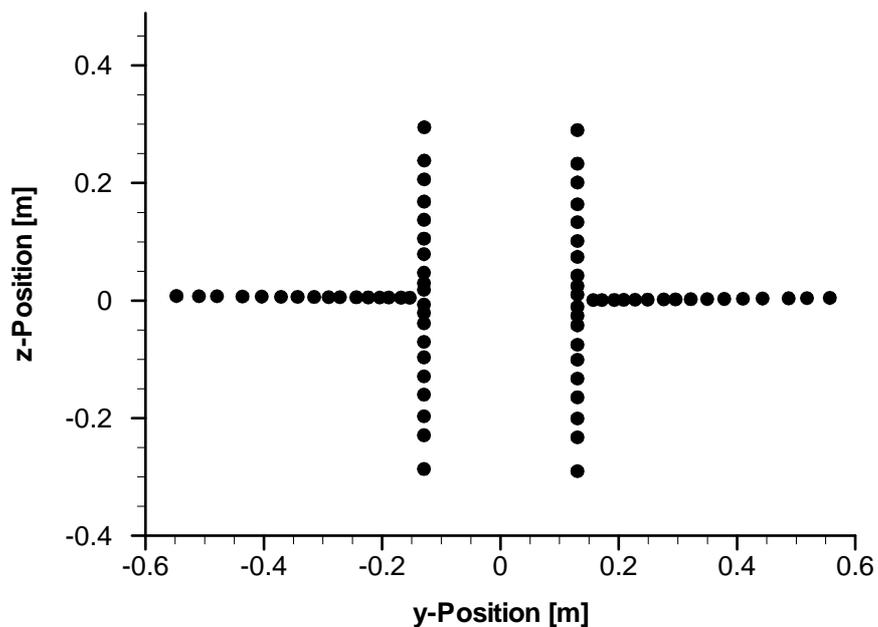


Abbildung 5.5 Pattern des In-Flow-Arrays, yz-Ansicht.

### 5.3.3 Modifizierter Dipolansatz

Durch die Anordnung der Mikrofone zu beiden Seiten der Windkanalmodellhinterkante ist der normalerweise angenommene Monopolcharakter der Schallausbreitung unzulässig (siehe Abschnitt 5.2.4). Der Theorie nach sollte die Abstrahlcharakteristik am ehesten durch einen Dipolansatz (siehe Abschnitt 2.2.2) beschrieben werden. Die tatsächliche Charakteristik dürfte jedoch weitaus komplexer sein. Tatsache ist, dass bereits die numerische Beschreibung des Abstrahlverhaltens einer Hinterkante einen außerordentlichen Aufwand darstellt. Der sich ergebende Pattern ist stark orts- und frequenzabhängig. Die bisherigen Erfahrungen mit Array-Messungen im Windkanal haben gezeigt, dass für verwertbare Ergebnisse der zugrundegelegte Ansatz robust sein sollte gegen den Einfluss möglicher Fehlerquellen. Daher wurde ein vereinfachter Ansatz gewählt:

$$i^{BD} = g(F, \vec{s}) = \text{Sign}[y(i_M) - y_{HK}] \cdot \frac{e^{-j \cdot (2\pi \cdot F \cdot t + k \cdot r_{MS})}}{4\pi \cdot r_{MS}} \quad \text{mit } r_{MS} = |\vec{m} - \vec{s}| \quad (143)$$

Die Erweiterung des Monopolansatzes (115) besteht in der Einbindung der Differenz

$$y(i_M) - y_{HK}$$

zwischen der y-Koordinate eines Mikrofons  $y(i_M)$  und der y-Koordinate der Profilhinterkante  $y_{HK}$ . Die angenommene Abstrahlcharakteristik entspricht also einem Monopol mit dem entscheidenden Unterschied, dass zwischen zwei beliebigen Punkten auf gegenüberliegenden Seiten der Profilebene, aber mit gleichem Abstand zu dieser, ein konstanter Phasenversatz von 180 ° besteht. Der Ansatz stellt damit einen Kompromiss zwischen dem reinen Monopol und reinen Dipol dar. Im folgenden Abschnitt werden die verschiedenen Ansätze anhand von Windkanalmessungen verglichen.

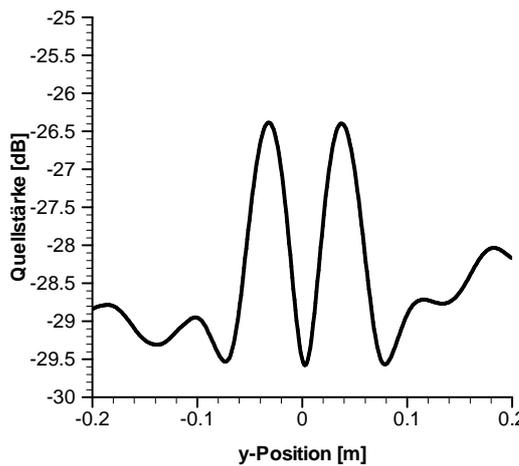
## 5.4 Messergebnisse – Der Schmetterlings-Array in der Praxis

Im Verlauf einer mehrwöchigen Messkampagne wurde die Leistungsfähigkeit des IFA an einer ganzen Reihe von unterschiedlichen Messobjekten getestet (Plastilin-Knoten, ebene Platte, symmetrische und unsymmetrische Profile). Die Qualität der Ergebnisse war dabei stets sehr ähnlich. Exemplarisch werden daher nur Ergebnisse der Messungen an einem NACA-0012-Profil vorgestellt. Grundsätzlich wurde deutlich, dass für einen hinreichenden SRA die Messzeit größer als 60 s sein muss. Weiterhin ist es zwingend erforderlich, den Hintergrundlärm mittels einer zusätzlichen Messung bei leerer Messung abzuziehen (siehe Abschnitt 3.3.1). Hintergrundmessungen mit und ohne Serrations an den IFA-

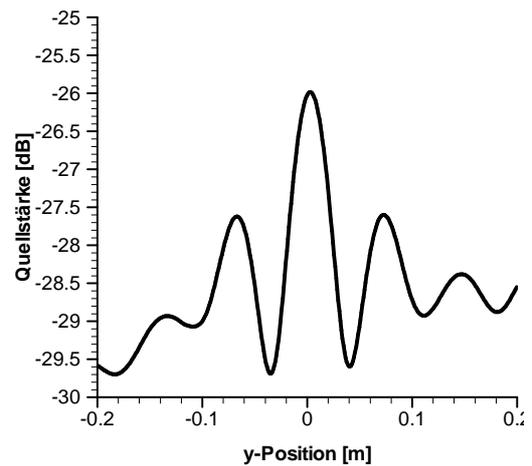
Profilhinterkanten zeigten in den Amplitudenspektren der einzelnen Mikrofone breitbandig Unterschiede bis zu 1 dB. Dies legt den Schluss nahe, dass der Eigenlärm des IFA zumindest in der gleichen Größenordnung wie der Lärm des Kanaltriebs ist.

#### 5.4.1 Vergleich der Ansätze

Als erstes wird nun der Einfluss der unterschiedlichen Ansätze auf das Beamforming untersucht. Dazu wird die Messung des NACA-0012 zunächst mit dem herkömmlichen Monopolansatz (Gleichung 115) und anschließend mit dem modifizierten Dipolansatz (Gleichung 143) ausgewertet. Die Ergebnisse in Abbildung 5.6 und Abbildung 5.7 sind eindeutig. Der Monopolansatz liefert an der Stelle der Profilhinterkante ( $y = 0.004$  m) ein Minimum im Array-Output, während der modifizierte Dipolansatz die Hinterkante exakt bestimmt. Der Einfluss der  $180^\circ$ -Phasenbeziehung ist damit direkt ablesbar. Der exakte Dipolansatz (35) liefert keine interpretierbaren Ergebnisse. Im Folgenden wird daher nur noch der modifizierte Dipolansatz verwendet.



**Abbildung 5.6** NACA0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, Schnitt in  $y$ -Richtung, Hinterkante bei  $y = 0.003$ . Beamforming mit Monopolansatz, Terzband 3150 Hz.



**Abbildung 5.7** NACA0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, Schnitt in  $y$ -Richtung, Hinterkante bei  $y = 0.003$ . Beamforming mit modifiziertem Dipolansatz, Terzband 3150 Hz.

#### 5.4.2 Vergleich zwischen Messergebnissen und Simulation

In Abbildung 5.7 wird erkennbar, dass das zu erwartende Auflösungsvermögen des IFA deutlich hinter den maximalen Werten eines herkömmlichen Arrays zurückbleibt (siehe Abschnitt 3.2.2.2). Zwar ergibt sich ein guter Wert für die MLB. Der MSA bleibt jedoch unter 2 dB. Um einen Überblick über das durch die gewählte Array-Geometrie mögliche Auflösungsvermögen zu gewinnen, werden Simulationen mit den Messergebnissen verglichen. Für die Simulationen wurden entlang der Hinterkante im Abstand von 1 cm inkohärente Quellen gemäß Gleichung (143) generiert. Die folgenden Messergebnisse sind

auf den Referenzschalldruck von  $2 \cdot 10^{-5} \text{ N/m}^2$  bezogen und gemäß den Regeln für die Quellgebietsintegration einer Linienquelle (Abschnitt 3.3.3) korrigiert. Inwiefern weitere Pegelkorrekturen auf Grund von Reflexionen und der begrenzten Kohärenz der Mikrofonsignale erforderlich sind, müssen nachfolgende Untersuchungen zeigen. Die Ergebnisse der zugehörigen Simulationen wurden im Pegel angeglichen. Relevant ist hier nur der Vergleich des Dynamikumfangs (Maximalpegel zu Minimalpegel).

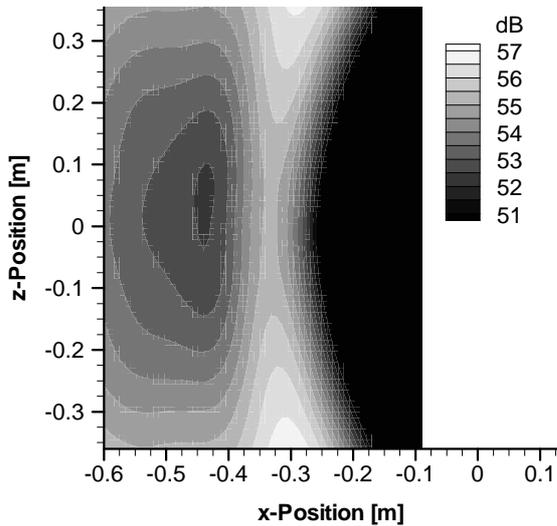


Abbildung 5.8 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30 \text{ m/s}$ , Schnitt durch die Profilebene, Hinterkante bei  $x = -0.305 \text{ m}$ ,  $F = 3150 \text{ Hz}$ , Simulation.

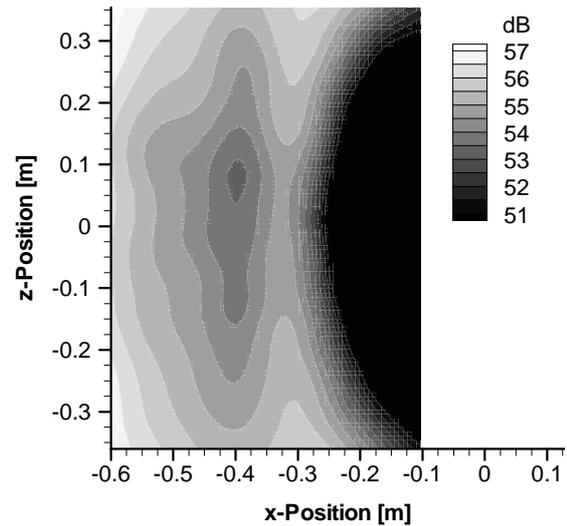


Abbildung 5.9 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30 \text{ m/s}$ , Schnitt durch die Profilebene, Hinterkante bei  $x = -0.305 \text{ m}$ , Terzband 3150 Hz, Messung.

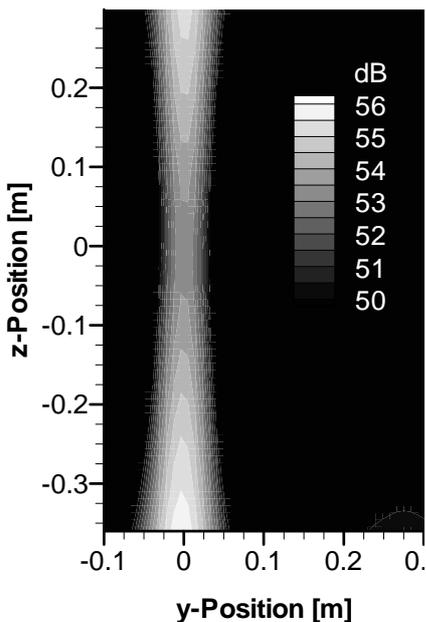


Abbildung 5.10 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30 \text{ m/s}$ , Schnitt durch die Hinterkante bei  $x = -0.305 \text{ m}$ ,  $F = 3150 \text{ Hz}$ , Simulation.

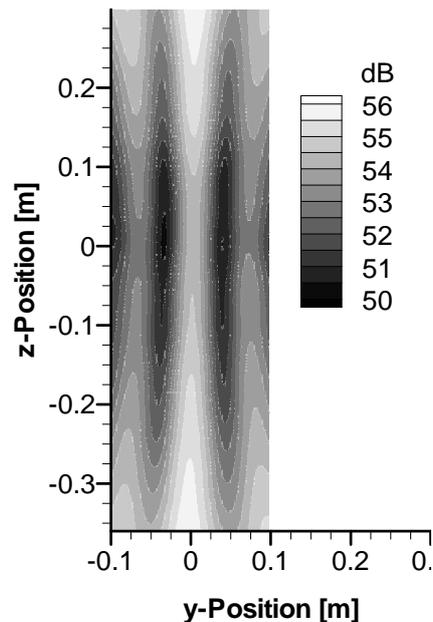


Abbildung 5.11 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30 \text{ m/s}$ , Schnitt durch die Hinterkante bei  $x = -0.305 \text{ m}$ ,  $F = 3150 \text{ Hz}$ , Messung.

Der Vergleich zwischen Simulation und Messung zeigt sowohl für den Schnitt in der Profilmittalebene (Abbildung 5.8 und Abbildung 5.9) als auch für den Schnitt durch die Hinterkante (Abbildung 5.10 und Abbildung 5.11) eine gute Übereinstimmung bezüglich der grundsätzlichen Charakteristik. Unterschiede im SRA bzw. dem MSA entstehen durch die Restanteile des Hintergrundlärms und die Abweichungen vom tatsächlichen Abstrahlverhalten der Profilhinterkante. Die begrenzte Auflösung in Strömungsrichtung (Abbildung 5.8) erklärt sich durch den Aufbau des IFA (Apertur in Strömungsrichtung  $W_{Ax} = 0.33$  m). Die Modellhinterkante befindet sich bei allen hier ausgewerteten Messungen bei  $x = -0.305$  bezogen auf die Vorderkante der senkrechten Array-Profil. Abbildung 5.2 zeigt den IFA mit einem eingebauten Windkanalmodell. Die Halterung der Modelle wurde für diese Messungen modifiziert, so dass mit Hilfe einer Traversier-Vorrichtung der Abstand in Strömungsrichtung zwischen Modellhinterkante und Array-Nullpunkt zwischen  $-60$  cm und  $+20$  cm variiert werden konnte. Die letztendlich gewählte Position ergab die besten Resultate. Die scheinbare Krümmung der Hinterkante in Strömungsrichtung (Abbildung 5.8) ist eine Folge der begrenzten Apertur in Spannweitenrichtung und hat keinen physikalischen Hintergrund. Grundsätzlich kann man sagen, dass, solange die Acoustic Images von Messung und Simulation hinreichend übereinstimmen, die Ergebnisse interpretiert und ausgewertet werden können (siehe Abschnitt 3.3.3)

### 5.4.3 Messungen am NACA-0012-Profil

Das NACA-0012-Profil wurde jeweils bei einem Anstellwinkel von  $\alpha = 0^\circ$  und  $30$  m/s und  $60$  m/s bei freier Transition (ungetrippt, Umschlag etwa bei  $60\%$   $x/t$ ) sowie bei erzwungener Transition (getrippt bei  $5\%$   $x/t$ ) vermessen. Abbildung 5.12 und Abbildung 5.13 zeigen die Terzspektren für  $30$  m/s und  $60$  m/s, berechnet am Ort der Hinterkantenmitte.

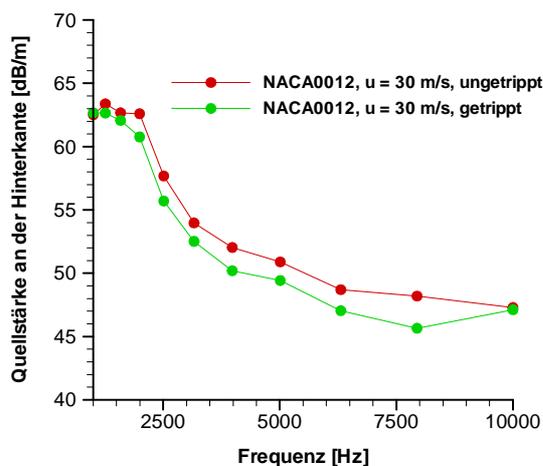


Abbildung 5.12 NACA0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, Vergleich der Terzspektren für freie und erzwungene Transition.

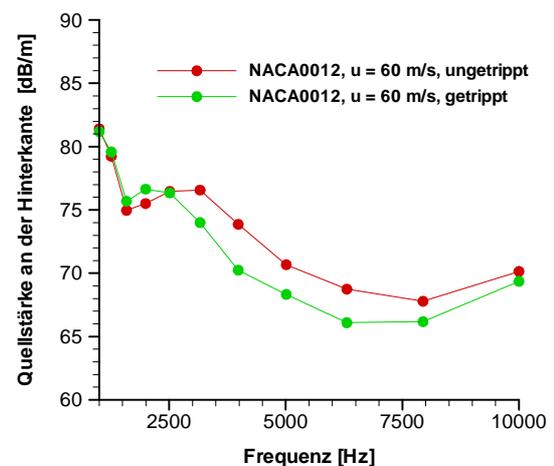


Abbildung 5.13 NACA0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 60$  m/s, Vergleich der Terzspektren für freie und erzwungene Transition.

Grundsätzlich muss bei der spektralen Auswertung von Array-Daten überprüft werden, in welchem Frequenzbereich überhaupt eine räumliche Auflösung der zu untersuchenden Lärmquelle möglich ist. Dazu berechnet man Acoustic Images für alle Terzen des interessierenden Frequenzbereichs. Abbildung 5.14 bis Abbildung 5.33 zeigen die Acoustic Images für die Terzen zwischen 1.25 kHz bis 10 kHz für Schnitte durch die Profilmittenebene (xz-Ebene) sowie durch die Profilhinterkante (yz-Ebene). Es wird deutlich, dass für Frequenzen oberhalb von 8 kHz der Array den Hinterkantenlärm nicht mehr vom Hintergrundlärm unterscheiden kann. Entsprechend sind auch die Resultate in Abbildung 5.12 und Abbildung 5.13 nur in diesem Frequenzbereich verwertbar.

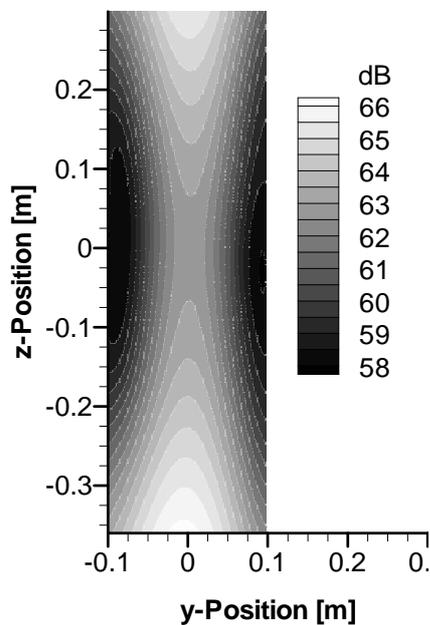


Abbildung 5.14 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilhinterkante, Terzband 1250 Hz.

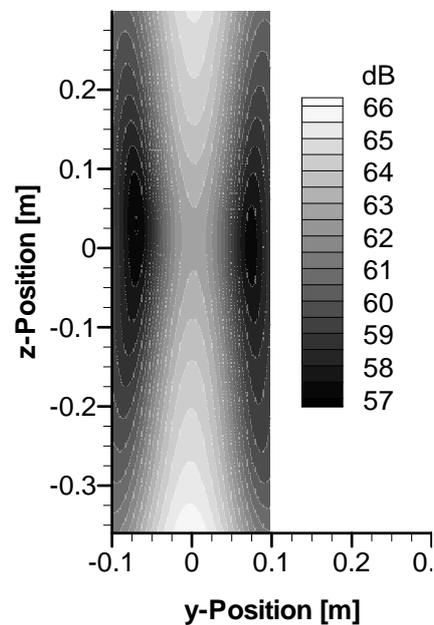


Abbildung 5.15 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilhinterkante, Terzband 1600 Hz.

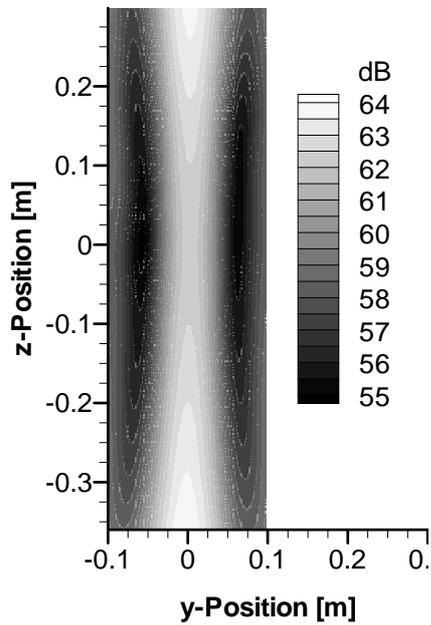


Abbildung 5.16 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilhinterkante, Terzband 2000 Hz.

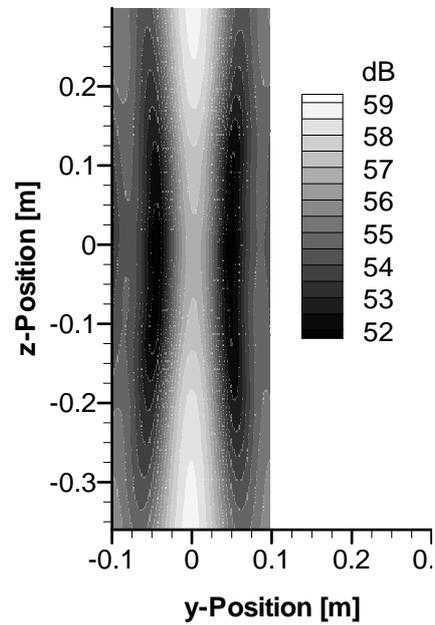


Abbildung 5.17 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilhinterkante, Terzband 2500 Hz.

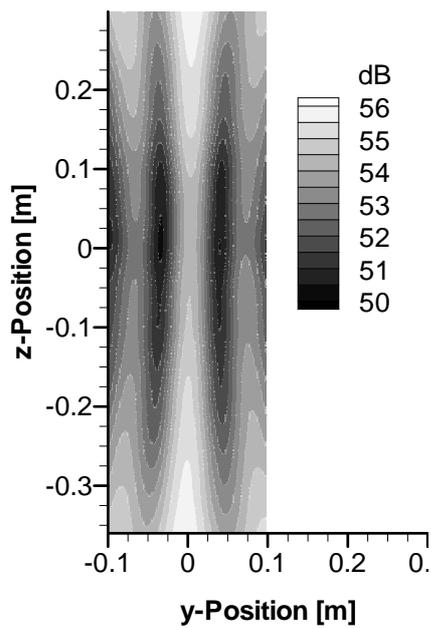


Abbildung 5.18 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilhinterkante, Terzband 3150 Hz.

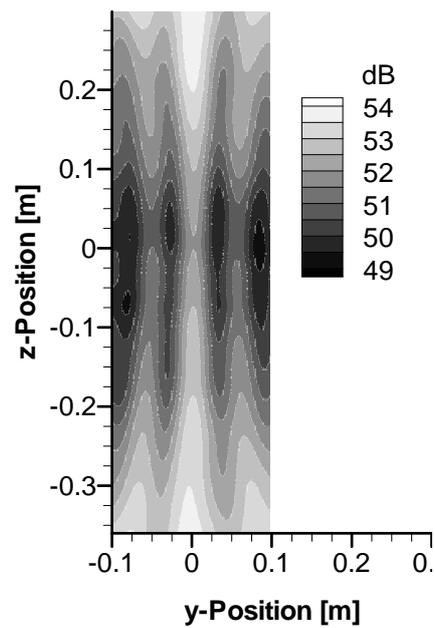


Abbildung 5.19 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilhinterkante, Terzband 4000 Hz.

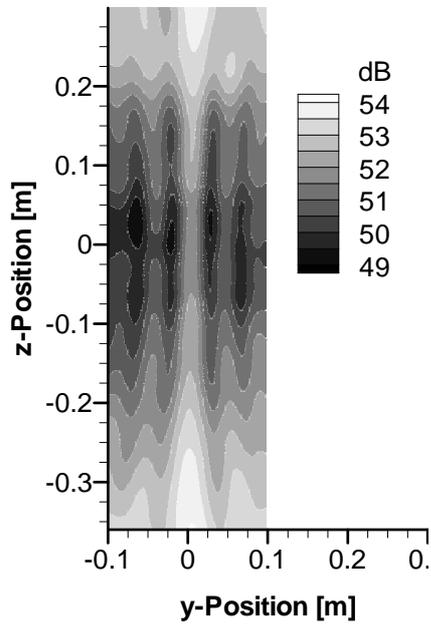


Abbildung 5.20 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilhinterkante, Terzband 5000 Hz.

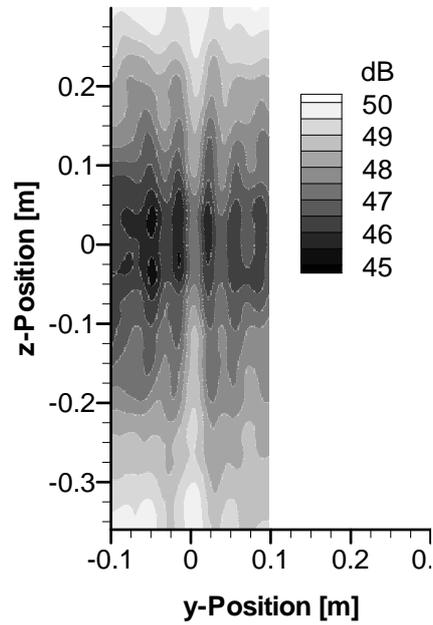


Abbildung 5.21 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilhinterkante, Terzband 6300 Hz.

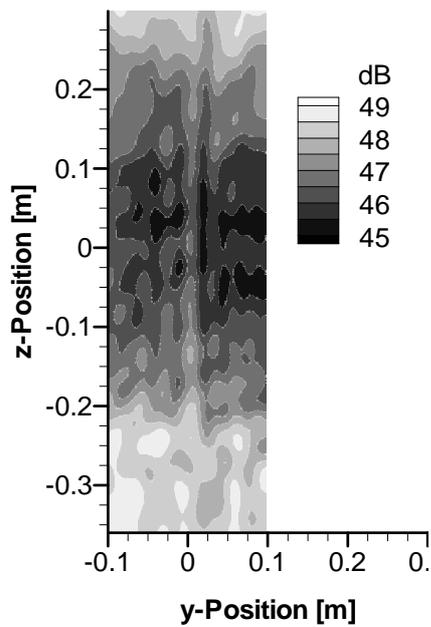


Abbildung 5.22 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilhinterkante, Terzband 8 kHz.

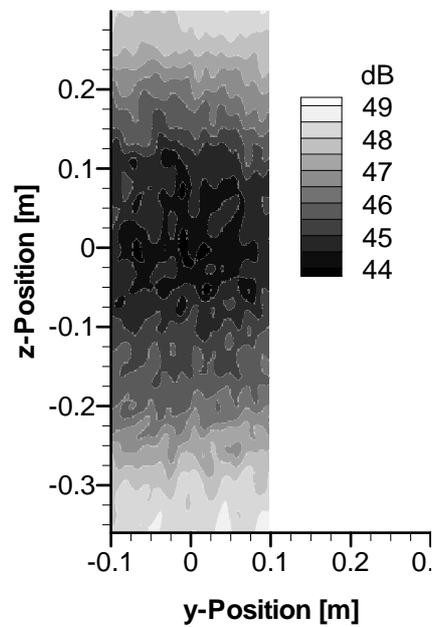


Abbildung 5.23 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilhinterkante, Terzband 10 kHz.

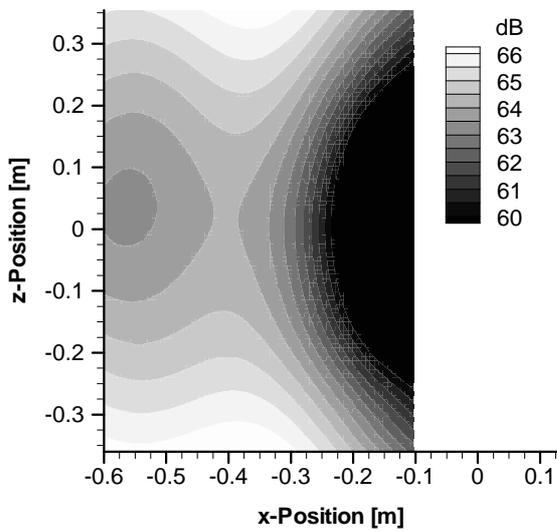


Abbildung 5.24 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilmittenebene, Hinterkante bei  $x = -0.305$  m, Terzband 1250 Hz.

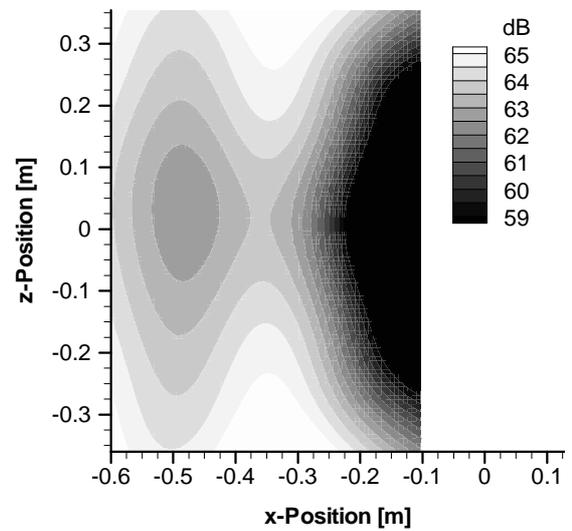


Abbildung 5.25 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilmittenebene, Hinterkante bei  $x = -0.305$  m, Terzband 1600 Hz.

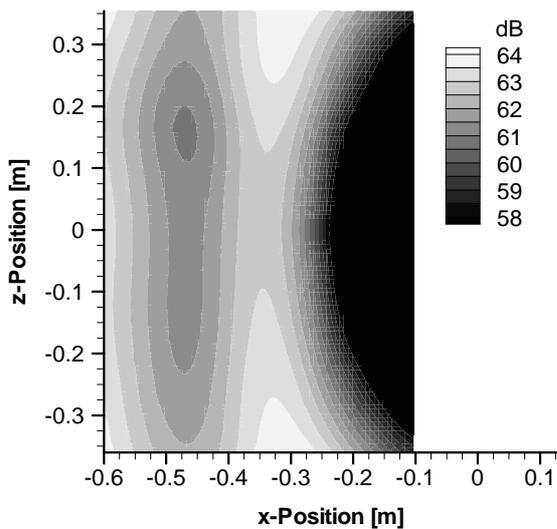


Abbildung 5.26 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilmittenebene, Hinterkante bei  $x = -0.305$  m, Terzband 2000 Hz.

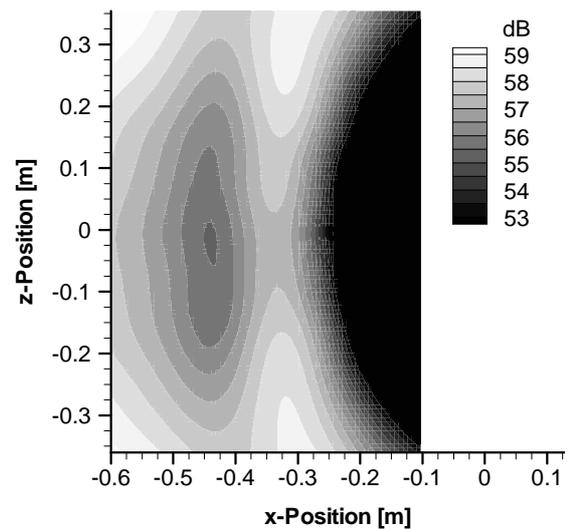


Abbildung 5.27 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilmittenebene, Hinterkante bei  $x = -0.305$  m, Terzband 2500 Hz.

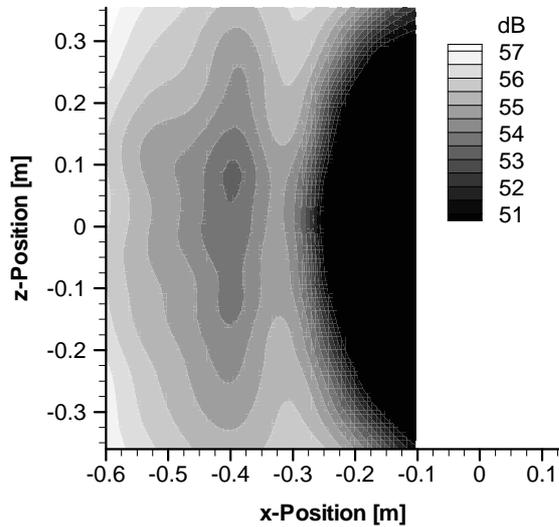


Abbildung 5.28 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilmittenebene, Hinterkante bei  $x = -0.305$  m, Terzband 3150 Hz.

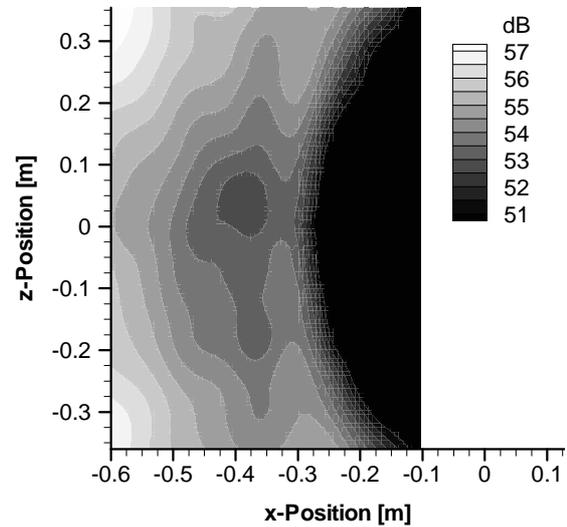


Abbildung 5.29 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilmittenebene, Hinterkante bei  $x = -0.305$  m, Terzband 4000 Hz.

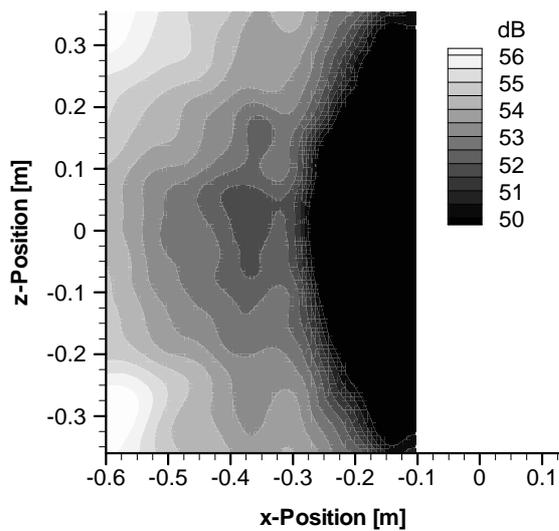


Abbildung 5.30 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilmittenebene, Hinterkante bei  $x = -0.305$  m, Terzband 5000 Hz.

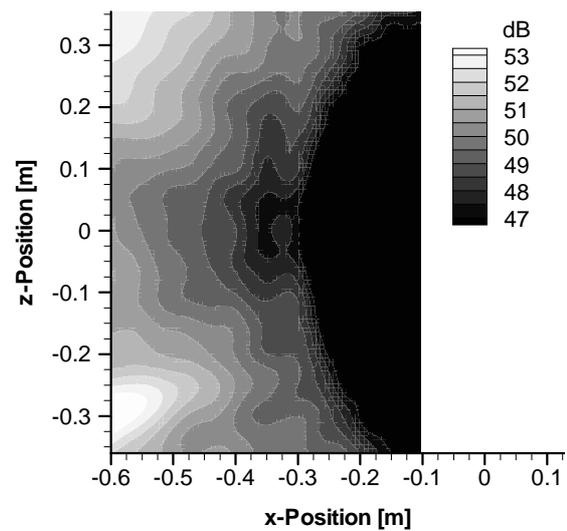


Abbildung 5.31 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilmittenebene, Hinterkante bei  $x = -0.305$  m, Terzband 6300 Hz.

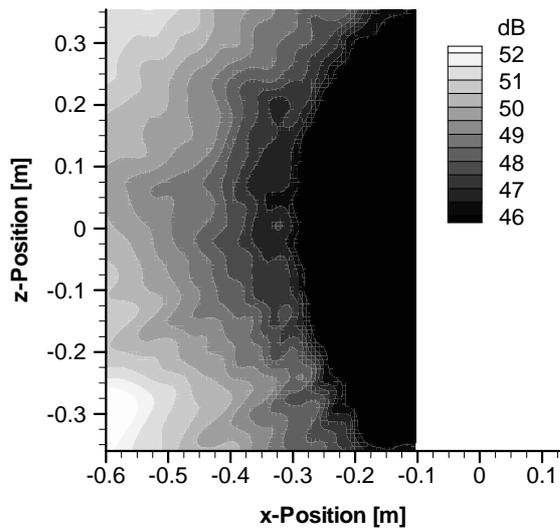


Abbildung 5.32 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilmittenebene, Hinterkante bei  $x = -0.305$  m, Terzband 8 kHz.

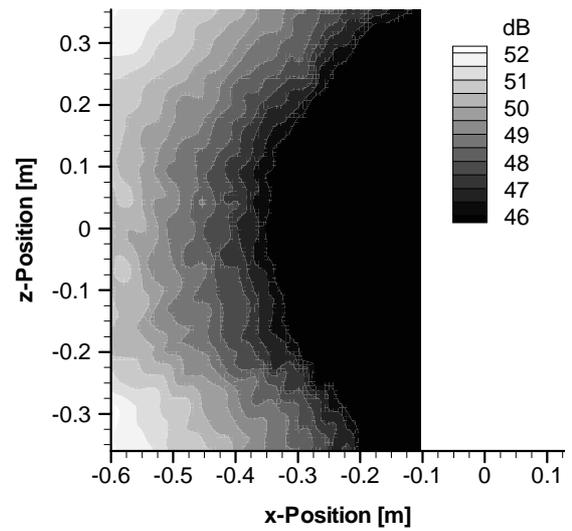


Abbildung 5.33 NACA-0012,  $\alpha = 0^\circ$ ,  $u = 30$  m/s, freie Transition, Schnitt durch die Profilmittenebene, Hinterkante bei  $x = -0.305$  m, Terzband 10 kHz.

## 6 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit beschreibt die Entwicklung eines akustischen Messsystems für den Einsatz in Windkanälen ohne akustische Optimierung am Beispiel des Laminarwindkanals (LWK) des Instituts für Aerodynamik und Gasdynamik, Universität Stuttgart. Dieser Kanal zeichnet sich durch einen extrem niedrigen Turbulenzgrad und eine geschlossene Messstrecke aus. Die Nachteile der aerodynamisch optimalen Auslegung sind ein hoher Hintergrundlärmpegel und Reflexionsanteil in der Messstrecke.

Das akustische Messsystem basiert auf der Mikrofonarray-Technologie. Diese ermöglicht es, auf der Grundlage von örtlich verteilt synchron erfassten Mikrofonsignalen ein komplexes Schallfeld in einzelne Quellen aufzulösen und deren Position und Frequenzinhalt zu bestimmen. Der Einsatz der Array-Technologie war bislang auf Kanäle mit offener bzw. hinreichend großer Messstrecke und einem reduzierten Hintergrundlärmpegel beschränkt. Die existierenden kommerziellen Komplettsysteme sind entweder nicht flexibel genug oder zu teuer. Daher wurde der überwiegende Teil der Hardware sowie die gesamte Software am Institut entwickelt und hergestellt. Die Gesamtkosten liegen bei ca. 25000 €. Der resultierende 96-Kanal Array kann aufgrund eines Verstärkungsumfangs von 80 dB sowohl im LWK als auch in akustisch optimierten Windkanälen mit einem extrem niedrigen Hintergrundlärmpegel eingesetzt werden. Es wurde ein Software-Paket entwickelt, das die Ausführung aller mit der Array-Technologie verbundenen Arbeitsschritte vom Entwurf der Mikrofonanordnung bis zur Visualisierung der Messergebnisse in einem Programm ermöglicht.

Zur Lösung der Reflexionsproblematik wird der herkömmliche Array-Algorithmus (Classical Beamforming) durch ein Reflexionsmodell basierend auf Spiegelquellen erweitert. In Simulationen zeigt sich, dass der erweiterte Algorithmus (Reflection Canceller) ein im Vergleich zum herkömmlichen Algorithmus verbessertes räumliches Auflösungsvermögen liefert. Dieser Effekt wurde auf der Grundlage von Messungen des Reflexionsverhaltens in der Messstrecke sowie aeroakustischen Messungen an Punktquellen verifiziert. Dies erfolgte mit einer in einer Reihe von Voruntersuchungen optimierten Versuchsanordnung mittels einer elektroakustischen Punktquelle. Damit konnte nachgewiesen werden, dass der Reflection Canceller die akustischen Verhältnisse in der Messstrecke in der Tat besser abbildet als der herkömmliche Beamforming-Algorithmus. Zuletzt wurden beide Algorithmen an Messungen von aerodynamischen Punktquellen getestet. Anhand einer ganzen Reihe von Punktquellenanordnungen konnte die in den Simulationen vorhergesagte Verbesserung des räumlichen Auflösungsvermögens zweifelsfrei nachgewiesen werden.

Zur Lösung der Problematik des Hintergrundlärms wurde ein In-Flow-Array entwickelt. Der bei den Reflexionsuntersuchungen eingesetzte Wall-Array arbeitete zunächst zufrieden

stellend bei den Messungen an den aerodynamischen Punktquellen, erwies sich jedoch als unzureichend für die Bestimmung des deutlich leiseren Hinterkantenlärms eines Tragflügelprofils. Die Hauptursachen liegen in dem extremen Hintergrundlärmpegel des Windkanals, im zu großen Abstand zwischen dem Array in der Kanalwand und dem Windkanalmodell sowie in der turbulenten Wandgrenzschicht. Die genannten Probleme können mit In-Flow-Arrays umgangen werden. Es wurden zwei verschiedene Ansätze untersucht. Der erste Ansatz war eine Erweiterung des bereits bekannten Prinzips des Nasen-Konus. Obgleich hinreichend für Messungen an einer ebenen Platte, erwies sich dieser Ansatz als völlig ungeeignet für Messungen an herkömmlichen Windkanalmodellen. Beim zweiten Ansatz wurden die Mikrofone in der Nase von NACA-0015-Profilen untergebracht. Durch die Verwendung von insgesamt vier solchen Profilen konnte eine dreidimensionale Mikrofonanordnung realisiert werden, die zusätzlich noch den Dipolcharakter einer Profilhinterkante ausnützt. In Messungen an einem NACA-0012-Profil wurde deutlich, dass das tatsächliche Abstrahlverhalten der Hinterkante weder durch einen Monopol noch durch einen Dipol zufrieden stellend abgebildet wird. Daher wurde ein modifizierter Ansatz verwendet, mit der Kugelcharakteristik eines Monopols aber der  $180^\circ$ -Phasenbeziehung des Dipols. Mit diesem Ansatz konnte für die Messungen am NACA-0012-Profil eine gute Übereinstimmung mit den Simulationen erreicht werden. Der Hinterkantenlärm konnte sowohl für den Fall freier Transition als auch im getrippten Zustand zwischen 1-8 kHz bestimmt werden.

Das Ziel der Arbeit, der prinzipielle Nachweis der Durchführbarkeit von akustischen Messungen im LWK, wurde damit erreicht. Tatsächlich sind die mit dem In-Flow-Array erzielten Resultate bereits durchaus mit den Ergebnissen von „akustischen“ Kanälen vergleichbar. Der begrenzte nutzbare Frequenzumfang macht jedoch Optimierungen wünschenswert. In den Messungen des Hintergrundlärms wurde deutlich, dass ein beträchtlicher Anteil am Hintergrundlärm vom Array selbst erzeugt wird. Die bislang provisorisch angebrachten Hinterkantenzacken (Serrations), sowie der Übergang zwischen Array und Kanalwand sollten daher überarbeitet werden. Solange dieses Lärminderungspotential nicht voll ausgeschöpft ist, sind Optimierungen am Antrieb nicht zwingend erforderlich. Der Einfluss des In-Flow-Arrays auf die Umströmung des Windkanalmodells ist bislang noch nicht erfasst. Sollte hier ein Problem liegen, muss eine Neuordnung der Array-Profile entwickelt werden. Denkbar wäre hier eine flexible Anordnung, bei der die Array-Profile bei höheren Anstellwinkeln des Windkanalmodells in Richtung der Stromlinien ausgerichtet werden. Im Hinblick auf die Problematik der Reflexionen konnte mit dem Reflection Cancellor ein wirksames Lösungsverfahren entwickelt werden. Dessen Einsatz wird jedoch in der Regel bei Messungen an örtlich begrenzten Quellen (Flügelspitze, Landeklappe) erfolgen, da hier im Gegensatz zu den Linienquellen einer Profilhinterkante ein Nutzen aus der verbesserten räumlichen Auflösung in Spannweitenrichtung gezogen werden kann.

## 7 Literaturverzeichnis

- [1] ALLEN, C.S.; SODERMAN, P.T.: *Effect of freestream turbulence on the flow-induced background noise of in-flow microphones*, Proceedings of 4<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Toulouse, Frankreich, AIAA 98-2297, 1998.
- [2] AMIET, R.K.: *Acoustic radiation from an airfoil in a turbulent stream*. Journal of Sound and Vibration, Vol. 41 (4), pp. 407–420, 1975..
- [3] AMIET, R.K.: *Correction of open jet wind tunnel measurements for shear-layer refraction*. AIAA 75-532, 1975.
- [4] BAREIB, R.: *Last-, Strömungsfeld- und Schallberechnung an Windkraftanlagen mit einem Panelverfahren zur Simulation einer starren, freien oder hybriden Nachlaufschicht*. Dissertation, Universität Stuttgart, Institut für Aerodynamik und Gasdynamik, 1998.
- [5] BEST, R.: *Digitale Messwertverarbeitung*, R. Oldenbourg Verlag München Wien 1991.
- [6] BRONSTEIN, I.N.; SEMENDJAJEW, K.A.; MUSIOL, G.; MÜHLIG, H.: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, Thun, Frankfurt am Main, 1995.
- [7] Brooks, T.F.; Marcolini, M.A.; Pope, D.S.: *A directional array approach for the measurement of rotor noise source distributions with controlled spatial resolution*, Journal of Sound and Vibration, Vol. 112, pp. 192-197, 1987.
- [8] Brooks, T.F.; Humphreys, W.M. jr.: *Effects of directional array size on the measurement of airframe noise components*, Proceedings of 5<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Bellevue, WA, AIAA 1999-1958, 1999.
- [9] BURNSIDE, N.; HORNE, W.C.; JAEGER, S.; SODERMAN, P.; REINERO, B.: *Array design and performance for a large scale airframe noise study*, Proceedings of 8<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Breckenridge, CO, AIAA 2002-2576, 2002.
- [10] COX, H.; ZESKIND, R.M.; OWEN, M.M.: *Robust adaptive beamforming*, IEEE Proceedings on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-35, pp. 1365-1376, 1987.
- [11] DASSEN, A.G.M; SIJTSMA, P.; ADMIRAAL, P.J.: *The calibration and use of a cross-antenna for airfoil self-noise measurements*. NLR report TR 98080, 1998.
- [12] DASSEN, A.G.M.: *Calibration of an acoustic antenna*. NLR report TR 95270 L, 1995.
- [13] DASSEN, A.G.M.; PARCHEN, R.; BRUGGEMAN, J.C; HAGG, F.: *Results of a Wind Tunnel Study on the Reduction of Airfoil Self-Noise by the Application of Serrated Blade Trailing Edges*. Proceedings of the European Union Wind Energy Conference and Exhibition, Göteborg, pp. 800-803, 1996.
- [14] DASSEN, T.; PARCHEN, R.; BRUGGEMAN, J.C.: *Wind tunnel measurements of the aerodynamic noise of blade sections*. Proceedings of the European Wind Energy

- Conference and Exhibition, Thessaloniki, pp. 791-798, 1994.
- [15] *Design and testing of acoustically optimized airfoils for wind turbines (DATA)*. JOULE Programme, Contract No. JOR3-CT98-0248, 1998-2000.
- [16] *Development of design tools for reduced aerodynamic noise wind turbines (DRAW)*. JOULE Programme, Contract No. JOR3-CT98-0083, 1996-1997.
- [17] DOBRZYNSKI, W.; CHOW, L.; GUION, P.; SHIELLS, D.: Research into landing gear airframe noise reduction, Proceedings of 8<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Breckenridge, CO, AIAA 2002-2409, 2002.
- [18] DOUGHERTY, R.P.: *Phased array beamforming for aeroacoustics*, AIAA Professional Development Short Course, Bellevue, WA, 1999.
- [19] DUELL, E.; WALTER, J.; ARNETTE, S.; YEN, J.: *Recent advances in large-scale aeroacoustic wind tunnels*, Proceedings of 8<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Breckenridge, CO, AIAA 2002-2503, 2002.
- [20] FFOWCS-WILLIAMS, J.E.; HALL, L.H.: *Aerodynamic sound generation by turbulent flows in the vicinity of a scattering half plane*. Journal of Fluid Mechanics, Vol. 40 (4), pp. 657–670, 1970.
- [21] GILLES, E.D.: *Regelungstechnik I/II, Vorlesungsmanskript*, Institut für Systemdynamik und Regelungstechnik, Universität Stuttgart.
- [22] GOLDSTEIN, M.E.: *Aeroacoustics*. McGraw Hill, New York, 1976.
- [23] GUIDATI, G.; BAREIB, R.; WAGNER, S. ET AL.: *Development of Design Tools for Reduced Aerodynamic Noise Wind Turbines (DRAW)*. Proceedings of the European Union Wind Energy Conference and Exhibition, Göteborg, pp. 778-781, 1996.
- [24] GUIDATI, G.; BAREIB, R.; WAGNER, S.: *An investigation of blade-tower-interaction noise for horizontal axis wind turbines in upwind and downwind configuration*. Proceedings of the 8th IEA Symposium, Lyngby, 1994.
- [25] GUIDATI, G.; DASSEN, T.; PARCHEN, R.; BAREIB, R.; WAGNER, S.: *Simulation and measurement of inflow-turbulence noise on airfoils*. AIAA 97-1698, 1997.
- [26] GUIDATI, G.; WAGNER, S.: *Simulation of aerodynamic sound generation on airfoils in low Mach-number flows*. Proceedings of the 5<sup>th</sup> International Congress on Sound and Vibration, Adelaide, pp. 699-706, 1997.
- [27] GUIDATI, G.; WAGNER, S.: *Prediction of airfoil noise in compressible turbulent flows*. AIAA 98-2227, 1998.
- [28] GUIDATI, G.; WAGNER, S.; PARCHEN, R.; OERLEMANS, S.; VAN DEN BERG, R.; SCHEPERS, G.; BRAUN, K.; KOOL, J.: *Design and testing of acoustically optimized airfoil for wind turbines (DATA)*. Proceedings of the European Union Wind Energy Conference 1999, Nice.
- [29] GUIDATI, G.; WAGNER, S.: *The influence of airfoil shape on gust-airfoil interaction noise in compressible flows*. AIAA 99-1843, 1999.
- [30] GUIDATI, G.; WAGNER, S.: *Design of reduced noise airfoils for wind turbines*. Proceedings of the ECCOMAS 2000 Conference, Barcelona, John Wiley & Sons Ltd, 2000.

- [31] GUIDATI, S.; BRAUER, C.; WAGNER, S.: *The Reflection Cancellor - Phased Array Measurements in a Reverberating environment*, Proceedings of 8<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Breckenridge, CO, AIAA 2002-2462, 2002.
- [32] GUIDATI, S.; OSTERTAG, J.; WAGNER, S.: *Phased array measurements of trailing edge noise on a flat plate*, Proceedings of 8<sup>th</sup> ICSV International Congress on Sound and Vibration, Hong Kong, China, 351, 2001.
- [33] GUIDATI, S.; GUIDATI, G.; WAGNER, S.: *A modification of the classical beamforming algorithm for reverberating environments*, Proceedings of 7<sup>th</sup> ICSV International Congress on Sound and Vibration, Garmisch-Partenkirchen, 6-3167, 2000.
- [34] GUIDATI, S.; GUIDATI, G.; WAGNER, S.: *Beamforming in a reverberating environment with the use of measured steering vectors*, Proceedings of 7<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Maastricht, Holland, AIAA 2000-2166, 2001.
- [35] HALD, J.: *STSF – a unique technique for scanbased nearfield acoustic holography without restriction on coherence*, Bruel&Kjaer Technical Reviews, Nr. 1, 1989.
- [36] HAYKIN, S.: *Array signal processing*. Englewood Cliffs, N.J., Prentice Hall, 1985.
- [37] HOLTHUSEN, H.: *The phased microphone array measurement systems of the German-Dutch Wind Tunnels*, SWING+ Workshop, Stuttgart, IAG, 2002.
- [38] HORNE, W.C. ; JAEGER, S.M. ; HAYES, J.A. ; JOVIC, S. : *Effects of distributed source coherence on the response of acoustic array*, Proceedings of 6<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Lahaina, HI, AIAA 2000-1935, 2000.
- [39] HOWE, M.S.: *Contributions to the Theory of Aerodynamic Sound, with Applications to Excess Jet Noise and the Theory of the Flute*. Journal of Fluid Mechanics, Vol. 71 (4), pp. 625-673, 1975.
- [40] JAEGER, S.; DOUGHERTY, R; STOKER, R.; BROOKS, T.F.; OERLEMANS, S.: Personal communications during the 8<sup>th</sup> AIAA/CEAS, Breckenridge, CO, 2002.
- [41] JAEGER, S.; BURNSIDE, N.; SODERMAN.; HORNE, W.C.; JAMES, K.: *Microphone array assessment of an isolated, 26 %-scale, high fidelity landing gear*, Proceedings of 8<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Breckenridge, CO, AIAA 2002-2410, 2002.
- [42] JAEGER, S.M.; HORNE, W.C.; ALLEN, C.S.: *Effects of surface treatment on array microphone self-noise*, Proceedings of 6<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Lahaina, HAWAII, AIAA 2000-1937, 2000.
- [43] JAEGER, S.M.; ALLEN, C.S.; SODERMAN, P.T.: *Reduction of background noise in the NASA Ames 40- by 80-foot wind tunnel*, 1<sup>st</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, München, AIAA/CEAS 95-152, 1995.
- [44] JAEGER, W.: *Elektrische Messtechnik*, Verlag Johann Ambrossius Barth, Leipzig.
- [45] JANSSON, D.; MATHEW, J.; HUBNER, J.P.; SHEPLAK, M.; CATTAFESTA, L.: *Design and validation of an aeroacoustic anechoic test facility*, Proceedings of 8<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Breckenridge, CO, AIAA 2002-2466, 2002.
- [46] JOHNSON, D.H.; DUDGEON, D.E.: *Array Signal Processing, concepts and techniques*. Englewood Cliffs, N.J., Prentice Hall, 1993.
- [47] KRUGLINSKI, D.; SHEPERD, G.; WINGO, S.: *Inside Visual C++ 6.0*, Microsoft press Deutschland, ISBN 3-86063-461-5, 1998.

- [48] LEURIDAN, J.; ROESEMS, D.; OTTE, D.: *Use of principal components analysis for correlation analysis between vibration and acoustical signals*, Proceedings of 16<sup>th</sup> International Symposium on Automotive Technology and Automation (ISATA), Firenze, Italien, pp 497-504, 1987.
- [49] LIGHTHILL, M.J.: *On sound generated aerodynamically, Part I General Theory*. Proceedings of the Royal Society of London, Series A, Vol. 211, pp. 564-587, 1952.
- [50] LIGHTHILL, M.J.: *On sound generated aerodynamically, Part II Turbulence as a source of sound*. Proceedings of the Royal Society of London, Series A, Vol. 222, pp. 1-32, 1954.
- [51] LIGHTHILL, M.J.: *Einführung in die Theorie der Fourier-Analyse und der verallgemeinerten Funktionen*. Bibliographisches Institut Mannheim, 1966.
- [52] MAYNARD, J.D.; WILLIAMS, E.G.; LEE, Y.: *Nearfield acoustic holography: I.Theory of generalised holography and the development of NAH*, Journal of the Acoustic Society of America, 78, 1395-1413, 1985.
- [53] MAYNARD, J.D.; VERONESI, W.A.: *Nearfield acoustic holography: II.Holographic reconstruction algorithms and computer implementation*, Journal of the Acoustic Society of America, 81, 1307-1321, 1987.
- [54] MEADOWS, K.R.; BROOKS, T.F.; HUMPHREYS, W.M.; HUNTER, W.H.;GERHOLD, C.H.: *Aeroacoustic measurements of a wing-flap configuration*, Proceedings of 3<sup>rd</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Atlanta, GA, AIAA 97-1595, 1997.
- [55] MICHEL, U.; QIAO, W.: *Directivity of landing-gear noise based on flyover measurements*, Proceedings of 5<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Bellevue, WA, AIAA 99-1956, 1999.
- [56] MILES, J.W.: *On the reflection of Sound at an Interface of Relative Motion*. Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 29 (2), pp. 226-228, 1957.
- [57] MÖHRING, W.: *Modelling low Mach number noise*. in E.A. Müller (Editor): *Mechanics of Sound Generation in Flows*. Springer Verlag, 1979.
- [58] MOSHER, M: *Phased arrays for aeroacoustic testing: Theoretical development*, Proceedings of 2<sup>nd</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Staate College, PA, AIAA 96-1713, 1996.
- [59] *Numerical Recipies in Fortran*. Cambridge University Press, <http://www.nr.com>.
- [60] OERLEMANS, S.; SIJTSMA, P.: *Determination of absolute levels from phased array measurements using spatial source coherence*, Proceedings of 8<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Breckenridge, CO, AIAA 2002-2464, 2002.
- [61] OERLEMANS, S.; SCHEPERS, J.G.; GUIDATI, G.; WAGNER, S.: *Experimental demonstration of wind turbine noise reduction through optimized airfoil shape and trailing-edge serrations*. Proceedings of the European Union Wind Energy Conference 2001, Copenhagen.
- [62] OSTERTAG, J. S. D.; GUIDATI, S., GUIDATI, G. L.; WAGNER, S.; WILDE, A.; KALITZIN, N.: *Prediction and measurement of airframe noise on a generic body*, Proceedings of 6<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Lahaina/Hawaii, USA, AIAA 2000-

- 2063, 2000.
- [63] PAVIC, G.: *Acoustic source characterisation using an inverse procedure*. Proceedings of the 8<sup>th</sup> International Congress on Sound and Vibration, Hong Kong, pp 1623-1628, 2001.
- [64] PIET, J.; MICHEL, U.; BÖHNING, P.: *Localization of the acoustic sources of the A340 with the large phased microphone array during flight tests*, Proceedings of 8<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Breckenridge, CO, AIAA 2002-2506, 2002.
- [65] PROFOS, P.; PFEIFER, T. (HRSG): *Grundlagen der Messtechnik*, R. Oldenbourg Verlag, ISBN 3-486-24148-6, 1997.
- [66] REMANDET, J.N.: *High speed anechoic test section at SIMA*, Proceedings of 4<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Toulouse, Frankreich, AIAA 98-2300, 1998.
- [67] RIBNER, H.S.: *Reflection, Transmission, and Amplification of Sound by a Moving Medium*. Journal of the Acoustical Society of America, Vol. **29** (2), pp. 435-441, 1957.
- [68] SCHMIDT, R.O.: *A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation*, PhD Thesis, Stanford University (USA), 1982.
- [69] SCHMITZ, F.; LIU, S.; JAEGER, S.M.; HORNE, W.C.: *Noise reducing screens for in-flow pressure sensors*, U.S. Patent No. 5,684,756, 1997.
- [70] SEYBERT, A.F; SOENARKO, B.; RIZZO, F.J.; SHIPPY, D.J.: *An advanced computational method for radiation and scattering of acoustic waves in three dimensions*. Journal of the Acoustical Society of America, Vol. **77** (2), pp. 362-367, 1985.
- [71] SIJTSMA, P.; OERLEMANS, S.; HOLTHUSEN, H. : *Location of rotating sources by phased array measurements*, Proceedings of 7<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Maastricht, Holland, AIAA 2000-2167, 2001.
- [72] SIJTSMA, P.; HOLTHUSEN, H.: *Source location by phased array measurements in closed wind tunnel test sections*, Proceedings of 5<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Bellevue, WA, AIAA 99-1958, 1999.
- [73] SODERMAN, P.T.; NOBLE, S.C.: *Directional microphone array for acoustic studies of wind tunnel models*, Journal of Aircraft, pp. 169-173, 1975.
- [74] STOKER, R.: *Full scale landing gear noise test results*, 3<sup>rd</sup> AST Airframe Noise Workshop, Seattle, WA, 1998.
- [75] TAYLOR, K.: *A transformation of the acoustic equation with implications for wind-tunnel and low-speed flight tests*. Proceedings of the Royal Society of London, A 363, pp. 271-281, 1978.
- [76] TAYLOR, T.T.: *Design of line source antennas for narrow beam width and low sidelobes*, IRE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-3, pp 16-28, 1955.
- [77] VENKATESH, S.R.; POLAK, D.R.; NARAYANAN, S.: *Phased array design, validation and application to jet noise source localization*, Proceedings of 6<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Lahaina, HI, AIAA/CEAS 2000-1934, 2000.

- [78] Very Large Array-National Radio Astronomy Observatory  
:<http://www.aoc.nrao.edu/vla/html/VLAhome.shtml>, Homepage of the NRAO-VLA.
- [79] WAGNER, S.: *Strömungslehre I, II*. Vorlesungsmanuskript, Institut für Aerodynamik und Gasdynamik, Universität Stuttgart, 1995.
- [80] WAGNER, S.; BAREIB, R.; GUIDATI, G.: *Wind Turbine Noise*. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 1996.
- [81] WAGNER, S.; GUIDATI, G; OSTERTAG, J.: *Numerical simulation of the aerodynamics and acoustics of horizontal axis wind turbines*. Invited Lecture at 4<sup>th</sup> ECCOMAS European Fluid Dynamics Conference, Athens, 1998. Computational Fluid Dynamics '98, Vol.2 (K.D. Papailiou, D. Tsahalis, J. Periaux, D. Knörzer (Eds.)), John Wiley & Sons, Ltd., pp. 436-441, 1998.
- [82] WORTMANN, F.X.; ALTHAUS, D.: *Der Laminarwindkanal des Instituts für Aerodynamik und Gasdynamik der Technischen Hochschule Stuttgart*, Zeitschrift für Flugwissenschaften Nr. 12, Heft 4, 1964.
- [83] WÜRZ, W.: *Hitzdrahtmessungen zum laminar-turbulenten Strömungsumschlag in anliegenden Grenzschichten und Ablöseblasen sowie Vergleich mit der linearen Stabilitätstheorie und empirischen Umschlagskriterien*, Dissertation, Institut für Aerodynamik und Gasdynamik, Universität Stuttgart 1995.
- [84] WÜRZ, W.; ALTHAUS, D.: *Messung des Turbulenzgrades im Laminarwindkanal*, Institutsbericht, IAG, 1991.
- [85] WÜRZ, W.; BLINNE, U.: *Vorläufige Messung des Schalldruckpegels in der Messstrecke des Laminarwindkanal des IAG*, Arbeitsbericht der Abt. LWK, Institut für Aerodynamik und Gasdynamik (IAG), Stuttgart, 1996.

# 8 Anhang

## 8.1 Hardware

Die Gesamtkosten für das AAS belaufen sich auf ca. 25000 €. Das ist ein Bruchteil dessen, was ein Komplettsystem eines kommerziellen Anbieters kosten würde. Abgesehen von den AD-Wandlern und den Elektret-Mikrofonkapseln wurden alle Komponenten inklusive der gesamten Software am IAG entwickelt. Das ganze System basiert auf einem handelsüblichen PC. Es ist in ein transporttaugliches 19“-Rack integriert und damit mobil einsetzbar. Alle Parameter lassen sich über die Software einstellen. Die Hardware lässt sich entsprechend der Signalkette in die folgenden Komponenten gliedern:

- Mikrofone
- Signal-Konditionierung
- Interface mit Stromversorgung
- PC mit AD-Wandlern und Systemuhr
- Punktquelle mit Traversierung

### 8.1.1 Mikrofone

Die Mikrofone bestehen aus den Elektret-Kapseln der Firma Sennheiser (KE 4-211-2), einer Aluminiumhülse und einem geschirmten 1.5 m langen Kabel. Die Sennheiser Kapseln haben einen Frequenzgang  $\pm 0.5$  dB bis ca. 20 kHz und einen Übertragungsfaktor von ca. 200 mV/Pa in der zweipoligen Verstärkerschaltung. Zum Schutz gegen Vibrationen und elektrische Brummschleifen sind sie von den sie umschließenden Aluminiumhülsen durch einen Gummischlauch getrennt. Am vorderen Ende der Aluminiumhülsen befindet sich ein M10-Gewinde zum einfachen Befestigen der Mikrofone in Metallgittern oder der Wand des LWK. Am anderen Ende befindet sich eine Zugentlastung für die Mikrofonkabel.

### 8.1.2 Signal-Konditionierung

Dies ist das Herzstück jeder Datenerfassung. Die AD-Wandler haben einen Eingangsspannungsbereich von  $\pm 10$  V. Eine Übersteuerung führt zu unbrauchbaren Daten und im schlimmsten Fall zur Zerstörung der Wandler. Gleichzeitig sollte das zu wandelnde Signal nicht wesentlich kleiner sein, da sonst das Auflösungsvermögen der Wandler nicht voll ausgenutzt wird. Die Folge ist ein schlechterer SRA. Das Mikrofonsignal muss folglich verstärkt werden. Um das AAS flexibel in einer Reihe von unterschiedlichen Windkanälen einsetzen zu können, muss die Verstärkerstufe ebenso flexibel ausgelegt werden. Der AWD in Dresden weist einen Gesamtschallpegel von ca. 50 dB auf, wohingegen im LWK je nach

Einbau der Mikrofone bei 60 m/s 130 dB erreicht werden können. Da in beiden Situationen eine Vollaussteuerung der AD-Wandler angestrebt ist, muss die Verstärkerstufe einen Verstärkungsbereich von mindestens 80 dB aufweisen. Gleichzeitig sollte der Verstärkungsfaktor über den ganzen Bereich in 6 dB-Schritten einstellbar sein. Zusätzlich zur Verstärkung ist die Filterung ein wesentlicher Bestandteil der Signalkonditionierung. Das Mikrofonsignal setzt sich im Normalfall zusammen aus dem interessierenden Nutzsignal, dem Hintergrundlärm sowie extrem tieffrequenten Druckschwankungen an den Mikrofonmembranen. Dieser tieffrequente Anteil ist oftmals hochpegelig und verdeckt das eigentliche Nutzsignal. Durch den Einsatz von Hochpassfiltern wird dieser Signalanteil unterdrückt. Grundsätzlich gilt, dass zur Gewährleistung eines hohen SRA bei gleichzeitig hoher Phasentreue des Nutzsignals so wenig elektronische Bauteile wie möglich im Signalweg liegen sollten. Gleichzeitig gilt, dass flache Filterkennlinien bei der Kalibrierung wieder korrigiert werden können. Aus diesem Grund wurden für die AAS-Signalkonditionierung einpolige Hochpassfilter verwendet. Die Eckfrequenz kann per Software zwischen 0 Hz, 500 Hz, 1 kHz und 3 kHz gewählt werden. Um das Rauschverhalten der Hochpassfilter zu verbessern, sollten sie nahe an der maximalen Aussteuerung betrieben werden. Die Signalverstärkung erfolgt daher zweistufig. Die erste Stufe mit 40 dB Verstärkungsumfang befindet sich vor den Hochpassfiltern, die zweite Stufe mit ebenfalls 40 dB dahinter. Damit erreicht das Gesamtsystem die geforderten 80 dB Verstärkungsumfang. Beide Stufen sind getrennt über die Software für jeden Kanal regelbar.

Die AD-Wandler haben eine Abtastrate von 48 kHz. Nach dem Nyquist-Theorem werden die Signalanteile oberhalb der halben Abtastrate bei der Fourier-Transformation auf die niedrigeren Frequenzen gespiegelt. Um das dadurch verursachte Aliasing zu vermeiden, werden im Regelfall alle Frequenzen oberhalb der halben Abtastrate mit aufwendigen Tiefpassfilter-Netzwerken weggedämpft. Die AD-Wandler im AAS sind vom Sigma/Delta-Typ. Bei dieser Bauart wird das anliegende Signal tatsächlich mit  $384 \times 48 \text{ kHz} = 18.432 \text{ MHz}$  abgetastet und dann über ein internes Netzwerk gemittelt. Das Resultat ist eine Filterkennlinie mit 80 dB Dämpfung bei der halben Abtastrate, so dass kein Aliasing zu befürchten ist. Signalanteile, die oberhalb der 18.432 MHz liegen (Einstreuungen), werden von diesen internen Filtern jedoch nicht erfasst. Aus diesem Grund ist ein einfaches, einpoliges Tiefpassglied mit 40 kHz Eckfrequenz eingebaut. Da ein einpoliger Filter eine Flankensteilheit von 6 dB pro Oktave aufweist, erreicht das Tiefpassglied bei 18 MHz bereits einen Dämpfungsfaktor von ca. 60 dB.

Die gesamte Elektronik ist modular aufgebaut und in ein 19“-Gehäuse integriert. Der Boden und die Decke des Gehäuses sind zur Kühlung als Gitter ausgeführt. Jeweils 8 Kanäle sind auf einer Euro-Platine zusammengefasst. Insgesamt 12 identische Platinen werden über den ISA-Bus-Standard mit einer Hauptplatine verbunden, auf der sich die Mikroprozessoren zur

Steuerung der Schaltvorgänge befinden. Der Anschluss der Mikrofone erfolgt über CINCH-Buchsen. Die verstärkten Signale verlassen die Signalkonditionierung über geschirmte Flachbandkabel mit 37-poligen Sub-D-Steckverbindern. In den Flachbandkabeln wechseln sich Signalleitungen mit Masseleitungen ab, um Einstreuungen zu minimieren. Im selben Gehäuse befindet sich der Dämpfungssteller für das Referenzsignal (siehe Abschnitt Kalibrierung). Alle Schaltvorgänge werden über die serielle Schnittstelle des PC gesteuert .

### **8.1.3 Interface mit Stromversorgung**

In einem weiteren 19“-Gehäuse, welches in das Haupt-Rack zusammen mit dem PC eingebaut ist, ist die Stromversorgung für die Signal-Konditionierung untergebracht. Die räumliche Trennung ist notwendig, da andernfalls die Transformatoren in die Elektronik einstreuen könnten. Die Konditionierung wird mit +/-12V und +5 V gespeist und zieht etwa 10 A Strom. Im selben Gehäuse befindet sich das Signal-Interface. Da die AD-Wandlerkarten über 100-polige Steckverbinder angesteuert werden müssen, diese jedoch für längere Signalwege aus Kostengründen ungeeignet sind, werden die Signale im Interface auf 37-polige Kabel umverteilt. Des Weiteren befinden sich in diesem Gehäuse Schalter zur Unterbrechung der Massekontakte im Falle von Brummschleifen sowie BNC-Buchsen zum Anschluss an Signalgenerator und Oszilloskop.

### **8.1.4 PC mit AD-Wandlern**

Direkt unter dem Interface ist der PC eingebaut, sodass die teuren 100-poligen Signalkabel nur eine Länge von etwa 30 cm haben. In dem PC befinden sich drei AD-Wandlerkarten der Firma Innovative Integration vom Typ CHICOplus sowie eine Multifunktions-IO-Karte der Firma National Instruments mit der Produktbezeichnung E 6071. Alle Karten arbeiten nach dem PCI-Bus-Standard. Auf den CHICOplus-Karten befinden sich jeweils 32 AD-Wandler mit 48 kHz-Abtastrate und 18 Bit-Auflösung. Diese Karten werden zur Aufzeichnung der Mikrofonsignale verwendet. Die National Instruments-Karte hat einen AD-Wandler mit 1.25 MHz-Abtastrate und 12 Bit-Auflösung, der im AAS als Oszilloskop verwendet wird. Ein DA-Wandler mit 1.25 MHz und 12 Bit dient als Signalgenerator. Im PC-Gehäuse (19 “-Industriegehäuse) befindet sich des Weiteren die 18.432 MHz-Systemuhr zur synchronen Steuerung sämtlicher Wandler auf allen vier Karten. Zur Kühlung sind in dem Gehäuse insgesamt vier zusätzliche Pabst-Lüfter eingebaut.

### **8.1.5 Punktquelle mit Traversierung**

Eine perfekte Monopol-Quelle ohne die geringste Richtcharakteristik ist praktisch nicht herstellbar. Der Theorie nach besitzt ein Rohr, aus dem Schall austritt, annähernd den Charakter eines Monopols, solange der Rohrinnendurchmesser klein ist gegen die

Wellenlänge des austretenden Schalls. Auf diesem Hintergrund wurde am IAG eine Punktquelle bestehend aus einem gekapselten Lautsprecher und einem Plexiglasrohr mit 4 mm Innendurchmesser entwickelt. Diese Punktquelle (EAP1) lieferte zufriedenstellende Ergebnisse für die Experimente in der Modellmessstrecke und bei den Messungen im LWK in ruhender Luft. Aufgrund der aerodynamisch ungünstigen Form konnte diese Quelle nicht für die Experimente in der Strömung verwendet werden, da der von der Quelle zusätzlich aerodynamisch erzeugte Lärm das eigentliche Punktquellensignal verdeckt hätte. Daher wurde eine neue Punktquelle konzipiert (EAP2). Grundlage ist ein NACA-0020-Profil mit 12 cm-Profiltiefe und 1.6 m-Spannweite. In das Profil ist an der dicksten Stelle ein Plexiglasrohr mit 4 mm-Innendurchmesser eingegossen. Bei 0.8 m Spannweite ist das Rohr über einen 4 mm-Kanal mit der Profilloberfläche verbunden. Das Profil wird durch passgenaue Öffnungen in der Windkanalober- und -unterseite geführt. Das obere Rohrende ist mit Knet verschlossen. Am unteren Ende wird über einen Aluminiumflansch ein Lautsprecher befestigt, der wiederum auf eine vertikale Traversiereinrichtung montiert ist. Die Traverse wird von der AAS-Software über die zweite serielle Schnittstelle angesprochen. Durch die Dämmeigenschaften des Plexiglasrohres und der Profilkonstruktion (Schaumstoffkern, 4 Lagen Glasfaser) tritt der überwiegende Teil der vom Lautsprecher in das Rohr eingeleiteten akustischen Energie aus der 4 mm-Öffnung aus. Für die in dieser Arbeit mit der Punktequelle durchgeführten Experimente sind die Mikrofone in einer Ebene direkt gegenüber der Punktquellenoberseite angeordnet, mit einem Öffnungswinkel in Strömungsrichtung von ca. 40 Grad. Damit kann in erster Näherung davon ausgegangen werden, dass die vorhandene Richtcharakteristik der Punktquelle von den Mikrofonen nicht wahrgenommen wird. In Spannweitenrichtung stellt die Punktquelle eine Ebene dar. Dies erfüllt der Theorie nach ebenso die Kriterien für richtungsunabhängiges Abstrahlungsverhalten für Frequenzen, deren Wellenlänge klein gegenüber dem Öffnungsdurchmesser ist.

Das verwendete NACA-0020 verursacht selbst sehr wenig aerodynamischen Lärm. Durch die Gesamtlänge von 1.6 m bei 0.73 m Windkanalhöhe ist es möglich, den Ort des Schallaustritts über die gesamte Höhe des Kanals zu traversieren, ohne dabei die aerodynamischen und damit aeroakustischen Bedingungen zu ändern. Die Anordnung erlaubt zunächst nur eine x-Position. Für die angestrebten Untersuchungen ist das jedoch hinreichend.

### 8.1.6 Gesamtsystem

Die schematische Abbildung 8.1 zeigt die Verknüpfungen des Gesamtsystems.

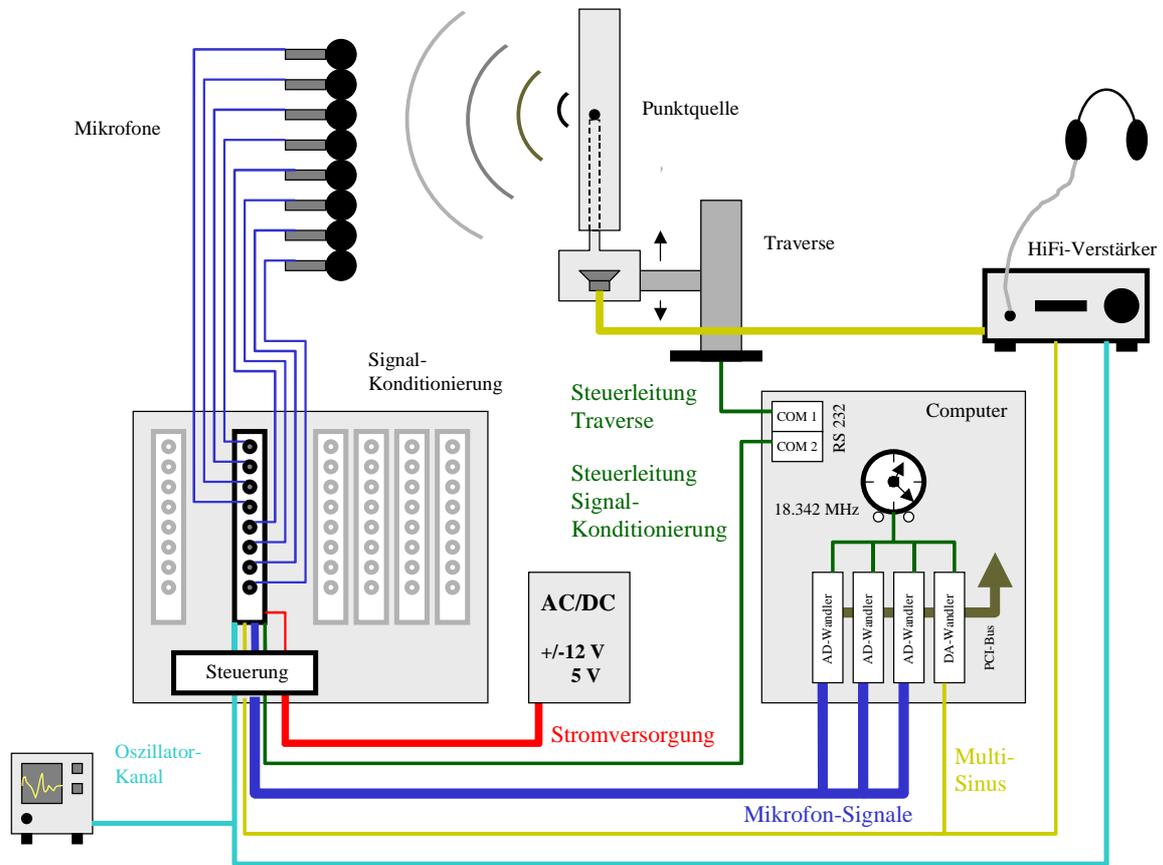


Abbildung 8.1 Schematische Darstellung des Messaufbaus am Beispiel der Punktkquellenmessungen

### 8.1.7 Mikrofon-Koordinaten

Nachfolgend sind die Mikrofon-Koordinaten für die beiden hauptsächlich in der vorliegenden Arbeit eingesetzten Arrays tabellarisch aufgelistet.

Tabelle 1 Koordinaten der Mikrofonpositionen, Wall-Arrays (WA)

Nr.	x [m]	y [m]	z [m]
1	-0.446512	0	0.194186
2	0.211628	0	0.0313953
3	-0.3	0	0.189535
4	-0.0906977	0	0.00581395
5	0.0581395	0	-0.0197674
6	0.153488	0	-0.0732558
7	0.281395	0	-0.0872093
8	0.337209	0	-0.154651
9	0.446512	0	-0.194186
10	0.444186	0	0.189535
11	0.355814	0	0.145349
12	0.265116	0	0.187209

13	0.246512	0	0.115116
14	0.155814	0	0.0918605
15	0.0581395	0	0.154651
16	0.0162791	0	0.0406977
17	-0.0302326	0	-0.00813953
18	-0.176744	0	0.0430233
19	-0.160465	0	-0.0337209
20	-0.286047	0	-0.0616279
21	-0.344186	0	-0.138372
22	-0.411628	0	-0.0988372
23	-0.434884	0	-0.194186
24	-0.444186	0	0.0616279
25	-0.376744	0	-0.0197674
26	-0.372093	0	0.124419
27	-0.295349	0	0.0686047
28	-0.113953	0	0.189535
29	-0.0139535	0	0.126744
30	-0.0860465	0	0.0872093
31	-0.197674	0	-0.122093
32	-0.276744	0	-0.180233
33	-0.0767442	0	-0.177907
34	-0.0604651	0	-0.0872093
35	0.0627907	0	-0.077907
36	0.027907	0	-0.15
37	0.132558	0	-0.175581
38	0.244186	0	-0.194186
39	0.311628	0	0.0593023
40	0.111628	0	0.0197674
41	0.0116279	0	-0.0313953
42	0.434884	0	0.0616279
43	0.381395	0	-0.0151163
44	0.213953	0	-0.0313953
45	0.4	0	-0.077907
46	0.148837	0	0.173256
47	-0.227907	0	0.126744
48	-0.132558	0	-0.138372
49	0.0638554	0	0.0156863
50	-0.0180723	0	0.0215686
51	-0.0445783	0	-0.045098
52	0	0	-0.0872549
53	0.116867	0	-0.108824
54	0.208434	0	-0.109804
55	0.0722892	0	0.0852941
56	-0.242169	0	0.00882353
57	-0.16747	0	0.0990196
58	-0.0228916	0	-0.0264706
59	0.0156627	0	0.00196078
60	-0.163855	0	-0.197059
61	0.0795181	0	-0.195098
62	0.30241	0	-0.0254902
63	-0.145783	0	-0.0705882
64	-0.0915663	0	-0.0372549

65	0.137349	0	-0.0284314
66	0.349398	0	0.10098
67	-0.203614	0	0.198039
68	-0.00361446	0	0.190196
69	-0.122892	0	0.141176
70	-0.442169	0	-0.045098
71	-0.213253	0	-0.0539216
72	0.209639	0	-0.154902
73	0.0385542	0	-0.0519608
74	-0.073494	0	0.0539216
75	-0.013253	0	0.0813725
76	0.359036	0	0.19902
77	0.16506	0	0.141176
78	-0.366265	0	0.0441176
79	-0.0192771	0	-0.191176
80	0.184337	0	0.205882
81	0.0891566	0	0.192157
82	0.260241	0	-0.130392
83	-0.0518072	0	0.0215686
84	0.0903614	0	0.0519608
85	0.43012	0	-0.130392
86	0.449398	0	-0.00588235
87	0.43012	0	0.126471
88	-0.424096	0	0.148039
89	-0.136145	0	0.0372549
90	0.371084	0	-0.195098
91	-0.362651	0	-0.188235
92	-0.310843	0	0.0176471
93	0.0843373	0	-0.00686275
94	0.281928	0	0.0176471
95	-0.368675	0	0.185294
96	-0.292771	0	0.117647

**Tabelle 2 Koordinaten der Mikrofonpositionen, In-Flow-Array (IFA)**

Nr.	x [m]	y [m]	z [m]
1	0.00081663	-0.128988	0.294954
2	0.000190398	-0.129031	0.238358
3	-0.000164761	-0.129055	0.20626
4	-0.000582987	-0.129084	0.168462
5	-0.000925976	-0.129108	0.137464
6	-0.00128003	-0.129132	0.105466
7	-0.00157323	-0.129152	0.0789675
8	-0.00192286	-0.129176	0.0473695
9	-0.00212091	-0.129189	0.0294706
10	-0.00224261	-0.129198	0.0184712
11	-0.00251921	-0.129217	-0.00652722
12	-0.00267965	-0.129228	-0.0210263
13	-0.00287327	-0.129241	-0.0385253
14	-0.00322511	-0.129265	-0.0703233
15	-0.00351499	-0.129285	-0.0965217

16	-0.00387457	-0.12931	-0.12902
17	-0.00421756	-0.129333	-0.160018
18	-0.00462141	-0.129361	-0.196516
19	-0.00498099	-0.129385	-0.229014
20	-0.00561718	-0.129429	-0.28651
21	0	0.13	0.29
22	0	0.13	0.233
23	0	0.13	0.201
24	0	0.13	0.164
25	0	0.13	0.1335
26	0	0.13	0.1015
27	0	0.13	0.0745
28	0	0.13	0.0425
29	0	0.13	0.025
30	0	0.13	0.01
31	0	0.13	-0.0105
32	0	0.13	-0.0255
33	0	0.13	-0.0422
34	0	0.13	-0.075
35	0	0.13	-0.1005
36	0	0.13	-0.1325
37	0	0.13	-0.1645
38	0	0.13	-0.2005
39	0	0.13	-0.2325
40	0	0.13	-0.29
41	-0.306149	0.556756	0.00451789
42	-0.278376	0.518223	0.00415799
43	-0.256157	0.487397	0.00387008
44	-0.224292	0.443185	0.00345715
45	-0.200319	0.409925	0.0031465
46	-0.177516	0.378288	0.00285101
47	-0.15676	0.349489	0.00258204
48	-0.13688	0.321908	0.00232443
49	-0.11817	0.295949	0.00208198
50	-0.103728	0.275912	0.00189483
51	-0.0842575	0.248898	0.00164253
52	-0.0690555	0.227807	0.00144554
53	-0.0550228	0.208337	0.0012637
54	-0.0436213	0.192519	0.00111595
55	-0.0285362	0.171589	0.000920472
56	-0.0178948	0.156825	0.000782576
57	-0.32429	-0.547676	0.00779753
58	-0.295832	-0.509646	0.00752195
59	-0.273065	-0.479222	0.00730149
60	-0.240772	-0.436067	0.00698878
61	-0.216448	-0.403562	0.00675323
62	-0.192063	-0.370976	0.0065171
63	-0.171094	-0.342953	0.00631404
64	-0.150245	-0.315091	0.00611215
65	-0.131672	-0.290272	0.00593229
66	-0.117592	-0.271457	0.00579596
67	-0.0969226	-0.243835	0.0055958

68	-0.0816449	-0.223419	0.00544786
69	-0.067266	-0.204203	0.00530862
70	-0.0558826	-0.188991	0.00519838
71	-0.0403054	-0.168175	0.00504754
72	-0.0292216	-0.153363	0.00494021

## 8.2 Software

In den ersten Entwicklungsstufen des Mikrofon-Arrays war es aufgrund technischer Einschränkungen durch die Hardware erforderlich gewesen, auf dem Weg von der Datenerfassung bis zum Acoustic Image mehrfach das Programm sowie das Betriebssystem zu wechseln. Das kostet vor allem Zeit, die in der alltäglichen Messsituation im Windkanal nur begrenzt zur Verfügung steht. Ziel bei der Entwicklung der AAS Systemsoftware war es daher, alle mit der Mikrofonarray-Technik verbundenen Arbeitsschritte mit einem einzigen Programm durchführen zu können. Die einzelnen Arbeitsschritte lassen sich wie folgt gliedern:

- Array-Design und Simulationstools
- Signalgenerator
- Kalibrierung
- Steuerung und Überwachung der Hardware
- Datenerfassung und Speicherung
- Visualisierung der Rohdaten
- Berechnung der Matrizen
- Beamforming
- Visualisierung der Acoustic Images
- Nachbearbeitung

Der logische Ablauf einer Messung wird in Abbildung 8.8 schematisch dargestellt.

### 8.2.1 Array-Design und Simulationstools

Am Anfang einer Messkampagne steht der Entwurf eines geeigneten Arrays. Das AAS ist als mobiles System bislang in drei sehr unterschiedlichen Windkanälen (AWD, AWB, LWK) zum Einsatz gekommen. Jede Messsituation erfordert aufgrund der gegebenen Geometrie eine angepasste und hinreichend optimierte Mikrofonanordnung. Das Programm SARA verfügt daher über ein einfaches Design-Tool, mit dem per Mausklick grafisch Mikrofonanordnungen generiert werden können (Abbildung 8.2).

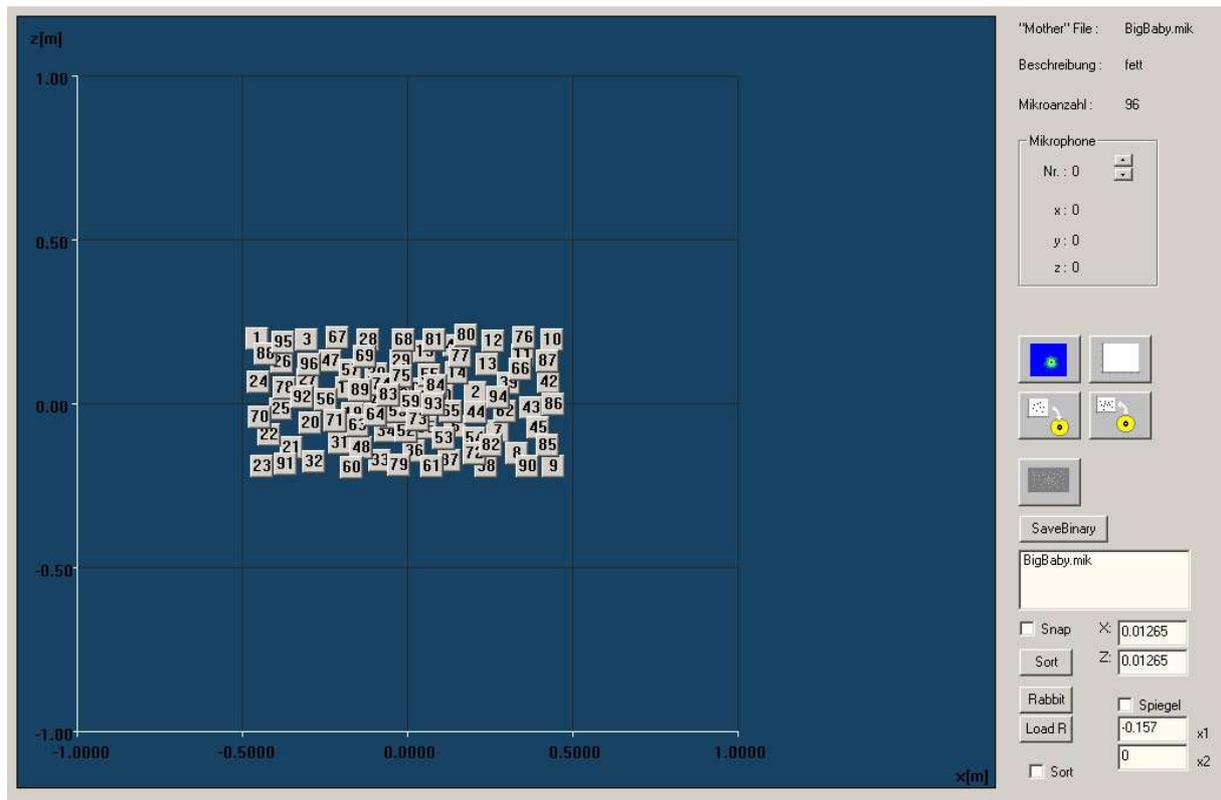


Abbildung 8.2 Screenshot des Software-Pakets SARA, Modul: Arraygenerierung

Ein Simulations-Tool ermöglicht es dann, diese neue Anordnung mit bestehenden Designs zu vergleichen, wobei alle wesentlichen Parameter (Geometrie der Messstrecke, Quellenanordnungen, Hintergrundlärm, Reflexionen, Frequenzbereiche) vorgebar sind. Bei Wahl eines Gitterrasters für die Mikrofonbefestigung wird das Rastermaß bereits beim Array-Design berücksichtigt.

### 8.2.2 Überwachung der Hardware

Die Software ist in der Lage, sämtliche Hardwarekomponenten zu steuern. Lediglich das Anschalten der Hauptstromversorgung muss von Hand erfolgen. Zur Überwachung stehen die folgenden Tools zur Verfügung:

#### Levelmeter

Eine grafische Anzeige liefert kontinuierlich den an jedem Wandler anliegenden elektrischen Signalpegel. Verzerrungen bzw. mangelnde Aussteuerung sind damit jederzeit erfassbar. Zusätzlich zur optischen Kontrolle durch eine LED an der Elektronik selbst kann der Zustand jedes Mikrofons einzeln abgefragt werden.

### **Quicklook**

Die Kanäle können einzeln unabhängig von den global eingestellten Systemparametern abgetastet werden. Eine grafische Ausgabe des Zeitsignals sowie des Fourier-Amplitudenspektrums liefert näheren Aufschluss über Art und Qualität des anliegenden Signals. Dieses Tool ist insbesondere zur Erkennung von elektrischen Einstreuungen und Brummschleifen geeignet.

### **Oszilloskop**

Während Quicklook das Ausgangssignal der II-Wandler liefert, kann mit dem Oszilloskop-Tool der Verstärkerausgang eines beliebigen Kanals auf den Eingang des NI-Wandlers gelegt werden. Damit stehen für die Abtastung volle 1 MS/s bei 12 Bit zur Verfügung. Hochfrequente Einstreuungen, die von den 48 kHz II-Wandlern nicht aufgelöst werden, haben durchaus einen Einfluss auf den Signal-Rauschabstand und sind durch die höhere Abtastrate detektierbar.

### **Kopfhörer**

Weiterhin besteht die Möglichkeit, den Verstärkerausgang jedes Kanals auf einen Kopfhörer zu legen. Damit kann bei laufendem Windkanal das Signal der Mikrofone akustisch überwacht werden. Oftmals ist diese einfache akustische Kontrolle der schnellste Weg, um Fehlerquellen in der Messanordnung zu lokalisieren.

## **8.2.3 Steuerung der Hardware**

Die Steuerung der Hardwarekomponenten gliedert sich entsprechend den einzelnen Komponenten:

### **Elektronik**

Die Elektronik-Parameter Verstärkungsfaktor Stufe I, Hochpass, Verstärkungsfaktor Stufe II, Wahl des Oszilloskopkanals, Kalibrierung werden über die serielle Schnittstelle des PC übertragen. Die Parameter können einzeln oder für alle Kanäle gleichzeitig geschaltet werden. Eine Statusanzeige informiert über den Erfolg der Datenübertragung.

### **Punktquelle**

Bei der Arbeit mit der EAP2 wird über die zweite serielle Schnittstelle des PC die Traverse angesteuert. Das Punktquellensignal ist identisch mit dem Synchronisierungssignal während der Datenerfassung und wird folglich von diesem Programmmodul gesteuert.

## 8.2.4 Datenerfassung

Vor der eigentlichen Datenerfassung wird vom Programm der Arbeitsspeicher des PC allokiert. Dieser Vorgang nimmt für die üblichen 12 s kontinuierlicher Datenerfassung etwa 100 s in Anspruch. Danach werden alle Systemparameter sowie die Arrayparameter in ein Headerfile geschrieben. Für jede neue Messung wird ein eigenes Verzeichnis auf der Festplatte angelegt. Der Signalgenerator mit dem Synchronisierungssignal wird aktiviert, und die eigentliche Datenerfassung beginnt. Nachdem die Wandler signale in Echtzeit in den Arbeitsspeicher eingelesen sind, beginnt die Software, die Daten für jeden Kanal getrennt in Dateien herauszuschreiben. Dieser Vorgang beansprucht je nach Art und Zustand der Festplatte bis 400 s. Danach kann ohne neuerliche Arbeitsspeicher-Allokation sofort eine weitere Messung durchgeführt werden, oder aber der Arbeitsspeicher wird freigegeben. Eine 12 s-Messung über alle 96 Kanäle beansprucht 177 MB Festplattenspeicher.

## 8.2.5 Visualisierung der Rohdaten

Da die eigentliche Datenbearbeitung bis zum Acoustic Image zeitaufwendig ist, empfiehlt es sich, die gespeicherten Rohdaten vor der Weiterverarbeitung zu überprüfen, um Fehler während der Aufnahme vorzeitig festzustellen. Ein Programmmodul zählt die Anzahl der Fullcodes. Damit bezeichnet man den höchsten Wert, den das Ausgangssignal eines AD-Wandlers annehmen kann. Bei 18 Bit ist das 131072 bzw. -131071. Die Erfahrung zeigt, dass ein Fullcode-Anteil unter 0.5 % keinen relevanten Einfluss auf das Messergebnis hat und daher akzeptabel ist. Das Zeitsignal der einzelnen Kanäle kann in seiner gesamten Länge oder auch in beliebigen Teilabschnitten auf dem Bildschirm ausgegeben werden (Abbildung 8.3). Eine Zoomfunktion ermöglicht es, interaktiv schnell zwischen einzelnen Bereichen hin und her zu springen.

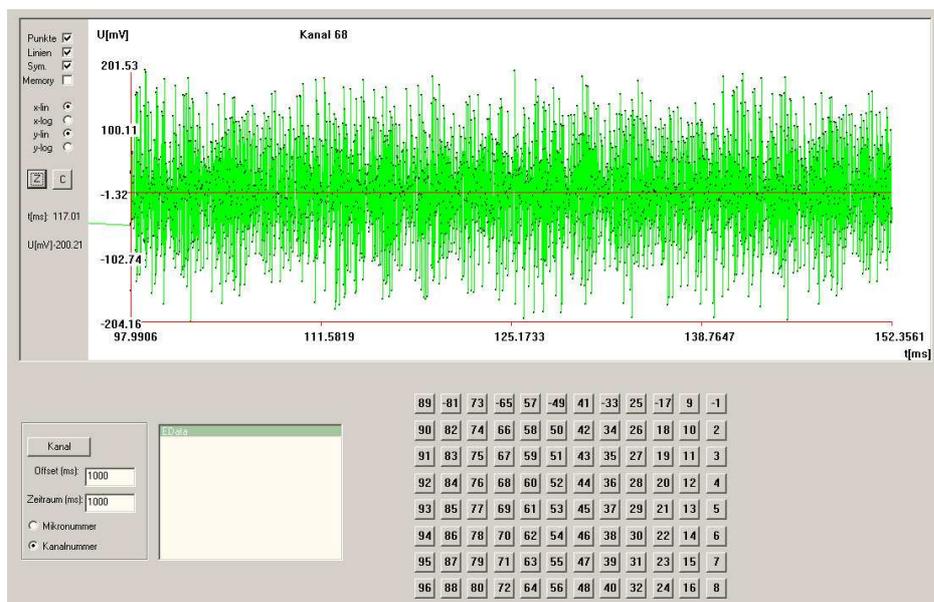


Abbildung 8.3 Screenshot des Software-Pakets SARA, Modul: Visualisierung der Zeitsignale

Die Fourier-Amplitudenspektren können ebenso für jeden einzelnen Kanal berechnet werden. Für ein schnelles Ergebnis verwendet das Programm zunächst nur 4096 Zeitpunkte. Das entspricht bei 48 kHz Abtastrate einer Fensterlänge von 0.083 s. Bei der Wahl eines größeren Zeitraums wird das Zeitsignal in einzelne Blöcke von 4096 Punkten zerteilt, und die FFT-Amplituden der einzelnen Blöcke werden gemittelt. Wiederum ermöglicht eine Zoomfunktion eine genaue Datenanalyse (Abbildung 8.4).

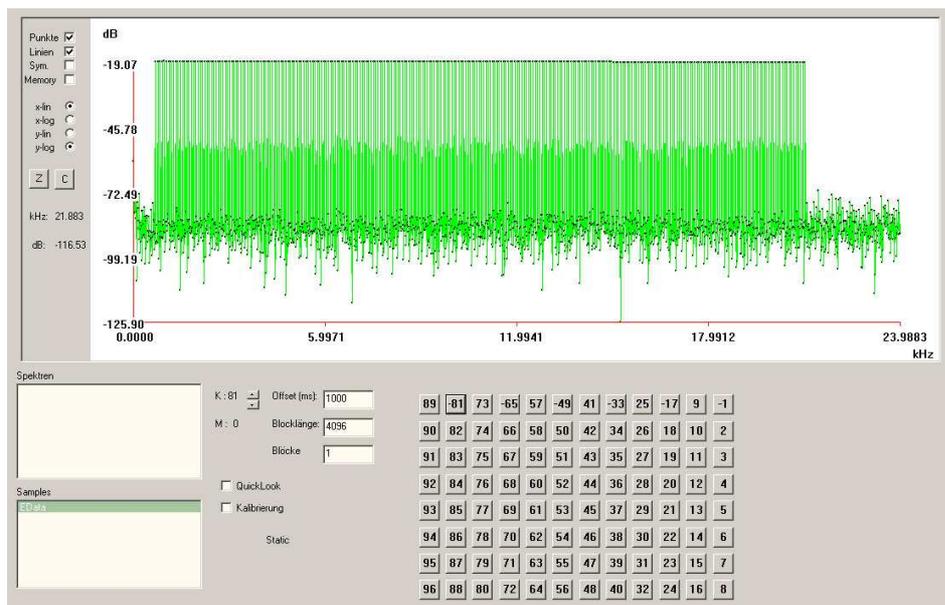


Abbildung 8.4 Screenshot des Software-Pakets SARA, Modul: Visualisierung des Amplituden-Spektrums

## 8.2.6 Berechnung der Korrelationsmatrizen

Hat die Visualisierung der Rohdaten keine Fehler gezeigt, wird das Preprocessing gestartet. Dabei werden die Daten aller 96 Kanäle in Blöcken von 4096 Punkten eingelesen und Fourier-transformiert. Aus den gewonnenen Fourier-Koeffizienten wird für jeden Block und jede Frequenz die Korrelationsmatrix berechnet und über alle Blöcke gemittelt (siehe Abschnitt 3.1.2). Anschließend werden die Matrizen für jede Frequenz in eine eigene Datei herausgeschrieben. Dies beschleunigt beim anschließenden Beamforming den Zugriff auf einzelne Frequenzen wesentlich. Da das Berechnen der Fourier-Koeffizienten der mit Abstand zeitintensivste Arbeitsschritt ist, kann auch hier wieder die Anzahl der zu berücksichtigenden Zeitblöcke vorgegeben werden. Die Korrelationsmatrizen können auch aus einem einzigen Zeitblock berechnet werden. Allerdings steigt mit der Anzahl der Mittelungen auch der SRA und damit die Qualität der Ergebnisse. Die Matrizen-Dateien werden in einem Unterverzeichnis des Sample-Verzeichnisses abgespeichert, bilden also mit den Messungen eine Einheit, die leicht transportiert werden kann. Parallel zur Berechnung der Korrelationsmatrizen werden die Amplitudenspektren berechnet und in ein weiteres

Unterverzeichnis abgespeichert. Die vollständige Verarbeitung von 12 s Rohdaten über 96 Kanäle dauert auf dem zugrundeliegenden PC etwa 60 min.

### 8.2.7 Generierung des Scan-Gitters

Das dem eigentlichen Beamforming zugrundeliegende Scan-Gitter kann mit Hilfe eines grafischen Gitter-Generators per Mausklick definiert werden (Abbildung 8.5). Dabei stehen 1D- und 2D-Gitter in allen Raumrichtungen zur Verfügung.

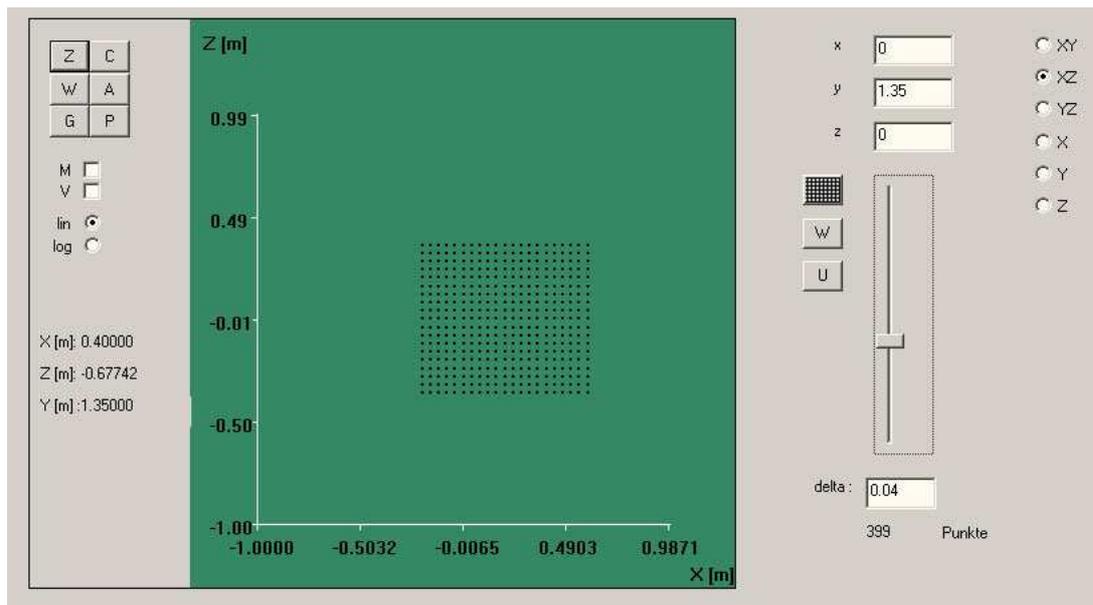


Abbildung 8.5 Screenshot des Software-Pakets SARA, Modul: Gittergenerator.

### 8.2.8 Beamforming

Danach wählt man den Beamforming-Algorithmus (CBF, RC, RAF, MUSIC) und den Algorithmus zur Unterdrückung des Hintergrundlärmpiegels. Es besteht die Möglichkeit, einzelne Frequenzen zu untersuchen, über Frequenzbereiche zu summieren oder in einer Operation das gesamte Terzspektrum zu berechnen. Die resultierenden Acoustic Images werden in einem getrennten Verzeichnis unter dem Namen der zugrundeliegenden Messung abgespeichert.

### 8.2.9 Visualisierung der Acoustic Images

Die Acoustic Images werden je nach Wahl des Scan-Gitters als 1D-Graphen (Abbildung 8.6) oder 2D-Plots (Abbildung 8.7) visualisiert. Wiederum steht eine Zoomfunktion zur Verfügung. Zur Weiterverarbeitung können die Daten im Tecplot-Format ausgegeben werden.

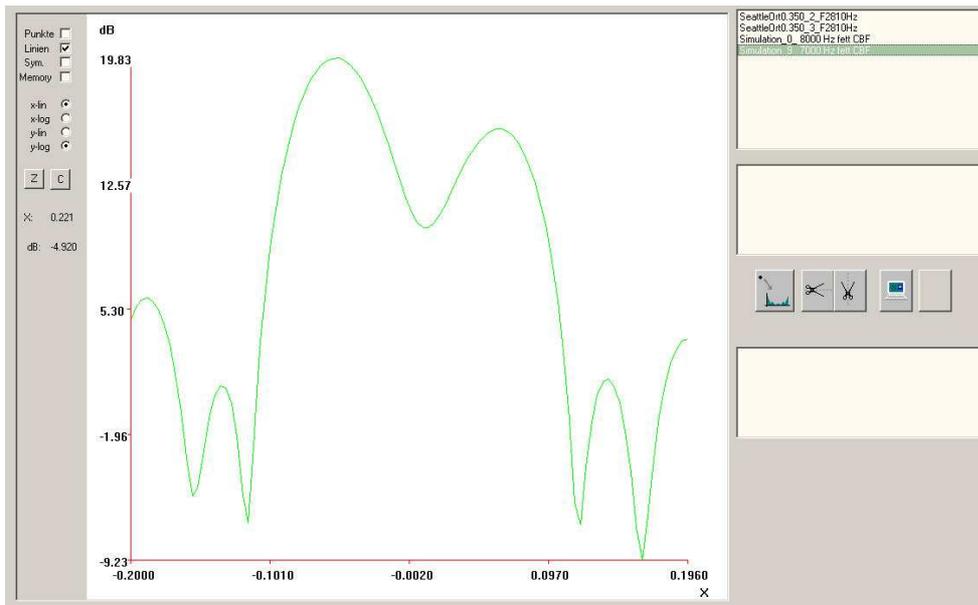


Abbildung 8.6 Screenshot des Software-Pakets SARA, Modul: Visualisierung des Array Output, 1D.

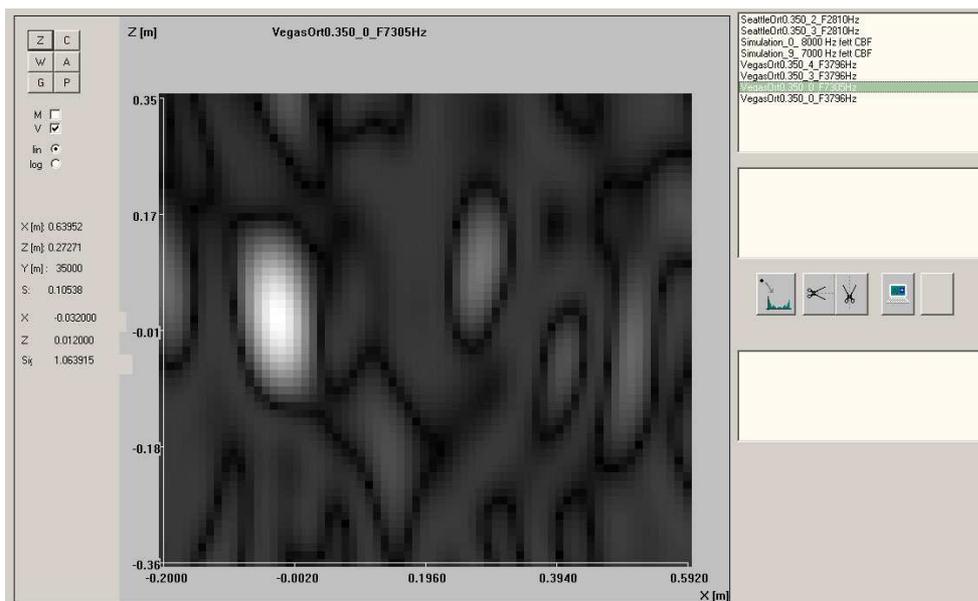


Abbildung 8.7 Screenshot des Software-Pakets SARA, Modul: Visualisierung des Acoustic Image, 2D.

Durch die Verzeichnisstruktur können die einzelnen Messungen als Paket aus Rohdaten, Korrelationsmatrizen und Fourier-Spektren verschoben oder gesichert werden. Über die Headerdatei besteht zu jedem Zeitpunkt direkter Zugriff auf alle Daten. Die einzelnen Arbeitsschritte können zeitlich unabhängig voneinander ausgeführt werden. Das gesamte Programmpaket gliedert sich in mehrere grafische Benutzeroberflächen, die über Icons am oberen Bildrand anwählbar sind. Alle Funktionen sind über die Maus steuerbar. Eingaben erfolgen über die Tastatur.

Aktionen	Parameter	Dateien	Werkzeuge
<b>Array-Design</b>	Mikroanzahl, -anordnung	Array-Pattern: *.mik	grafisches Designtool, Simulation
<b>Signalkonditionierung</b>	Wahl der Filter-/ Verstärkereinstellung		Levelmeter Oszilloskop Einzelmessung
<b>Kalibrierung</b>		Kalibrationsdatei: *.cal	Amplitudengang Phasengang
<b>Messung</b>	- Name - Messdauer - Physikalische Größen	Parameterdatei: *.sam Zeitsignale: Mikro1,...,Mikro96	Visualisierung der Zeitsignale und Spektren  Übersteuerungs- kontrolle
<b>Matrix-Berechnung</b>	Anzahl der Mittelungen	Matrizen: F0,...,F24000 Spektren: Mikro1,...,Mikro96	Visualisierung der gemittelten Spektren  Kohärenz der Signale
<b>Scan-Gitter</b>	1D:    2D: x/y/z   xy/xz/yz		Parametereingabe, grafische Generierung
<b>Algorithmus</b>		- CBF/RC - MUSIC - RAF	
<b>Hintergrundlärm</b>	- Keine Filterung - Hauptdiagonale löschen - Subtraktion der Hintergrund-Matrix		
<b>Mittelung</b>	Spektral:    Räumlich: Schmalband,   Quellgebiets- Terzen        integration		
<b>Acoustic Image</b>		AI-Datei: *.sca	Direkte Visualisierung Ausgabe im Tecplot-Format

Abbildung 8.8 Schematische Darstellung der Software, von der Einstellung der Hardware bis zum Acoustic Image.

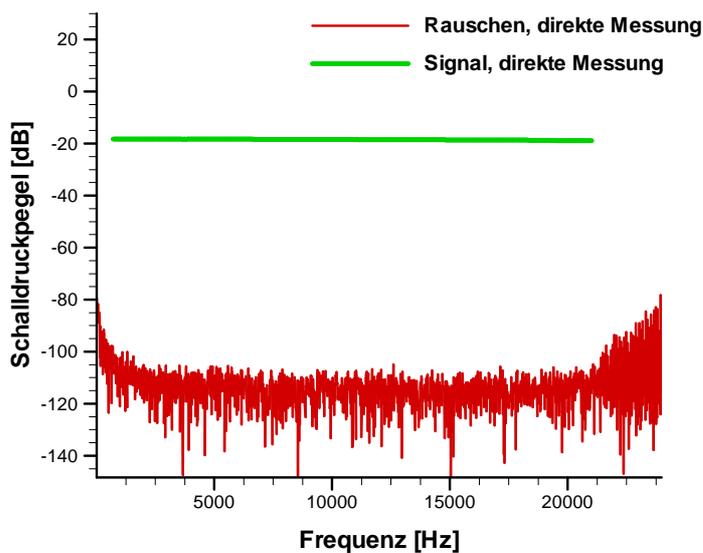
### 8.3 Multisinus

Für die in dieser Arbeit angestrebten Untersuchungen ist es notwendig, die akustischen Bedingungen in der Messstrecke zu bestimmen. Diese Bedingungen werden am Besten durch das Schallfeld einer Punktquelle charakterisiert. In diesem Schallfeld sind die Reflexionseigenschaften und das Dämpfungsverhalten der Kanalwände enthalten. Dies entspricht dem Vorgehen in der Regelungstechnik. Hier wird das Systemverhalten, auch Übertragungsverhalten genannt, definiert als die Antwort des Systems auf eine vorgegebene Anregung. Als Anregung dient entweder ein Impuls, in dem alle Frequenzen enthalten sind, oder eine Reihe einzelner Frequenzen. Die Systemantwort ist der komplexe Frequenzgang, auch Übertragungsfunktion genannt, der für jede Frequenz die Amplitudenverstärkung und die Phasenverschiebung enthält. Entsprechend liegt zunächst die Überlegung nahe, die akustische Übertragungsfunktion der Messstrecke ebenso als Impulsantwort zu bestimmen. An der Universität Dresden werden Funkengeneratoren erfolgreich zur Bestimmung des Reflexionsverhaltens in Innenräumen eingesetzt. Ein solcher Funkengenerator erzeugt bei Erreichen einer kritischen Spannung für einen Sekundenbruchteil einen Lichtbogen. In diesem Lichtbogen bildet sich wie bei einem Blitz ein Vakuum, welches schlagartig wieder zusammenbricht. Dabei entsteht ein lauter Knall, der dem erwähnten Impuls nahe kommt. Das Problem ist, dass der Frequenzinhalt dieses akustischen Impulses stark variiert, nicht reproduzierbar und keinesfalls vorhersagbar ist. Die exakte Reproduzierbarkeit der Systemanregung ist jedoch für die angestrebten Untersuchungen im LWK zwingend erforderlich, da der Hintergrundlärm im Kanal und die stochastischen Fehler durch Lärm an den Mikrofonen und Einstreuungen in die Elektronik nur durch exaktes Mitteln der gewonnenen Zeitsignale gedämpft werden können. Die Vorhersagbarkeit der Systemanregung ist erforderlich, da das Übertragungsverhalten das Verhältnis aus Anregung und Antwort ist. Ohne genaue Kenntnis der Anregung ist also keine Auswertung möglich. Die Möglichkeit, ein Mikrofon direkt in der Nähe des Lichtbogens zu positionieren, um so die momentane Anregung aufzuzeichnen, scheidet aus. In der unmittelbaren Nähe des Lichtbogens, der mithin erst bei Spannungen um die 1000 V entsteht, ist mit extremen Einstreuungen in das Mikrofonkabel zu rechnen.

Als deutlich praktikabler erweist sich die Verwendung eines Lautsprechers. Die Membran ist nicht in der Lage, einen akustischen Impuls mit konstantem, breitbandigem Frequenzinhalt zu erzeugen. Ein Signal, bestehend aus einer großen Anzahl einzelner Sinustöne, wird jedoch mit konstantem Übertragungsverhalten wiedergegeben. Ein solches Signal bezeichnet man als Multisinus. Überlagert man eine Vielzahl einzelner harmonischer Sinustöne mit identischer Phasenlage und Amplitude, nähert sich das resultierende Signal wiederum dem Impuls an. Der Nachteil eines solchen Impulses ist die Tatsache, dass die einzelnen Amplituden der in ihm enthaltenen Frequenzen nur ein Bruchteil der Gesamt-Signalamplitude aufweisen. Da die maximale Impulsamplitude durch das verwendete Aufnahmesystem begrenzt ist, erhält man

zwangsläufig ein schlechtes SRA. Dieses Verhältnis lässt sich deutlich verbessern, wenn man die Sinustöne mit „zufälligen“ Phasenbeziehungen zueinander addiert. Nun ist die Signalenergie nicht mehr auf einen einzelnen Zeitpunkt konzentriert, sondern gleichmäßig in der Zeit verteilt. Dabei haben beide Signale dasselbe Fourier-Spektrum. Das Signal mit den „zufälligen“ Phasenbeziehungen wurde unter Verwendung eines Zufallszahlengenerators mit der AAS-Software berechnet. Nach Vorgabe von Anfangs- und Endfrequenz sowie der Anzahl dazwischenliegender Töne berechnet die Software beliebig viele Signale und vergleicht dabei die Maximalwerte der Zeitsignale. Das Signal mit dem geringsten Maximalwert liefert den besten SRA und wird abgespeichert.

Die Grundvoraussetzung für die in dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen ist die exakte Synchronizität des Multisinus mit der Datenerfassung der Mikrofone. Dies wird deutlich, wenn man das elektrisch erzeugte Signal direkt vom Ausgang des DA-Wandlers ohne den Umweg über Lautsprecher, Mikrofon und Signal-Konditionierung direkt auf den Eingang eines AD-Wandlers legt. Sind die Signalgenerierung und die Datenerfassung synchron, entspricht das gemessene Spektrum annähernd dem theoretischen Spektrum (Abbildung 8.9).



**Abbildung 8.9** Signal-Rausch-Abstand des Multisinus-Signals bei direkter Messung des vom DA-Wandler generierten elektrischen Signals

Die Abweichungen sind auf das unvermeidliche elektrische Rauschen und die begrenzte Auflösung der DA- und AD-Wandlung zurückzuführen. Im Falle einer nur geringfügigen Asynchronizität steigt der Rauschanteil im Spektrum dramatisch an. Dieses Rauschen lässt sich auch durch Mittelung nicht vermindern. Das tatsächliche Mikrofonsignal bei den Punktquellenmessungen im Windkanal setzt sich zusammen aus dem Multisinus, der vom Lautsprecher wiedergegeben wird, dem Hintergrundlärm im Kanal sowie elektrischem Rauschen. Die beiden letzteren Signalanteile sind stochastisch. Bei Mittelung im Zeitbereich

löschen sich die Signale gegenseitig aus, in Abhängigkeit der Anzahl von Mittelungen. Bei asynchroner Generierung geschieht dasselbe mit dem Multisinus. Bei exakt synchroner Signalgenerierung und fehlendem Rauschen wiederholt sich das gesampelte Signal exakt periodisch, kann also verlustfrei gemittelt werden, solange das Fenster der Mittelung ein Vielfaches der Signalperiode ist. Das additive Rauschen ist eine stochastische Abweichung vom periodischen Signal. Bei der tatsächlichen Messung im Windkanal kann der Multisinus folglich aus dem Rauschen durch Mittelung im Zeitbereich herausgefiltert werden (siehe Abschnitt 3.3.2). Dabei ist es unerheblich, dass die Amplituden- und Phasenlage der einzelnen Sinustöne durch die mechanische, akustische und elektrische Signalübertragung verändert wird.

Signalgenerierung und Datenerfassung bei Verwendung von Wandlern unterschiedlichen Typs exakt synchron ablaufen zu lassen, ist ein nicht zu unterschätzendes Problem. Im AAS wird es durch die Verwendung einer eigens dafür entwickelten Systemuhr gelöst. Die Uhr gibt einen 18.432 MHz-Takt vor und steuert dabei alle 96 AD-Wandler der Datenerfassung sowie den DA-Wandler der Signalgenerierung.

Der letztendlich verwendete Multisinus setzt sich aus 290 einzelnen Sinussen zwischen 703.125 Hz und 21093.75 Hz zusammen. Damit ist der Frequenzbereich des Messsystems mit 48 kHz Abtastrate hinreichend abgedeckt. Die Frequenzen unterhalb 700 Hz werden vom Hintergrundlärm des Windkanals dominiert und können bei der vorgegebenen Messstrecken-Geometrie mit einem Mikrofonarray nur unzureichend aufgelöst werden. Frequenzen oberhalb 21 kHz sind im Bereich der Nyquist-Frequenz von 24 kHz. Der begrenzende Faktor sind hier also die AD-Wandler. Die genauen Frequenzen ergeben sich aus dem Systemuhrtakt und der Wahl der Systemparameter. Für die Fourier-Transformation werden 4096 Zeitpunkte verwendet. Bei 48 kHz-Abtastrate ergibt dies ein Frequenzintervall  $df$  von 11.71875 Hz. Die für die Signalgenerierung verwendete National-Instruments-Karte ist in der Lage, ein Signal bestehend aus 2048 Punkten kontinuierlich wiederzugeben. Die Updaterate des DA-Wandlers, die Rate mit der sich die Spannung am Wandlerausgang ändert, beträgt 57600 Hz. Das gibt eine Grundfrequenz von 28.125 Hz. Der niedrigste Sinus mit 703.125 Hz ist also die 25. Harmonische der Grundschiwingung des DA-Wandlers und gleichzeitig die 60. Harmonische der Grundschiwingung der AD-Wandler. Der nächsthöhere Sinus hat dann 773.4375 Hz. Dies entspricht 66 Perioden des AD-Wandlers, aber 27.5 Perioden des DA-Wandlers. Eine ungerade Periodenanzahl ist gleichbedeutend mit einer falschen Fensterlänge. Dies wiederum resultiert in den unerwünschten Fenstereffekten bei der Fourier-Transformation und damit einem erhöhten Rauschen. Da die Fourier-Transformation tatsächlich mit 4096 Zeitpunkten berechnet wird, entspricht dies im Zusammenhang mit den 2048 Zeitpunkten der DA-Wandlung tatsächlich der doppelten Anzahl Perioden des DA-Wandlers, damit 55. Die Wandler sind also im Verhältnis 48000:57600 oder 1:1.2 getaktet. Berücksichtigt man die doppelte Anzahl der Punkte bei der Fourier-Transformation, ist das Verhältnis effektiv 1:2.4. Der Grund für dieses Verhältnis wird deutlich, wenn man die

höchste Frequenz 21093.75 Hz betrachtet. Dies ist die 1800. Harmonische der AD-Wandler-Grundfrequenz. Bei derselben Updaterate des DA-Wandlers wäre eine Periode der Schwingung bei 2048 Punkten des Kartenspeichers nur mit 1.137 Punkten aufgelöst. Dies widerspricht dem Nyquist-Kriterium. Durch das gewählte Abtastratenverhältnis wird die Schwingung tatsächlich mit 2.73 Punkten aufgelöst.

Der beschriebene Multisinus ermöglicht es, bei laufendem Windkanal und erheblichem Hintergrundlärm durch angemessene Mittelung im Zeitbereich die akustische Übertragungsfunktion der Messstrecke über den genannten Frequenzbereich zu bestimmen. Gleichzeitig wird das Signal zur Kalibrierung der Signal-Konditionierung und zur Synchronisierung der einzelnen Wandler-Module eingesetzt (siehe Anhang Software). Abbildung 8.10 bis Abbildung 8.13 zeigen den SRA bei verschiedenen Strömungsgeschwindigkeiten und angepasster Messdauer.

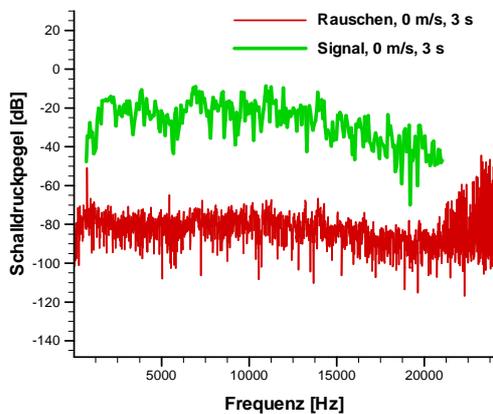


Abbildung 8.10 Signal-Rausch-Abstand (SRA) bei der akustischen Messung der EAP2 im LWK,  $u = 0$  m/s.

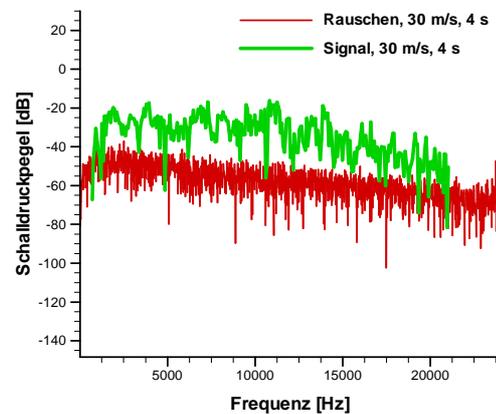


Abbildung 8.11 Signal-Rausch-Abstand (SRA) bei der akustischen Messung der EAP2 im LWK,  $u = 30$  m/s.

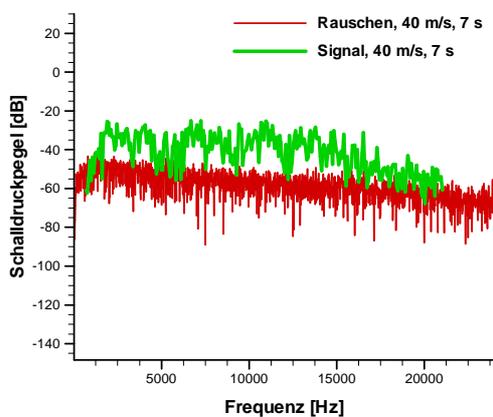


Abbildung 8.12 Signal-Rausch-Abstand (SRA) bei der akustischen Messung der EAP2 im LWK,  $u = 40$  m/s.

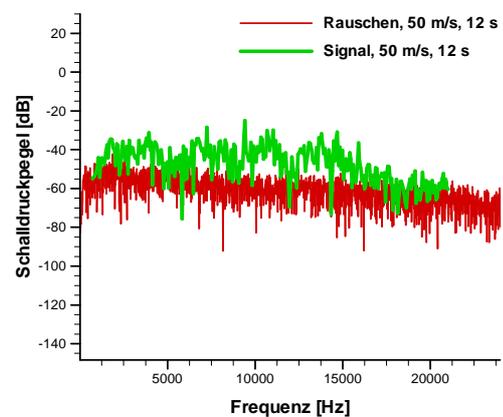


Abbildung 8.13 Signal-Rausch-Abstand (SRA) bei der akustischen Messung der EAP2 im LWK,  $u = 50$  m/s.