



HELMUT SCHMIDT
UNIVERSITÄT

Universität der Bundeswehr Hamburg

Christian Gerner

Optimale aktive Geräuschreduzierung in Flugzeugkabinen für hohe tonale Lärmpegel

PHY
200

YC0017

...s der Professur Mechatronik
...st 2005

Christian Gerner

Alle Rechte, insbesondere die Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten. Ohne Genehmigung des Autors ist es nicht gestattet, dieses Heft ganz oder teilweise auf fotomechanischem, elektronischem oder sonstigem Wege zu vervielfältigen.

Herausgeber:

Univ.-Prof. Dr.-Ing. D. Sachau
Professur Mechatronik
Helmut-Schmidt-Universität
Universität der Bundeswehr Hamburg
Hamburg, 2005.
ISSN 1861-3780

Optimale aktive Geräuschreduktion in Flugzeugkabinen für hohe tonale Lärmpegel

Vom Fachbereich Maschinenbau
der
Helmut-Schmidt-Universität
Universität der Bundeswehr Hamburg
zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
genehmigte

DISSERTATION

von

Christian Gerner
aus Weert

Hamburg 2005



2005 08830

PH 7
200

YC 17



50.36

Referent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. D. Sachau
Koreferent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. U. Zölzer
Tag der mündlichen Prüfung: 17.08.2005

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter Offizier an der Professur für Mechatronik der Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg.

Mein ganz besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. D. Sachau, der diese Arbeit mit zahlreichen wertvollen Ratschlägen und Hinweisen unterstützt hat und mir sehr viel Freiraum gelassen hat, meinen eigenen Arbeitsstil zu entwickeln und umzusetzen.

Ebenso möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. U. Zölzer für die Begutachtung dieser Arbeit und die vielen wertvollen Hinweise zu nachrichtentechnischen Problemstellungen danken.

Mein Dank gilt weiterhin Herrn Dipl.-Ing. H. Breitbach -stellvertretend für die Airbus Deutschland GmbH- für die hervorragende Zusammenarbeit.

Auch möchte ich mich bei den Mitarbeitern der Professur für Mechatronik bedanken. Sie alle haben den erfolgreichen Abschluss dieser Arbeit durch fachliche Diskussionen und Hilfe bei der experimentellen Umsetzung massiv unterstützt. Dies gilt auch für die zahlreichen Studenten, deren Studien- und Diplomarbeiten ich betreuen durfte.

Weiterhin danke ich Herrn Hptm. Dipl.-Ing. Karsten Reimann für das Korrekturlesen dieser Arbeit.

Abschließend möchte ich mich noch bei meiner Frau Mareile bedanken, die mich durch viele kleine und große Dinge, vor allem außerhalb der fachlichen Problemstellung, unterstützt hat und ohne deren Rückendeckung ich diese Arbeit nicht abgeschlossen hätte.

Hamburg, im August 2005

Christian Gerner

Inhaltsverzeichnis:

Abbildungsverzeichnis IV

Tabellenverzeichnis..... V

Formelzeichen und Symbole VI

1 Einleitung 1

1.1 Problemstellung..... 1

1.2 Stand der Technik2

1.2.1 Systeme zur aktiven Geräuschreduzierung2

1.2.2 Regelalgorithmen6

1.2.3 Optimale Positionierung..... 11

1.3 Ziel und Inhalt der Arbeit 14

1.3.1 Wesentliche Zielvorgaben 14

1.3.2 Inhaltliche Gliederung..... 15

2 Mathematische Modellierung der Übertragungsstrecken..... 16

2.1 Grundgleichungen der Akustik 16

2.2 Übertragungsmatrizen 17

2.3 Überlagerung von Schallfeldern 18

3 Regelalgorithmus20

3.1 Lösung im Frequenzbereich20

3.1.1 Kostenfunktion.....20

3.1.2 Bestimmung der optimalen Ansteuerung.....21

3.1.3 Einfluss des Reglerparameters.....21

3.2 Ausgewählter Algorithmus zur Vorwärtsführung.....22

3.2.1 Aufbau23

3.2.2 Grundgleichungen24

3.2.3 Aufgabenspezifische Anpassungen.....26

3.2.4 Erzielte Verbesserungen31

4 Konfigurationsoptimierung32

4.1 Problemformulierung32

4.1.1 Kostenfunktion.....32

4.1.2 Nebenbedingungen33

4.1.3 Klassifizierung33

4.2	Bestimmung des Kostenwertes für eine vorgegebene Konfiguration	34
4.2.1	Bestimmung der Ansteuerung und des Schalldruckes an den Ohren	34
4.2.2	Einfluss des Reglerparameters	35
4.2.3	Bestimmung des Reglerparameters	37
4.3	Bestimmung der Aktuator- und Sensoranzahl	40
4.3.1	Verfahren der Schrittweisen Erhöhung	40
4.3.2	Kostenfunktionen	42
4.3.3	Auswirkungen	43
4.4	Cooperative simulated annealing (COSA)	44
4.4.1	Grundidee	44
4.4.2	Grund für die Auswahl von COSA	45
4.4.3	Anpassung der kooperativen Transition	46
4.4.4	Ablauf	47
5	Anwendung auf das „mock-up“ der Lademeisterstation	50
5.1	Verwendete Geräte	50
5.1.1	Aktuatorik	50
5.1.2	Sensorik	51
5.1.3	Regler	52
5.2	Ermittlung der optimalen Konfiguration	52
5.2.1	Messung der Übertragungsfunktionen	52
5.2.2	Ergebnisse der Optimierung	54
5.2.3	Prüfung der Plausibilität	56
5.2.4	Vergleich mit schrittweiser Erhöhung	56
5.3	Experimentelle Umsetzung	57
5.3.1	Versuchsanordnung	57
5.3.2	Gemessene Konfigurationen	58
5.3.3	Messergebnisse	60
5.3.4	Folgerungen	64
5.4	Überprüfung der Konfigurationsoptimierung anhand experimenteller Ergebnisse	65
5.4.1	Fehlerursachen	65
5.4.2	Abschätzung des zu erwartenden Fehlers	66
5.4.3	Vergleich für die gemessenen Konfigurationen	68
5.4.4	Bewertung der festgestellten Abweichungen	69
5.4.5	Auswirkungen	70

6	Zusammenfassung und Ausblick	71
6.1	Zusammenfassung	71
6.2	Ausblick	72
A	Anhang	73
A.1	Herstellerangaben	73
A.2	Lautsprecher- und Mikrofonpositionen	77
A.3	Parameter	79
	Literaturverzeichnis	81

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1.1:	Grundprinzip der aktiven Geräuschreduzierung (aus [Lueg36]).....	3
Abb. 1.2:	Quelleneinordnung zu ANR-Systemen	3
Abb. 1.3:	Quelleneinordnung zu Regelalgorithmen.....	7
Abb. 1.4:	Prinzipskizze zur Vorwärtsführung.....	7
Abb. 1.5:	Prinzipskizze zur Rückkopplungsregelung.....	9
Abb. 1.6:	Prinzipskizze zur hybriden Regelung.....	10
Abb. 1.7:	Quelleneinordnung zur optimalen Positionierung.....	11
Abb. 2.1:	Blockschaltbild zur Bestimmung des Übertragungsverhaltens.....	17
Abb. 3.1:	Pareto kurve für eine Konfiguration.....	22
Abb. 3.2:	Blockschaltbild des Regelungskonzeptes	24
Abb. 3.3:	Blockschaltbild zur Sekundärstreckenidentifikation.....	27
Abb. 3.4:	Blockschaltbild zur getrennten Regelung der Frequenzen.....	27
Abb. 4.1:	Idealisierte p-q-Kurven.....	37
Abb. 4.2:	Flussdiagramm zur Bestimmung des Reglerparameters a (vgl. [Böhme05b], S. 32).....	38
Abb. 4.3:	Flussdiagramm zur Bestimmung der Aktuator- und Sensoranzahl	41
Abb. 4.4:	Kooperative Transition	47
Abb. 4.5:	An die Problemstellung angepasster COSA-Algorithmus	49
Abb. 5.1:	Versuchsaufbau zur Ermittlung der Übertragungsfunktionen und des Primärfeldes.....	53
Abb. 5.2:	ANR-Versuchsanordnung	58
Abb. 5.3:	Zentraler Bereich des Versuchsaufbaus mit einigen Lautsprechern und Mikrofonen	60
Abb. 5.4:	Vergleich geregelt - ungeregelt für die Konfiguration (II), LNC, LW, rechtes Ohr, maximal mögliche Reduzierung	63
Abb. 5.5:	Vergleich Optimierung - Experiment für die Konfiguration (I).....	68
Abb. 5.6:	Vergleich Optimierung - Experiment für die Konfiguration (II).....	69
Abb. A.1:	Im „mock-up“ installierte Lautsprecher.....	77
Abb. A.2:	Im „mock-up“ installierte Mikrophone	78

Tabellenverzeichnis

Tab. 4.1:	Parameter für das COSA-Verfahren	48
Tab. 5.1:	Häufigkeit der Lautsprecher und Mikrophone in den 100 besten Konfigurationen.....	55
Tab. 5.2:	Rechenzeiten für COSA und schrittweise Erhöhung.....	57
Tab. 5.3:	Optimierungsergebnis für COSA und schrittweise Erhöhung.....	57
Tab. 5.4:	Im „mock-up“ gemessene Konfigurationen	59
Tab. 5.5:	ΔL_{pA} in dB(A) und $\max(\tilde{q}_{ges})/q_{max}$, Reduzierung auf $L_{pA(max,LNC)}$, LNC.....	62
Tab. 5.6:	ΔL_{pA} in dB(A) und $\max(\tilde{q}_{ges})/q_{max}$, maximal mögliche Reduzierung, LNC ...	62
Tab. 5.7:	ΔL_{pA} in dB(A) und $\max(\tilde{q}_{ges})/q_{max}$, Reduzierung auf $L_{pA(max,TLC)}$, TLC	64
Tab. 5.8:	ΔL_{pA} in dB(A) und $\max(\tilde{q}_{ges})/q_{max}$, maximal mögliche Reduzierung, TLC.....	64
Tab. 5.9:	Mittlerer Primärfeldfehler e_p in dB	67
Tab. A.1:	Herstellerangaben für 18Sound 6ND430 gemäß [Sommer05], S. 92	73
Tab. A.2:	Herstellerangaben für DigiMod-Module gemäß [Sommer05], S. 91.....	74
Tab. A.3:	Herstellerangaben für B&K 4188-A-021 gemäß [B&K05e]	74
Tab. A.4:	Herstellerangaben für B&K 4935 gemäß [B&K05d]	75
Tab. A.5:	Gemessene technische Daten für B&K 4188-A-021 und 4935	75
Tab. A.6:	Gemessene technische Daten für B&K 2694.....	75
Tab. A.7:	Herstellerangaben für DS1105 gemäß [dSPACE03], S. 198	75
Tab. A.8:	Herstellerangaben für DS2201 gemäß [dSPACE03], S. 208	75
Tab. A.9:	Herstellerangaben für PX10 gemäß [dSPACE03], S. 267	76
Tab. A.10:	Eingestellte Parameter für das COSA-Verfahren gemäß [Böhme05b], S. 29, 45.....	79
Tab. A.11:	Eingestellte Parameter für PULSE bei der Messung der Übertragungsfunktionen.....	79
Tab. A.12:	Eingestellte Parameter für PULSE bei der experimentellen Umsetzung.....	79
Tab. A.13:	Eingestellte Parameter des Reglers.....	80
Tab. A.14:	Eingestellte Parameter für den B&K Verstärker 2694	80
Tab. A.15:	Eingestellte Parameter für die Tiefpassfilter.....	80

Formelzeichen und Symbole

Lateinische Abkürzungen und Formelzeichen

a	Reglerparameter
a_0	Startwert zur Bestimmung des Reglerparameters
Δa	Schrittweite zur Bestimmung des Reglerparameters
$A(f)$	Korrekturfunktion zur Bewertung unterschiedlicher Frequenzen
A/D	analog / digital
ANR	„active noise reduction“ (engl.: aktive Geräuschreduzierung)
b	Abkühlkoeffizient
B&K	Brüel & Kjør
c	Schallgeschwindigkeit
COSA	„cooperative simulated annealing“ (engl. kooperatives, simuliertes Abkühlen)
CVRP	„capacitated vehicle routing problem“ (engl.: Routenplanungsproblem mit beschränkten Kapazitäten)
D	Verzögerung durch die Sekundärstrecke in Zeitschritten
D/A	digital / analog
e_p	mittlerer Fehler des Primärfeldes
f	Frequenz
f_B	Blattfolgefrequenz
FFT	„fast Fourier transform“ (engl.: schnelle Fourier Transformation)
$f_{i,max}$	obere vom Regler i zu regelnde Frequenz
$f_{i,min}$	untere vom Regler i zu regelnde Frequenz
FIR	„finite impulse response“ (engl.: endliche Impulsantwort)
Fx	„filtered reference x “ (engl.: gefiltertes Referenzsignal x)
$g(n)$	Korrekturfaktor
GA	genetische Algorithmen
$H(f)$	A-Bewertungskurve gemäß [DIN61672]
$\bar{H}(f)$	gemittelter Bewertungsfaktor
i	Individuum
i, l, m	Hilfsvariablen

J	Kostenfunktion der Positionsoptimierung
j	imaginäre Einheit
J_L	Kostenfunktion zur Bestimmung der Aktuatoranzahl
J_M	Kostenfunktion zur Bestimmung der Sensoranzahl
J_{max}	maximaler Kostenwert innerhalb der Population
J_{min}	minimaler Kostenwert innerhalb der Population
j_o	Strafterm
J_R	Kostenfunktion des Reglers
K	Filterordnung für den Regler
k	Wellenzahl
K_M	Filterordnung für die Sekundärstreckenmodellierung
L	Aktuormatrix
L	Anzahl der Aktuatoren
L_a	Anzahl der aktivierten Aktuatoren
LMS	„least mean square“ (engl.: geringstes mittleres Fehlerquadrat)
LMWS	„loadmaster workstation“ (engl.: Lademeister-Arbeitsstation)
LNC	Flugzustand „low noise cruise“
$L_{p(...)}$	Schalldruckpegel gemäß [DIN1320]
LW	großer Lademeister in Arbeitsposition
M	Sensormatrix
M	Anzahl der Sensoren
M_a	Anzahl der aktivierten Sensoren
N	Anzahl der Individuen
n	Zeitschritt
n_B	Anzahl der Propellerblätter
n_P	Propellerdrehzahl
P	von den Aktuatoren aufgenommene elektrische Leistung
\underline{p}	Schalldruck
p_0	Bezugsschalldruck gemäß [DIN1320]
\underline{p}_g	Schalldruck für den geregelten Fall an den Sensoren
p_{max}	Effektivwert des maximal zulässigen Schalldruckes
\underline{p}_o	Schalldruck für den geregelten Fall an den Ohren
pop	Population

\underline{p}_p	Schalldruck für den unregelmäßigen Fall (Primärdruck) an den Sensoren
\underline{p}_{po}	Schalldruck für den unregelmäßigen Fall (Primärdruck) an den Ohren
$P_{x'}$	Leistung des gefilterten Referenzsignals $x'(n)$
\underline{q}	Ansteuerung der Aktuatoren (vor dem Verstärker)
q_{max}	Effektivwert der maximal zulässigen Ansteuerung der Aktuatoren
q_{peak}	Spitzenwert der Aktuatoransteuerung
\mathbf{r}	Ortsvektor
R	Lademeister in Ruheposition
RLS	„recursive-least-square“ (engl.: rekursives mittleres Fehlerquadrat)
S	Übertragungsverhalten vom Referenzsignal zu den Fehler Sensoren (Störsignalweg)
SA	„simulated annealing“ (engl.: simuliertes Abkühlen)
SW	kleiner Lademeister in Arbeitsposition
T	Temperatur (innerhalb COSA)
t	Zeit
t_{ab}	Anstiegszeit für den Begrenzer
t_{an}	Anstiegszeit für die Normierung
TLC	Flugzustand „cruise“
t_r	Rücklaufzeit
T_s	Abtastzeit
TSP	„traveling-salesman-problem“ (engl. Handelsreisenden Problem)
T_{Start}	Starttemperatur
\mathbf{v}	Partikelgeschwindigkeit
\mathbf{w}	Filterkoeffizienten
$x(n)$	zur Blattfolgefrequenz synchrones Referenzsignal
$\mathbf{X}'(n)$	gefiltertes Referenzsignal
$\underline{\mathbf{Z}}$	Übertragungsmatrix von den Sekundärquellen zu den Mikrofonen
$\hat{\underline{\mathbf{Z}}}$	Abbild von $\underline{\mathbf{Z}}$ in Form von FIR-Filtern
\underline{z}	Übertragungszahl; in (3.8) und (3.9): komplexe Frequenz
$\underline{\mathbf{Z}}_o$	Übertragungsmatrix von den Sekundärquellen zu den Ohren

Griechische Formelzeichen

α	normierter Konvergenzfaktor
β, γ, η	Hilfsvariablen
$\theta, \kappa, \xi, \psi$	Gewichtungsfaktoren
μ	Konvergenzfaktor
ν	Vergessensfaktor
φ	Phasenwinkel
ω	Kreisfrequenz

Indizes

ges	gesamt
opt	optimal
(.)'	manipuliertes bzw. gefiltertes Signal
(.)	gleichartiges Element

Operatoren

$\hat{A}(\cdot)$	Indexnummern der aktiven Elemente
diag	Diagonalmatrix mit den Elementen y_i
diag(\mathbf{Y})	Spaltenmatrix mit den Diagonalelementen der Matrix \mathbf{Y}
$\hat{I}(\cdot)$	Indexnummern der inaktiven Elemente
lg(.)	dekadischer Logarithmus
max(.)	Maximalwert
min	minimiere
min(.)	Minimalwert
rand	Zufallszahl]0...1]
rand(.)	zufällig ausgewähltes Element
Re	Realteil
$\lceil y \rceil$	Ceiling-Funktion: liefert die kleinste Ganzzahl $\leq y$
*	Faltung
∂	partielle Ableitung
Δ	Laplace Operator, hier: $\Delta := \frac{\partial^2}{\partial r_1^2} + \frac{\partial^2}{\partial r_2^2} + \frac{\partial^2}{\partial r_3^2}$

∇	Gradient
$(\cdot)^H$	hermitisch
$(\cdot)^T$	transponiert
\vee	oder
\forall	für alle gilt

Schreibweisen

x, X	Skalar
\mathbf{x}	Vektor oder Spaltenmatrix
\mathbf{X}	Matrix
$(\underline{\cdot})$	komplexe Größe
(\cdot)	Effektivwert

Symbole in Flussdiagrammen

	Ausgabe
	Eingabe
	Prozess
	Verzweigung
	vordefinierter Prozess

Allgemeine Festlegung

Für die Relationszeichen $<$, \leq , $>$ und \geq soll für die Verwendung zwischen Matrizen und Skalaren

$$\mathbf{X} < \mathbf{y} \quad \forall \quad x_{ik} < y \quad (0.1)$$

gelten.

1 Einleitung

Lärm ist nach geltender Gesetzeslage eine Form der Umweltverschmutzung (s. § 1 Abs. 2 und § 3 Abs. 3 [BImSchG]) und wird von der Bevölkerung immer mehr als eine Einschränkung des Lebensstandards angesehen. Er beeinträchtigt die Konzentrationsfähigkeit und kann zu dauerhaften gesundheitlichen Schäden führen.

In einigen Fahrzeugen tritt tonaler Lärm im unteren Frequenzbereich ($<500\text{Hz}$) mit hohen Schalldruckpegeln auf. Ein typisches Beispiel hierfür sind Propellerflugzeuge, bei denen die Anregungsfrequenz durch die Blattfolgefrequenz und ihre Höherharmonischen gegeben ist. Da die Profile der Propellerblätter unter aerodynamischen Gesichtspunkten optimiert sind, wird der Geräuschemission geringe Priorität eingeräumt und es kann zu hohen Lärmpegeln kommen. Um diese in der Flugzeugkabine auf ein in Bezug auf Komfort und Arbeitsschutz (s. [RL2003/10/EG]) akzeptables Maß zu reduzieren, werden vielfach passive Maßnahmen wie z. B. das Einbringen von Dämmmaterial oder Schwingungsdämpfern ergriffen. Speziell bei tiefen Frequenzen führen diese Maßnahmen zu einem erheblichen und unerwünschten Zuwachs der Flugzeugmasse. Um dies zu umgehen, wurde in den letzten Jahrzehnten verstärkt im Bereich der aktiven Lärmreduzierung geforscht. Erste praktische Anwendungen kommerzieller Systeme sind in kleinen Passagiermaschinen realisiert.

Die Probleme bei der Auslegung dieser Systeme zur aktiven Lärmreduzierung (ANR-Systeme) liegen vor allem darin, das System als Ganzes an die gestellten Anforderungen anzupassen. Diese Arbeit stellt einen Ansatz für das Problem der aktiven Geräuschreduktion in Flugzeugkabinen für hohe tonale Lärmpegel vor.

1.1 Problemstellung

Derzeit wird ein militärisches Propeller-Transportflugzeug entwickelt. In diesem Luftfahrzeug befindet sich am vorderen Ende des Frachtraums der Arbeitsbereich des Lademeisters. Hierbei handelt es sich um ein halbgeschlossenes Volumen, welches zum Frachtraum hin offen ist. Aufgrund von Sicherheitsvorschriften kann dieses Volumen nicht gegenüber dem Frachtraum geschlossen werden. In diesem Bereich sitzt der Lademeister während der meisten Zeit des Fluges. Im Frachtraum werden Schalldruckpegel von bis zu 100dB(A) erwartet. Die Anforderungen an die einzuhaltenen Lärm-

grenzwerte sind für den Arbeitsbereich des Lademeisters höher als für den Frachtraum. In Kombination mit den oben dargestellten allgemeinen Vorteilen von aktiven Maßnahmen, ist dies die Ursache für den Ansatz, die Schalldruckpegel am Kopf des Lademeisters durch ein ANR-System zu reduzieren. Dieses System muss folgende Anforderungen erfüllen:

- A) Reduzierung des Schalldrucks des von den Propellern erzeugten Lärms, bestehend aus dem Grundton und den beiden ersten Höherharmonischen.
- B) Reduzierung des Schalldrucks an den Ohren des Lademeisters unter einen spezifizierten Wert.
- C) Berücksichtigung verschiedener Sitzpositionen und Körperabmessungen des Lademeisters.
- D) Berücksichtigung verschiedener Lastfälle (Propellerdrehzahlen).
- E) Möglichst geringes Gewicht des Gesamtsystems.
- F) Möglichst geringe elektrische Leistungsaufnahme des Systems.
- G) Unterschreitung der maximal zulässigen Ansteuerung der Aktuatoren, um nichtlineare Verzerrungen zu vermeiden.
- H) Einbau des Systems aufgrund technischer Gegebenheiten (wie z. B. verfügbarer Einbauraum) nur an bestimmten Positionen.

1.2 Stand der Technik

Die Diskussion zur aktiven Geräuschreduzierung ist in Fragestellungen im Bereich der Entwicklung von kompletten Systemen, den zur Regelung notwendigen Algorithmen und Verfahren zur optimalen Positionierung der Aktuatoren und Sensoren eingebettet.

1.2.1 Systeme zur aktiven Geräuschreduzierung

Die grundsätzliche Funktionsweise der aktiven Geräuschreduzierung wird bereits in [Lueg36] dargestellt. Lueg schlägt vor, eine tonale Schallwelle durch Überlagerung mit einer zweiten, um 180° phasenverschobenen Schallwelle gleicher Amplitude auszulöschen (s. Abb. 1.1).

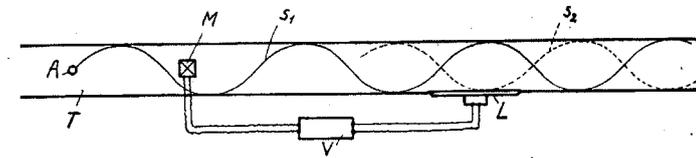


Abb. 1.1: Grundprinzip der aktiven Geräuschreduzierung (aus [Lueg36])

Erst über 50 Jahre später ist die Elektronik so weit entwickelt, dass die Idee in Flugzeugen umgesetzt wird. Die Aufteilung der zitierten Arbeiten auf die verschiedenen Ansätze zur aktiven Geräuschreduzierung in Propellerflugzeugen zeigt Abb. 1.2.

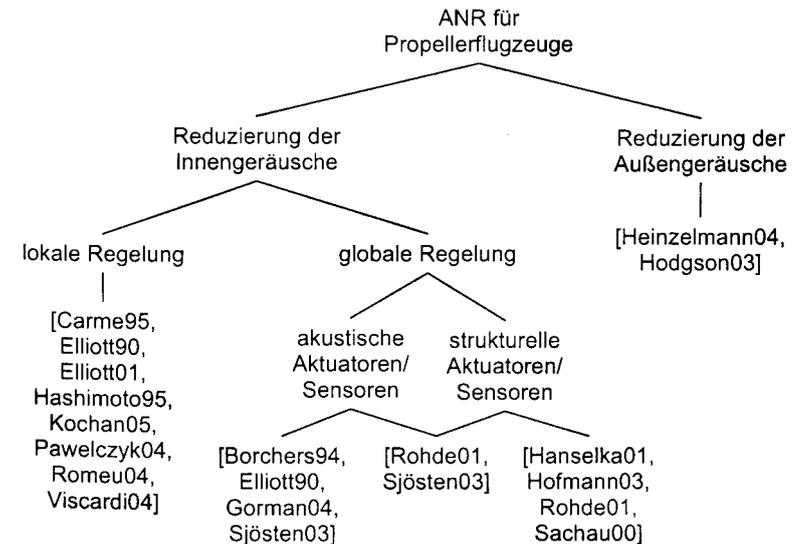


Abb. 1.2: Quelleneinordnung zu ANR-Systemen

Der von Propellerflugzeugen produzierte Lärm wird vom Propellerlärm dominiert. Dieser liegt 20dB und mehr über dem Lärm anderer Geräuschquellen. Daher wird die aktive Geräuschreduzierung bei Propellerflugzeugen für diesen tonalen Lärm durchgeführt. Die häufigste Anwendung ist dabei die Reduzierung von Innenraumlärm.

1.2.1.1 Lokale Regelung von Innengeräuschen

Die einfachste Form die Innengeräusche zu reduzieren, ist die lokale Regelung. Dabei werden zwei Mikrophone in der Nähe der Ohren eines sitzenden Passagiers in die Kopfstütze des Sitzes oder die Innenverkleidung eingebaut. Als Aktuatoren dienen zwei

Lautsprecher, die in die Kopfstütze oder über dem Sitz installiert werden. Beim Betrieb des Systems bildet sich um die Sensoren eine Zone der Ruhe. Für die bei Propellerlärm typischen Frequenzen schließt diese Zone auch die Ohren des Passagiers mit ein. [Elliott01] gibt die Größe dieser Zone mit $1/10$ der Wellenlänge an.

Der prinzipielle Aufbau einer lokalen Regelung wird in [Elliott01] beschrieben. In [Carne95, Elliott90, Romeu04, Viscardi04] werden unterschiedliche Systeme für verschiedene Flugzeugmuster vorgestellt. [Kochan05] wendet das Verfahren im Automobilbereich an. Es wird eine Reduzierung des Schalldruckpegels an den Ohren zwischen 5dB und 20dB erreicht.

Mit steigender Frequenz wird die Zone der Ruhe immer kleiner und die Mikrophone müssen immer dichter an den Ohren positioniert werden. Um diese Problematik zu umgehen, werden u. a. in [Pawelczyk04] und [Hashimoto95] virtuelle Mikrophone eingeführt. Hierbei wird die Übertragungsfunktion zwischen den Aktuatoren und Messmikrophonen an den Positionen der Ohren vor der Regelung ermittelt und im Regelalgorithmus berücksichtigt. Dadurch verschiebt sich der Mittelpunkt der Zone der Ruhe an die Positionen der Ohren. Hiermit lässt sich der Schalldruckpegel an den Ohren um 30dB reduzieren. Allerdings können hierbei keine Änderungen des Übertragungsverhaltens zwischen Aktuatoren und Ohren berücksichtigt werden, da die Mikrophone an den Positionen der Ohren vor der Inbetriebnahme des Reglers entfernt werden müssen.

Die lokale Regelung hat sich im praktischen Einsatz bewährt. Sie kommt mit einer geringen Anzahl Systemkomponenten aus. Allerdings ist der Regelungserfolg nur auf einen kleinen Bereich beschränkt.

1.2.1.2 Globale Regelung von Innengeräuschen

Bei der globalen Regelung besteht das Ziel darin, die gesamte im Raum vorhandene akustische Energie zu reduzieren. Dazu werden Mikrophone im Raum verteilt installiert. Die Positionen werden so gewählt, dass die Reduzierung der Signale an diesen Sensoren zu der gewünschten globalen Reduzierung der akustischen Energie führt.

Akustische Aktuatoren/Sensoren

In [Borchers94, Elliott90, Gorman04, Sjösten03] werden verschiedene Systeme vorgestellt, die Lautsprecher in oder auf der Kabinenverkleidung als Aktuatoren verwenden. Als Sensoren dienen Mikrophone, die in die Sitze oder die Kabinenverkleidung integriert werden.

[Elliott90] berichtet von einer Reduzierung des Schalldruckpegels um 7dB(A) an einigen Sitzpositionen für ein System in einem Luftfahrzeug vom Typ British Aerospace BAe-748 mit 32 Mikrophenen und 16 Lautsprechern.

Mit dem in [Gorman04] vorgestellten System lässt sich eine Reduzierung des Schalldruckpegels von 5dB(A) an den Sitzpositionen im Cockpit einer Lockheed-Martin C-130 Hercules erzielen.

In [Sjösten03] wird ein System für die Dornier Do-328 vorgestellt. Auf der Basis von im Flugzeug aufgenommenen Primärfelddaten und Übertragungsfunktionen wird in Simulationen eine Reduzierung des Schalldruckpegels an den Fehlermikrophonen um 14dB erreicht.

Die globale Regelung mit akustischen Aktuatoren und Sensoren hat sich ebenfalls in der Praxis bewährt. Sie ist aber wegen der höheren Anzahl von Aktuatoren und Sensoren komplexer als die lokale Regelung.

Strukturelle Aktuatoren/Sensoren

In [Rohde01] wird ein System für die akustische Testzelle für die Dornier Do-328 vorgestellt. Dabei werden Piezokeramiken als Aktuatoren und Beschleunigungsaufnehmer als Sensoren verwendet. Diese werden an den Flugzeugspanten installiert. Bei einer von Außen kommenden Beschallung der Testzelle mit Propellerlärm wird die Strukturschwingung um 14dB reduziert. Dadurch wird der Schalldruckpegel innerhalb der Testzelle um 1dB erhöht. Die reine Reduzierung der Strukturschwingung als ANR-Maßnahme ist folglich für diesen Fall als ungeeignet zu bewerten.

Zum gleichen Ergebnis kommt [Hofmann03] hinsichtlich Luftschall, der durch eine Struktur transmittiert. Er stellt allerdings fest, dass die Strukturregelung für Körperschall erfolgreich angewendet werden kann.

In [Hanselka01, Sachau00] wird ein Teilprojekt aus dem BMBF-Leitprojekt „Adaptronik“ vorgestellt. Hierbei wird ein Autodach mit Piezokeramiken als Aktuatoren und Sensoren versehen. Durch die aktive Schwingungsreduzierung dieses Daches wird versucht, den Schallpegel im Innenraum des Fahrzeuges zu reduzieren.

Akustische und strukturelle Aktuatoren/Sensoren

In [Sjösten03] wird ein System vorgestellt, welches strukturelle und akustische Aktuatoren und Sensoren verwendet. In ein „mock-up“ (engl.: Nachbildung) der SAAB 340 wird ein System mit vier Beschleunigungsaufnehmern und zwölf Mikrophenen als Sensoren, sowie vier Shakern an den Spanten und acht Lautsprechern auf der Kabinenverklei-

derung als Aktuatoren eingerüstet. Damit lässt sich der Schalldruckpegel in einer 1,8m x 2,4m großen Fläche parallel zum Fußboden um 18dB reduzieren.

[Rohde01] stellt in seiner Dissertation eine Abwandlung des oben vorgestellten Systems für die Dornier Do-328 dar. Dabei werden die Beschleunigungsaufnehmer durch 15 Mikrophone in Passagierkopfhöhe ersetzt. Dadurch reduziert er den Schalldruckpegel in der Testzelle um 8dB.

Die globale Regelung mit Aktuatoren, die direkt an der Struktur des Flugzeuges angreifen, ist also ebenfalls möglich, allerdings ist hierbei die Verwendung von akustischen Sensoren notwendig. Diese können durch akustische Aktuatoren und strukturelle Sensoren ergänzt werden. Ein Nachteil gegenüber der Regelung ausschließlich mit akustischen Aktuatoren besteht darin, dass die Krafteinleitung in die Flugzeugstruktur bei der Auslegung des Flugzeuges berücksichtigt werden muss, während die Installation von akustischen Aktuatoren auch nachträglich möglich ist.

1.2.1.3 Reduzierung von Außengeräuschen

Neben der Möglichkeit, den Lärm in der Flugzeugkabine zu reduzieren, gibt es inzwischen auch Ansätze, den Außenlärm von Propellerflugzeugen aktiv zu reduzieren. Hierzu stellt [Hodgson03] Simulationsergebnisse für den Flughafen von Vancouver, Kanada vor. Dort soll der Lärm von Triebwerkstestläufen reduziert werden. Er prognostiziert eine Reduzierung des Schalldruckpegels um 15dB für eine Gemeinde in 3km Entfernung vom Flughafen.

In [Heinzelmann04] wird der Forschungsverbund „Leiser Verkehr“ vorgestellt. Der Forschungsverbund beschäftigt sich u. a. mit den Möglichkeiten zur aktiven Geräuschreduzierung von Triebwerkslärm bei Flugzeugen

1.2.2 Regelalgorithmen

Die Aufgabe des Reglers in einem ANR-System besteht darin, aus einem oder mehreren zugeführten Signalen die Ansteuerungssignale für die Aktuatoren zu berechnen. Ziel des verwendeten Regelalgorithmus ist dabei die Reduzierung eines gemessenen oder aus gemessenen Signalen berechneten Fehlersignals. Die Quelleneinordnung zu den bei ANR-Systemen verwendeten Regelalgorithmen ist aus Abb. 1.3 ersichtlich.

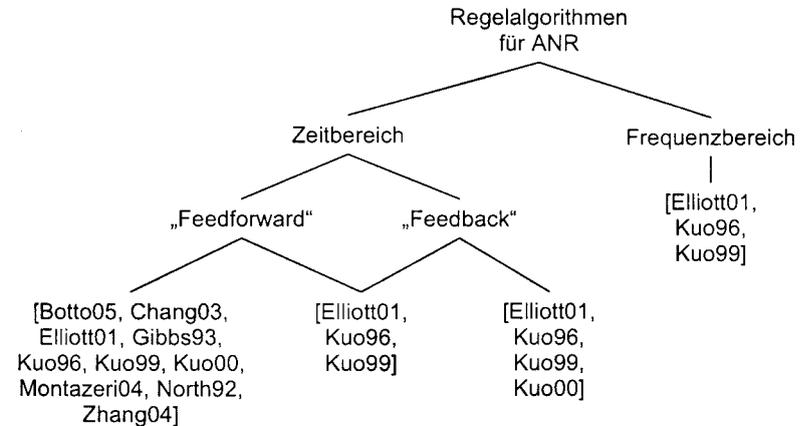


Abb. 1.3: Quelleneinordnung zu Regelalgorithmen

1.2.2.1 Vorwärtsführung

Bei der Vorwärtsführung (engl. „feedforward control“) wird dem Regler sowohl ein Referenzsignal als auch ein Fehlersignal zugeführt. Das Referenzsignal ist mit dem zu reduzierenden Lärm korreliert. Das Fehlersignal entsteht durch Überlagerung des zu reduzierenden Lärms mit dem vom ANR-System erzeugten Gegenschall. Der prinzipielle Aufbau eines ANR-Systems mit Vorwärtsführung ist in Abb. 1.4 dargestellt.

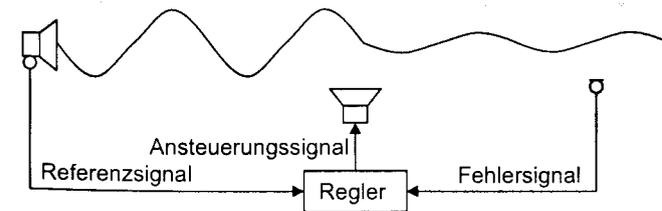


Abb. 1.4: Prinzipskizze zur Vorwärtsführung

LMS im Zeitbereich

Ein häufig in ANR-Systemen verwendeter Algorithmus ist der LMS-Algorithmus („least mean square“; engl.: geringstes mittleres Fehlerquadrat). Er minimiert den zum aktuellen Zeitpunkt gemessenen mittleren quadratischen Fehler über ein Gradientenverfahren. Dazu werden FIR-Filter („finite impulse response“; engl.: endliche Impulsantwort) schrittweise adaptiert. Der Algorithmus und die verschiedenen Varianten des LMS-Algo-

rithmus werden in [Elliott01, Kuo96, Kuo99, Kuo00] eingehend dargestellt. Hierbei ist speziell der FxLMS-Algorithmus (Fx von „filtered reference x “; engl.: gefiltertes Referenzsignal x) zu nennen. Dabei wird durch die Filterung des Referenzsignals mit einem Abbild der Sekundärstrecke die Stabilität des LMS-Algorithmus erhöht oder in vielen Fällen erst ermöglicht.

Der FxLMS-Algorithmus wird in der Fachwelt als Standard für die aktive Geräuschreduzierung angesehen. Er dient auch den meisten neu vorgestellten Algorithmen als Vergleichsmaßstab bezüglich Regelungserfolg, Konvergenzgeschwindigkeit und Rechenaufwand.

Der FxLMS-Algorithmus hat jedoch drei Hauptprobleme:

- Die Konvergenzgeschwindigkeit des Algorithmus ist vom Referenzsignal und der Sekundärstrecke abhängig und ist dadurch für jede Frequenz unterschiedlich (vgl. [Elliott01], S. 78ff).
- Mit dem Algorithmus können nur lineare Systeme geregelt werden.
- Das Sekundärstreckenmodell darf in der Phase nur ca. $\pm 90^\circ$ von der tatsächlichen Sekundärstrecke abweichen, ohne die Stabilität des Algorithmus zu gefährden (vgl. [Kuo96], S. 67).

LMS im Frequenzbereich

Um die Konvergenzeigenschaften des LMS-Algorithmus zu verbessern, werden in [Elliott01, Kuo96, Kuo99] auch Frequenzbereichsvarianten des LMS-Algorithmus vorgestellt. Durch die Regelung im Frequenzbereich kann für jede Frequenz die Konvergenz getrennt eingestellt werden und damit das Konvergenzverhalten verbessert werden. Diese Vorteile bedingen aber einen höheren Rechenaufwand für die notwendige Fourier-Transformation und inverse Fourier-Transformation.

Kreuzglied-Filterstruktur

Zur Verbesserung der Konvergenz wird in [Kuo96, Kuo99, North92] die Verwendung von Brückenfiltern (engl. „lattice filter“) anstelle der sonst verwendeten Transversalfilter vorgeschlagen. Diese Verbesserung wird aber durch einen erhöhten Rechenaufwand erzielt.

RLS-Algorithmus

Ein weiterer Ansatz zur Verbesserung der Konvergenzgeschwindigkeit wird in [Elliott01, Kuo96] vorgestellt. Beim RLS-Algorithmus („recursive-least-square“; engl.: rekursives mittleres Fehlerquadrat) werden nicht nur die aktuellen sondern auch die zurückliegen-

den Fehlerwerte vom Regelalgorithmus verarbeitet. Die Verbesserung der Konvergenzgeschwindigkeit kann nur durch eine erhöhte Anzahl von Rechenoperationen erreicht werden.

H-TAG-Algorithmus

Um dem Problem der Phasenabweichung zwischen Sekundärstrecke und Streckenmodell zu begegnen, schlägt [Gibbs93] die Verwendung des H-TAG Algorithmus vor, da dieser Algorithmus kein Streckenmodell benötigt. Zur Adaption der Filterkoeffizienten wird jeweils ein Filterkoeffizient variiert. Aus der sich ergebenden Änderung des Fehlersignals und dem alten Filterkoeffizienten wird der neue Filterkoeffizient berechnet. Allerdings ist der Adaptionsalgorithmus aufwändig zu implementieren.

Fuzzyregler und neuronale Netze

Zur Regelung von nichtlinearen Systemen werden Ansätze mit neuronalen Netzen und Fuzzyreglern verfolgt. In [Montazeri04, Zhang04] werden neuronale Netze erfolgreich bei der breitbandigen Regelung von nichtlinearen Systemen eingesetzt, während [Botto05] dafür neuronale Netze und Fuzzyregler koppelt.

Chang [Chang03] verwendet einen Fuzzyregler zur tonalen, nichtlinearen Regelung. Dabei erzielt er zusätzlich eine bessere Konvergenz als mit dem FxLMS-Algorithmus. Allen Ansätzen ist gemein, dass sich aufgrund ihrer Vernetzung und der zu implementierenden Regeln viele Programmverzweigungen ergeben. Damit sind sie wesentlich komplexer als der FxLMS-Algorithmus.

1.2.2.2 Rückkopplungsregelung

Bei der Rückkopplungsregelung (engl. „feedback control“) wird dem Regler lediglich ein Fehlersignal zugeführt. Der prinzipielle Aufbau eines ANR-Systems mit Rückkopplungsregelung ist in Abb. 1.5 dargestellt.

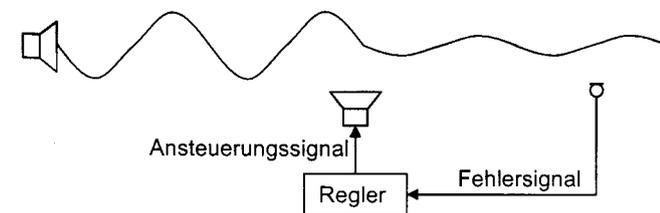


Abb. 1.5: Prinzipskizze zur Rückkopplungsregelung

Analoge Regelung

Die einfachste Form der Rückkopplungsregelung erfolgt mit analogen Reglern wie in [Elliott01, Kuo96] beschrieben. Dabei wird der Fehlersensor möglichst dicht am Aktuator positioniert. Der Regler selbst besteht im einfachsten Fall nur aus einem Verstärker. Anwendung findet diese Form der Regelung beispielsweise bei Kopfhörern mit aktiver Lärmreduzierung (vgl. [Sennheiser05]).

Der Vorteil der analogen Regelung liegt im sehr einfachen Aufbau und der geringen Latenzzeit. Allerdings können Änderungen des Übertragungsverhaltens zwischen Aktuator und Sensor den Regelungserfolg verschlechtern.

Digitale Regelung

Die digitale Rückkopplungsregelung wird in [Elliott01, Kuo96, Kuo99, Kuo00] vorgestellt. Dabei wird das für den FxLMS-Algorithmus benötigte Referenzsignal aus dem Fehler-signal berechnet. Der dafür notwendige Rechenaufwand ist aber nur sinnvoll, wenn ein Referenzsignal nicht zur Verfügung steht.

1.2.2.3 Hybride Regelung

Bei der hybriden Regelung wird die Vorwärtsführung mit der Rückkopplungsregelung, wie in Abb. 1.6 dargestellt, kombiniert. Diese Form der Regelung wird in [Elliott01, Kuo96, Kuo99] erläutert.

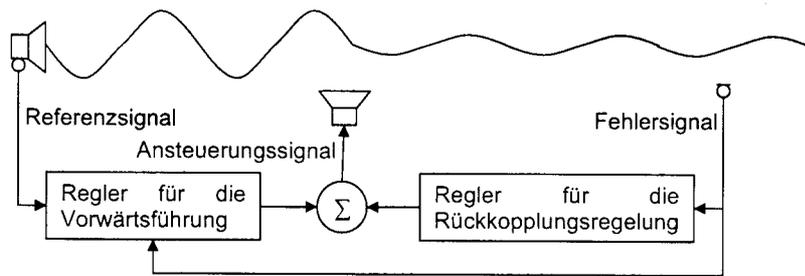


Abb. 1.6: Prinzipskizze zur hybriden Regelung

Der Vorteil gegenüber der Vorwärtsführung liegt darin, dass auch zum Referenzsignal unkorrelierter Lärm reduziert wird. Allerdings ist der Rechenaufwand größer als bei der reinen Vorwärtsführung oder Rückkopplungsregelung, da jetzt zwei Regler implementiert werden müssen.

1.2.3 Optimale Positionierung

Bei der Auslegung von ANR-Systemen spielt die Positionierung der Aktuatoren und Sensoren eine wichtige Rolle. Durch die Auswahl der Positionen kann die notwendige Lautsprecheransteuerung und damit die elektrische Leistungsaufnahme des Systems beeinflusst werden. Eine ungünstige Positionierung kann aber auch zu einer erhöhten Aktuator- und Sensoranzahl führen oder den Regelungserfolg völlig zunichte machen. Bei allen hier vorgestellten Verfahren wird davon ausgegangen, dass –entsprechend der Problemstellung– nur bestimmte Aktuator und Sensorpositionen zur Verfügung stehen. Die Quelleneinordnung für die bisher bei ANR-Systemen verwendeten Verfahren zur optimalen Positionierung von Aktuatoren und Sensoren ist in Abb. 1.7 dargestellt.

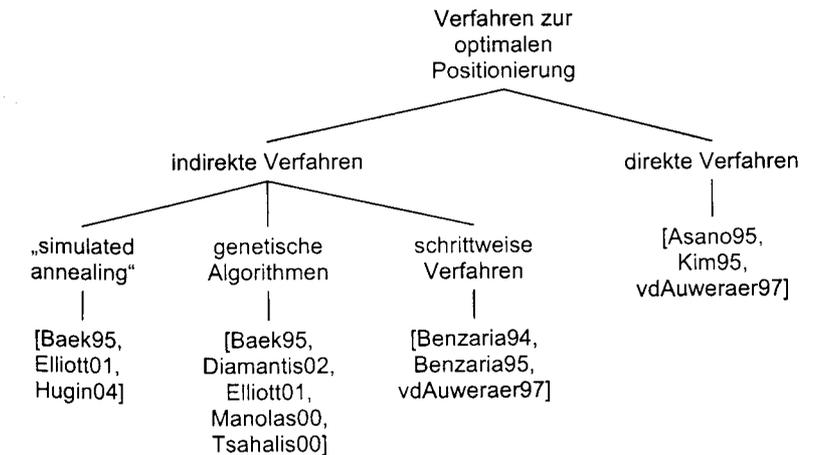


Abb. 1.7: Quelleneinordnung zur optimalen Positionierung

1.2.3.1 Indirekte Verfahren

Die meisten bei der Optimierung der Aktuator- und Sensorpositionen eingesetzten Verfahren sind indirekte Verfahren. Für jede im Verlauf der Optimierung zu untersuchende Konfiguration aus Aktuatoren und Sensoren wird das geregelte Schallfeld für die maximal mögliche Reduzierung mit den bekannten Übertragungsfunktionen berechnet. Ebenso wird die dafür notwendige Aktuatoransteuerung ermittelt. Diese Daten dienen dann dem Optimierungsverfahren zur Bestimmung der optimalen Konfiguration.

Simulated Annealing

Beim „simulated annealing“ (SA; engl.: simuliertes Abkühlen) wird eine Analogie zum langsamen Abkühlen z. B. eines Kristallgitters gezogen. Bei dieser Abkühlung wird der energetisch günstigste Zustand, das Minimum, angenommen. Daher versucht man, durch langsames ‚Abkühlen‘ der Konfigurationen das Optimum zu ermitteln.

Die Anwendungsmöglichkeiten des SA bei der Optimierung von Aktuatorpositionen zeigt [Elliott01].

[Hugin04] wendet SA bei der Optimierung der Aktuatorpositionen für das aktive Schwingungsreduktionssystem eines Helikopters an. Optimierungsziel ist es, die maximal mögliche Schwingungsreduktion zu erzielen. Er stellt fest, dass SA hierfür ein effektives Verfahren ist und für die von ihm untersuchten Fälle immer eine der zehn besten Konfigurationen findet.

[Baek95] bestätigt die Effizienz von SA bei der Bestimmung der Lautsprecherpositionen für ein ANR-System in einem geschlossenen Raum. Allerdings schlägt er vor, neben der maximal möglichen Reduzierung auch die dafür notwendige Ansteuerung mit in die Kostenfunktion des SA einzubeziehen. Dadurch werden Konfigurationen ermittelt, die robust gegenüber Änderungen der Übertragungsfunktionen sind.

Genetische Algorithmen

Bei den genetischen Algorithmen (GA) wird versucht, durch Vererbung von Informationen und Überleben der besten Individuen die optimale Konfiguration zu finden. Damit sind diese Algorithmen an die Darwin'sche Evolutionstheorie angelehnt.

In [Elliott01] wird die allgemeine Vorgehensweise bei der Anwendung auf ANR-Probleme beschrieben.

[Diamantis02, Manolas00, Tsahalios00] beschreiben die Anwendung von GA für die Positionsoptimierung bei einem Propellerflugzeug. Optimierungsziel ist dabei die maximal mögliche Reduzierung des Schalldruckpegels an den Fehlersensoren. Sie stellen fest, dass GA ein effizientes und einfach anzuwendendes Verfahren für die Positionsoptimierung bei ANR-Systemen ist. Weiterhin stellen sie fest, dass sich bei der Optimierung mehrere Konfigurationen mit einem ähnlichen Kostenwert ergeben. Dadurch hat man die Möglichkeit, aus mehreren guten Konfigurationen zu wählen.

[Baek95] bestätigt die Effizienz von GA für das oben beschriebene Beispiel. Er macht deutlich, dass die Frage, ob GA oder SA besser zur Positionsoptimierung geeignet sind,

nicht pauschal, sondern nur problemspezifisch beantwortet werden kann. Dies betont auch [Elliott01].

Schrittweise Verfahren

Bei den schrittweisen Verfahren wird zu einer bestehenden Konfiguration immer ein Element hinzugefügt oder aber aus einer bestehenden Konfiguration ein Element entfernt. Dabei unterscheiden sich die verschiedenen Verfahren durch das Auswahlkriterium für das zu entfernende oder hinzuzufügende Element.

In [Benzaria95] werden verschiedene Auswahlkriterien verwendet. Exemplarisch sei hier das Entfernen des Aktuators mit der geringsten Ansteuerung genannt, wie es auch in [Benzaria94] verwendet wird. Eine andere Variante besteht darin, den Aktuator zu einer Konfiguration hinzuzufügen, der zur größten Reduktion des Schalldruckpegels führt (vgl. [vdAuweraer97]).

Die Vorteile der schrittweisen Verfahren liegen in der kurzen Rechenzeit, da nur wenige Konfigurationen untersucht werden. Allerdings ist die Wahrscheinlichkeit, das globale Optimum zu erreichen, wesentlich geringer als bei GA oder SA. Weiterhin beschäftigen sich die vorgestellten Verfahren nur mit der Bestimmung der Aktuatorpositionen, auch wenn sich die Bestimmung der Sensorpositionen integrieren ließe.

1.2.3.2 Direkte Verfahren

Als direkte Verfahren werden hier alle Verfahren bezeichnet, bei denen die Positionen der Aktuatoren und Sensoren direkt aus Übertragungsfunktionen ermittelt werden.

Schrittweise Verfahren

In [Asano95, vdAuweraer97] werden Verfahren mit schrittweiser Erhöhung der Aktuatoranzahl vorgestellt. Die Auswahl des hinzuzufügenden Aktuators erfolgt direkt anhand der Übertragungsfunktionen.

In [Asano95] wird der Aktuator hinzugefügt, der die größte lineare Unabhängigkeit von den bisher verwendeten Aktuatoren aufweist.

[vdAuweraer97] schlägt vor, den Aktuator hinzuzufügen, der die beste räumliche Korrelation zum Primärfeld bzw. zum noch vorhandenen geregelten Schallfeld aufweist. Zusätzlich zu den oben beschriebenen Vor- und Nachteilen der schrittweisen Verfahren ist es hierbei notwendig, die Sensorpositionen schon vor der Optimierung festzulegen. Des Weiteren wird nur das Übertragungsverhalten zu den Fehlersensoren, nicht jedoch zu weiteren Messpunkten -z. B. an den Ohren- berücksichtigt.

Direkte Auswahl

In [Kim95] wird ein Verfahren vorgestellt, bei dem alle Aktuatoren in einem Schritt ausgewählt werden. Es werden die Aktuatoren ausgewählt, die den höchsten Einfluss auf das geregelte Schallfeld bzw. die höchste Übertragungszahl und damit den höchsten Wirkungsgrad haben.

Auch dieses Verfahren benötigt nur wenig Rechenaufwand. Allerdings ergeben sich die gleichen Nachteile wie bei den direkten, schrittweisen Verfahren.

1.3 Ziel und Inhalt der Arbeit

1.3.1 *Wesentliche Zielvorgaben*

Der Stand der Technik zeigt, dass die Grundlagen für die aktive Geräuschreduzierung umfassend erforscht sind. Mehrere praktische Anwendungen sind bereits realisiert worden.

Hauptziel dieser Arbeit ist es, ein funktionsfähiges Konzept für die aktive Geräuschreduzierung im Arbeitsbereich des Lademeisters im Frachtraum des militärischen Transportflugzeuges Airbus A400M zu entwickeln. Dabei gehen verschiedene Anforderungen für dieses System über den Stand der Technik hinaus und erfordern daher die Entwicklung neuer Verfahren zur Lösung dieser Problemstellung.

Bei der Entwicklung des Regelalgorithmus liegt das Hauptaugenmerk darauf, dass dieser in der Lage sein soll, mehrere Lastfälle und Sitzpositionen erfolgreich zu regeln und speziell auf die zu erwartenden hohen Lärmpegel ausgelegt werden muss.

Dies spielt auch bei der Positionierung der Aktuatoren und Sensoren eine entscheidende Rolle. Die bisherigen Verfahren berücksichtigen diesen Umstand nur unzureichend oder gar nicht. Daher ist es notwendig, ein neues Verfahren zur Positionsoptimierung zu entwickeln, welches diese Anforderungen erfüllt.

Die entwickelten Verfahren sollen experimentell verifiziert werden. Ist diese Verifikation erfolgreich, kann die Entwicklung von Systemen zur aktiven Geräuschreduzierung zu großen Teilen durch rechnerbasierte Simulation erfolgen.

Die in der Technik allgemein erkennbare Tendenz zur Entwicklung von kompletten Systemen am Rechner, soll durch die vorliegende Arbeit für den Bereich der ANR-Systeme unterstützt werden.

1.3.2 *Inhaltliche Gliederung*

Im Anschluss an diese Einleitung erfolgt in Kapitel 2 die mathematische Modellierung der Übertragungsstrecke. Nach einer kurzen Einführung der grundlegenden Gleichungen zur Akustik wird eine Matrixformulierung für die Überlagerung von Schallfeldern eingeführt.

In Kapitel 3 wird der Regelalgorithmus hergeleitet. Dabei erfolgt zunächst eine allgemeine Lösung des Problems im Frequenzbereich. Anschließend wird ein geeigneter Regelalgorithmus ausgewählt und an die speziellen Anforderungen dieses Anwendungsfalles angepasst.

Kapitel 4 befasst sich mit der optimalen Positionierung der Aktuatoren und Sensoren. Zunächst wird eine Problemformulierung und -Klassifizierung durchgeführt. Anschließend wird eine problemspezifische Kostenwertbestimmung entwickelt. Diese wird in ein bekanntes Optimierungsverfahren integriert.

In Kapitel 5 werden die entwickelten Verfahren auf den konkreten Anwendungsfall angewendet. Zunächst wird eine Konfigurationsoptimierung durchgeführt. Diese wird anhand experimenteller Untersuchungen verifiziert. Dabei wird gleichzeitig die Funktionsfähigkeit des Regelalgorithmus überprüft. Anschließend werden Abweichungen zwischen numerischer Optimierung und experimenteller Umsetzung aufgezeigt und bewertet.

Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung des erzielten Fortschritts bei der Entwicklung von ANR-Systemen für hohe tonale Lärmpegel. Weiterhin wird ein Ausblick auf die sich daraus ergebenden weiteren Entwicklungsmöglichkeiten gegeben.

Im Anhang sind die Herstellerangaben zu den verwendeten Geräten, die Mikrophon- und Lautsprecherpositionen sowie die bei der Anwendung der Verfahren eingestellten Parameter angegeben.

2 Mathematische Modellierung der Übertragungsstrecken

2.1 Grundgleichungen der Akustik

Grundlage für die in dieser Arbeit beschriebenen akustischen Phänomene ist die dreidimensionale Schallausbreitung in reibungsfreien, isotropen Fluiden. Durch die Schwingung der Fluidteilchen entsteht der Schalldruck p . Dieser ist dem Umgebungsdruck überlagert und hängt vom Ortsvektor \mathbf{r} und der Zeit t ab. Im Weiteren wird vorausgesetzt, dass die Strömungsgeschwindigkeit des Fluides klein gegenüber der Partikelgeschwindigkeit aufgrund des Schallereignisses (Schallschnelle \mathbf{v}) ist. In Abwesenheit von Volumenkräften infolge akustischer Quellen wird die Schallausbreitung durch die (homogene) Wellengleichung der Akustik (vgl. [Henn99], S. 5)

$$\Delta p(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p(\mathbf{r}, t)}{\partial t^2} \quad (2.1)$$

beschrieben, wobei c die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle (Schallgeschwindigkeit) und Δ der Laplace Operator ist.

Als Randbedingungen werden auf dem Druckrand (wesentliche Randbedingung) der Druck p , auf dem Schnellerand (natürliche Randbedingung) die Partikelgeschwindigkeit normal zum Rand v_n vorgegeben. Der Zusammenhang zwischen dem Schalldruck und der Schallschnelle ist durch

$$\rho \frac{\partial \mathbf{v}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} + \nabla p(\mathbf{r}, t) = 0 \quad (2.2)$$

gegeben (vgl. [Henn99], S. 5). Da hier tonale Störungen betrachtet werden sollen, bietet sich der harmonische Ansatz in komplexer Schreibweise mit der Kreisfrequenz ω (vgl. [Henn99], S. 7)

$$\underline{p}(\mathbf{r}, t) = \underline{p}(\mathbf{r}) e^{j\omega t}, \quad (2.3)$$

$$p(\mathbf{r}, t) = \operatorname{Re}\{\underline{p}(\mathbf{r}, t)\} \quad (2.4)$$

mit der Wellenzahl

$$k = \frac{\omega}{c} \quad (2.5)$$

an. Durch Einsetzen von (2.3) in (2.1) ergibt sich:

$$\Delta \underline{p}(\mathbf{r}) e^{j\omega t} = -\frac{\omega^2}{c^2} \underline{p}(\mathbf{r}) e^{j\omega t}. \quad (2.6)$$

Für beliebige Zeiten t folgt daraus die dreidimensionale Helmholtzgleichung

$$\Delta \underline{p}(\mathbf{r}) + k^2 \underline{p}(\mathbf{r}) = 0. \quad (2.7)$$

Diese bietet eine kompakte Darstellung für tonale, zeitinvariante Vorgänge. Die Helmholtzgleichung ist linear. Daher können verschiedene, unter gleichen Randbedingungen ermittelte, Schallfelder gleicher Frequenz überlagert werden.

2.2 Übertragungsmatrizen

Das Blockschaltbild zur Bestimmung des Übertragungsverhaltens von einem Aktuator zu einem Sensor ist aus Abb. 2.1 ersichtlich.

Steuert man einen der im ANR-System verwendeten Aktuatoren über den dazugehörigen Verstärker mit einem periodischen Spannungssignal mit konstantem Effektivwert vor dem Verstärker \bar{q} und der Frequenz f an, so lässt sich an den Sensoren ein Schalldruck mit konstantem Effektivwert \bar{p} und gleicher Frequenz f wie das Anregungssignal messen. Dieses ist gegenüber dem Anregungssignal um eine konstante Phase φ verschoben.

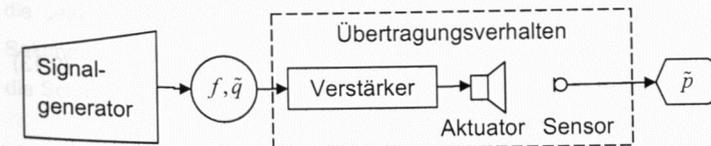


Abb. 2.1: Blockschaltbild zur Bestimmung des Übertragungsverhaltens

Das Übertragungsverhalten lässt sich als komplexe Übertragungszahl \underline{z} schreiben:

$$\underline{z}(f) = \frac{\tilde{p}}{\tilde{q}} e^{j\varphi} = \frac{\tilde{p}}{\tilde{q}} (\cos \varphi + j \sin \varphi), \quad [\underline{z}(f)] = \frac{\text{Pa}}{\text{V}}. \quad (2.8)$$

In dieser Übertragungszahl ist das gesamte Übertragungsverhalten aus Verstärker, Aktuator und akustischer Strecke enthalten.

Unter der Annahme linearen Systemverhaltens lässt sich so für jede Verstärkeransteuerung \underline{q} der Schalldruck \underline{p} an einem Sensor als

$$\underline{p} = \underline{z}\underline{q} \quad (2.9)$$

berechnen. Das ANR-System bestehe aus L Aktuatoren und M Sensoren. Ordnet man nun die L Aktuatoransteuerungen und M Druckwerte an den Sensoren als Spaltenmatrizen

$$\underline{q} := [\underline{q}_1 \quad \dots \quad \underline{q}_L]^T \quad (2.10)$$

$$\underline{p} := [\underline{p}_1 \quad \dots \quad \underline{p}_M]^T \quad (2.11)$$

und die Übertragungszahlen als Matrix

$$\underline{Z}(f) := [\underline{z}_{ml}], \quad \begin{array}{l} m = 1, \dots, M \\ l = 1, \dots, L \end{array} \quad (2.12)$$

an, so wird (2.9) zu

$$\underline{p} = \underline{Z}\underline{q}. \quad (2.13)$$

2.3 Überlagerung von Schallfeldern

Das Superpositionsprinzip lässt sich für die Berechnung des geregelten Schallfeldes für verschiedene Konfigurationen nutzen. Der Schalldruck für den geregelten Fall \underline{p}_g an

den Sensoren ergibt sich durch Überlagerung des unregulierten Schallfeldes \underline{p}_p (Primärschallfeld) mit dem Sekundärschallfeld $\underline{Z}\underline{q}$ zu

$$\underline{p}_g = \underline{p}_p - \underline{Z}\underline{q}. \quad (2.14)$$

Analog hierzu ergibt sich der Schalldruck für den geregelten Fall an den Ohren des Lademeisters \underline{p}_o aus dem Schalldruck für den unregulierten Fall (Primärdruck) an den Ohren \underline{p}_{po} und der Übertragungsmatrix von den Aktuatoren zu den Ohren \underline{Z}_o als

$$\underline{p}_o = \underline{p}_{po} - \underline{Z}_o\underline{q}. \quad (2.15)$$

Auswahl einzelner Aktuatoren oder Sensoren

In (2.14) und (2.15) wird davon ausgegangen, dass alle technisch möglichen Aktuatoren und Sensoren verwendet werden. Möchte man in einer Konfiguration einen ausgewählten Satz von Lautsprechern und Mikrofonen verwenden, ohne dabei die Übertragungsmatrix neu zusammensetzen zu müssen, empfiehlt sich die Verwendung der Aktuatormatrix \mathbf{L} und der Sensormatrix \mathbf{M} , definiert als

$$\mathbf{L} := \text{diag}\{l_i\}, \quad \text{mit } l_i = 0 \vee 1, \quad i = 1, \dots, L \quad (2.16)$$

$$\mathbf{M} := \text{diag}\{m_i\}, \quad \text{mit } m_i = 0 \vee 1, \quad i = 1, \dots, M. \quad (2.17)$$

Hier wird durch 1 ein aktivierter, durch 0 ein deaktivierter Aktuator oder Sensor gekennzeichnet. Multipliziert man nun die Übertragungsmatrix mit \mathbf{L} , so werden alle Spalten für die deaktivierten Aktuatoren auf 0 gesetzt und leisten somit keinen Beitrag mehr zum Sekundärfeld. Multipliziert man analog hierzu das geregelte Schallfeld mit \mathbf{M} , so werden die Schallwechseldrücke an den unbenutzten Sensoren zu 0. Dadurch wird (2.14) zu

$$\underline{p}_g = \mathbf{M}(\underline{p}_p - \underline{Z}\mathbf{L}\underline{q}) \quad (2.18)$$

und (2.15) zu

$$\underline{p}_o = \underline{p}_{po} - \underline{Z}_o\mathbf{L}\underline{q}. \quad (2.19)$$

3 Regelalgorithmus

Für ANR-Systeme gibt es bereits sehr leistungsfähige Regelalgorithmen (vgl. Kap. 1.2.2.). Deshalb soll hier keine komplette Neuentwicklung eines Regelalgorithmus durchgeführt werden. Stattdessen werden die bekannten Verfahren an die hier vorliegende Problemstellung angepasst.

3.1 Lösung im Frequenzbereich

Zunächst wird im Frequenzbereich die optimale Ansteuerung der Aktuatoren bestimmt. Dabei wird einerseits das zentrale Ziel, die Reduzierung des Schalldruckes an den Ohren des Lademeisters (vgl. Anforderung B) in Kap. 1.1) berücksichtigt. Andererseits wird der Tatsache Rechnung getragen, dass die Regelung für hohe Lärmpegel erfolgen soll. Da für diese Pegel eine hohe Ansteuerung der Sekundärquellen zu erwarten ist, muss diese durch geeignete Maßnahmen begrenzt werden.

3.1.1 Kostenfunktion

Wie oben dargestellt, ist es notwendig, in die Kostenfunktion des Reglers J_R sowohl den Druck an den Fehlersensoren als auch die Ansteuerung der Sekundärquellen einfließen zu lassen (vgl. [Kuo96], S.37). Weiterhin wird eine Korrekturfunktion $A(f)$ zur Bewertung unterschiedlicher Frequenzen eingeführt, um beispielsweise eine A-Bewertung der Schalldruckpegel entsprechend [DIN61672] zu realisieren. Durch die Normierung auf die Anzahl der Aktuatoren L bzw. Sensoren M , sowie auf den maximal zulässigen, frequenzbewerteten Effektivwert des Schalldruckes p_{\max} bzw. den maximal zulässigen Effektivwert der Ansteuerung der Aktuatoren q_{\max} wird erreicht, dass die beiden zu gewichtenden Terme die gleiche Größenordnung aufweisen. Die Gewichtung der beiden Terme erfolgt über den Reglerparameter a .

Die Kostenfunktion des Reglers lässt sich daher schreiben als

$$J_R := \frac{a \cdot A^2(f)}{2} \frac{\mathbf{p}_p^H \mathbf{p}_p}{Mp_{\max}^2} + \frac{(1-a)}{2} \frac{\mathbf{q}^H \mathbf{q}}{Lq_{\max}^2}; \quad 0 < a < 1. \quad (3.1)$$

3.1.2 Bestimmung der optimalen Ansteuerung

Durch Einsetzen von (2.14) in (3.1) folgt für den Fall der monofrequenten Regelung

$$J_R = \frac{aA^2(f)}{2} \frac{[\mathbf{p}_p - \mathbf{Z}\mathbf{q}]^H [\mathbf{p}_p - \mathbf{Z}\mathbf{q}]}{Mp_{\max}^2} + \frac{(1-a)}{2} \frac{\mathbf{q}^H \mathbf{q}}{Lq_{\max}^2}. \quad (3.2)$$

(3.2) ist quadratisch in \mathbf{q} und besitzt daher einen globalen Extremwert. Dieser lässt sich durch Gradientenbildung bestimmen (vgl. [Kuo96]):

$$\frac{\partial J_R}{\partial \mathbf{q}} = -\frac{aA^2(f)}{Mp_{\max}^2} \mathbf{Z}^H [\mathbf{p}_p - \mathbf{Z}\mathbf{q}] + \frac{(1-a)}{Lq_{\max}^2} \mathbf{q}. \quad (3.3)$$

Der Extremwert der Kostenfunktion J_R ergibt sich, wenn (3.3)=0 ist. Daraus lässt sich die optimale Ansteuerung \mathbf{q}_{opt} bestimmen:

$$\mathbf{q}_{opt} = \left[\mathbf{Z}^H \mathbf{Z} + \frac{(1-a)Mp_{\max}^2}{aA^2(f)Lq_{\max}^2} \mathbf{1} \right]^{-1} \mathbf{Z}^H \mathbf{p}_p. \quad (3.4)$$

Für diese Ansteuerung ergibt sich der Druck an den Fehlersensoren $\mathbf{p}_{g,opt}$ durch einsetzen von (3.4) in (2.14) als

$$\mathbf{p}_{g,opt} = \mathbf{p}_p - \mathbf{Z} \left[\mathbf{Z}^H \mathbf{Z} + \frac{(1-a)Mp_{\max}^2}{aA^2(f)Lq_{\max}^2} \mathbf{1} \right]^{-1} \mathbf{Z}^H \mathbf{p}_p. \quad (3.5)$$

3.1.3 Einfluss des Reglerparameters

Abb. 3.1 verdeutlicht die durch (2.14) und (3.2) bis (3.5) gegebenen Zusammenhänge für $L > M$ und monofrequente Anregung. Für $L \leq M$ und mehrere Frequenzen ergeben sich die gleichen Effekte. Der grau dargestellte Bereich wird durch (2.14) beschrieben. Die untere Begrenzung der Fläche ergibt sich aus (3.5). Die obere Begrenzung ergibt sich, wenn die Aktuatoren mit $-\mathbf{q}_{opt}$, also 180° phasenverschoben gegenüber der optimalen

Ansteuerung, angesteuert werden. Für $\underline{q}^H \underline{q} = 0$ ergibt sich der unregelte Fall. Durch Verwendung von (3.1) werden die beiden Terme $\underline{p}_s^H \underline{p}_s$ und $\underline{q}^H \underline{q}$ miteinander gekoppelt. Damit können nur noch paretooptimale Punkte –also Punkte, bei denen die Verbesserung des einen Terms automatisch zur Verschlechterung des anderen Terms führt (vgl. [Papalambros00, Pareto71])– angenommen werden. Diese bilden die sog. Paretokurve. Welcher Punkt auf der Paretokurve eingenommen wird, lässt sich über den Reglerparameter a festlegen. Bei gegebenem a lässt sich mit (3.4) die Aktuatoransteuerung \underline{q}_{opt} und daraus mit (3.5) der Druck an den Ohren $\underline{p}_{g,opt}$ berechnen. Somit lässt sich über den Reglerparameter der Regelungserfolg einstellen.

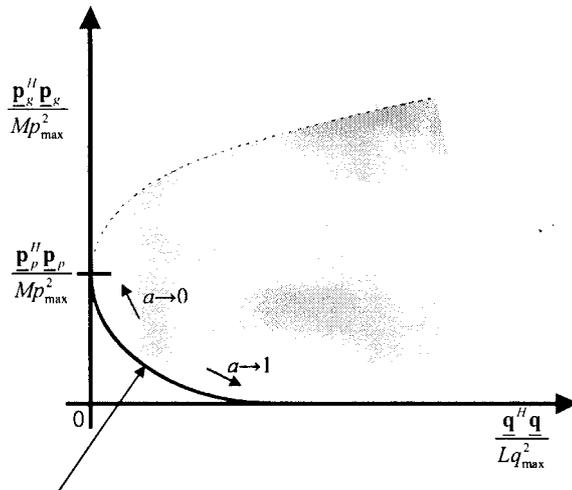


Abb. 3.1: Paretokurve für eine Konfiguration

3.2 Ausgewählter Algorithmus zur Vorwärtsführung

Für die Regelung wird der für ANC-Systeme vielfach eingesetzte FxLMS-Algorithmus verwendet. Da (3.1) auch die Lautsprecheransteuerung berücksichtigt, kommt hier die Variante mit Vergessensfaktor zum Einsatz. Die hier durchzuführende Regelung des Propellerlärms bedeutet, dass drei einzelne Frequenzen geregelt werden müssen, für die ein Referenzsignal zu Verfügung steht. Daher sollen die in Kap. 1.2.2 aufgezeigten Alternativen zum FxLMS-Algorithmus hier nicht verwendet werden, da sie für diesen Anwendungsfall keine Vorteile versprechen, die eine Abweichung vom vielfach be-

währten Standard rechtfertigen. Die Herleitung des Algorithmus wird entsprechend [Kuo96] durchgeführt.

3.2.1 Aufbau

Die Regelung mit adaptiven Filtern erfolgt zeitdiskret. Im Zeitdiskreten wird eine Funktion $y(t)$ durch Abtastung in die Folge $y(n)$ mit

$$y(n) = y(nT_s) \quad (3.6)$$

umgesetzt. Der Zusammenhang zwischen der Zeit t , dem Zeitschritt n und der Abtastzeit T_s ergibt sich aus

$$t = nT_s. \quad (3.7)$$

Man spricht dann auch von der Zeit n ([Lunze02], S. 364). Mit den Gleichungen (2.3), (2.4) und (3.6) lassen sich die komplexen Drücke \underline{p} und Ansteuerungen \underline{q} in zeitdiskrete Größen umformen. Weiterhin lassen sich die komplexen Übertragungszahlen mit der Z-Transformation (vgl. [Lunze02], S. 429 u. 436f)

$$Y(z) = \sum_{n=0}^{\infty} y(n)z^{-n}, \quad (3.8)$$

in zeitdiskrete Übertragungsfunktionen umformen. Hierbei ist

$$\underline{z} = e^{j\omega T_s} \quad (3.9)$$

die komplexe Frequenz der zeitdiskreten Übertragungsfunktion und nicht eine Übertragungszahl.

Die eingeführten Variablenbezeichnungen werden sowohl für die komplexen Frequenzbereichsgrößen als auch für die reellen, zeitdiskreten Größen verwendet.

Das Blockschaltbild des Regelungskonzeptes mit einem Referenzsignal ist aus Abb. 3.2 ersichtlich. Dabei ist \hat{Z} das über FIR-Filter nachgebildete Übertragungsverhalten der Sekundärstrecke Z , S das Übertragungsverhalten vom Referenzsignal zu den Fehler-

sensoren (Störsignalweg), $x(n)$ das zur Blattfolgefrequenz synchrone Referenzsignal und $\mathbf{X}^*(n)$ das mit $\hat{\mathbf{Z}}$ gefilterte Referenzsignal.

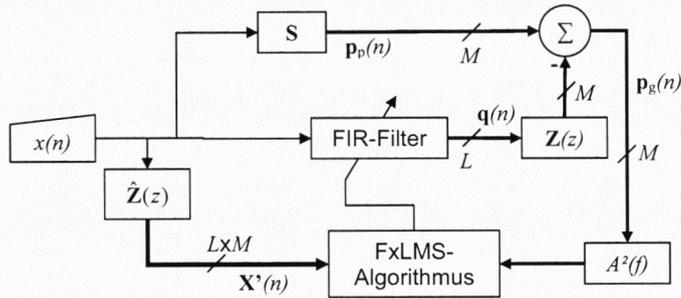


Abb. 3.2: Blockschaltbild des Regelungskonzeptes

3.2.2 Grundgleichungen

Für jeden Aktuator wird ein eigenes FIR-Filter der Ordnung K verwendet. Die Filterkoeffizienten w_i dieser L Filter werden in der Spaltenmatrix

$$\mathbf{w}(n) = [\mathbf{w}_1^T(n) \quad \mathbf{w}_2^T(n) \quad \cdots \quad \mathbf{w}_L^T(n)]^T \quad (3.10)$$

mit

$$\mathbf{w}_i(n) = [w_{i,0}(n) \quad w_{i,1}(n) \quad \cdots \quad w_{i,K-1}(n)]^T. \quad (3.11)$$

zusammengefasst. Mit

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \cdots \quad x(n-K+1)]^T \quad (3.12)$$

und

$$\mathbf{X}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(n) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{x}(n) & 0 & \cdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{x}(n) \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

ergibt sich die Ansteuerung der Aktuatoren als

$$\mathbf{q}(n) = \mathbf{X}^T(n) \cdot \mathbf{w}(n). \quad (3.14)$$

Das geregelte Schallfeld ergibt sich mit $*$ als Faltungsoperator und

$$\mathbf{Z}(n) \circ \rightarrow \mathbf{Z}(z) \quad (3.15)$$

aus

$$\mathbf{p}_g(n) = \mathbf{p}_p(n) - \mathbf{Z}(n) * \mathbf{q}(n). \quad (3.16)$$

Bei Verwendung der zeitdiskreten Größen wird (3.1) zu

$$J_R := A^2(f) \mathbf{p}_g^T(n) \mathbf{p}_g(n) + \frac{(1-a)Mp_{\max}^2}{a \cdot Lq_{\max}^2} \mathbf{q}^T(n) \mathbf{q}(n); \quad 0 < a < 1. \quad (3.17)$$

Die schrittweise Adaption der Filterkoeffizienten an die optimale Lösung erfolgt durch Bildung des Gradienten ∇ an die Fehleroberfläche. Die Schrittweite wird über den Konvergenzfaktor μ eingestellt:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} \nabla J_R. \quad (3.18)$$

Der Fehlergradient ist mit (3.14) und (3.16) gegeben als

$$\nabla J_R = -2\mathbf{X}'(n)A^2(f)\mathbf{p}_g(n) + 2\frac{(1-a)Mp_{\max}^2}{a \cdot Lq_{\max}^2} \mathbf{X}(n)\mathbf{X}^T(n)\mathbf{w}(n) \quad (3.19)$$

mit

$$\mathbf{X}'_m(n) = \hat{\mathbf{z}}_m * \mathbf{x}(n). \quad (3.20)$$

Damit wird (3.18) zu

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{v}\mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{X}'(n)A^2(f)\mathbf{p}_g(n), \quad (3.21)$$

mit

$$\mathbf{v} = \mathbf{1} - \mu \frac{(1-a)Mp_{\max}^2}{aLq_{\max}^2} \mathbf{X}(n)\mathbf{X}^T(n); \quad 0 < \mathbf{v} \leq \mathbf{1} \quad (3.22)$$

als Vergessensfaktor des FxLMS-Algorithmus (vgl. [Kuo96], S.36).

Nach der Adaption der Filterkoeffizienten entspricht die Ansteuerung der Aktuatoren der in Kap. 3.1.3 hergeleiteten optimalen Ansteuerung im Frequenzbereich. Der Regler adaptiert sich also an die in Abb. 3.1 dargestellte Pareto-Kurve.

3.2.3 Aufgabenspezifische Anpassungen

Zur Erfüllung der in Kap. 1.1 dargestellten Anforderungen ist es notwendig, den vorgestellten Algorithmus anzupassen. Diese Anpassungen und deren Alternativen werden in [Sommer05] und [Klunder04] ausführlich diskutiert. Die aus den beiden Arbeiten übernommenen Anpassungen werden nachfolgend dargestellt.

3.2.3.1 Identifikation der Sekundärstrecke

Die Identifikation der Sekundärstrecken wird vor dem Zuschalten des Reglers vorgenommen (sog. „off-line secondary path modeling“, vgl. [Kuo96], S. 72). Die Modellierung der Sekundärstrecken –einschließlich digital / analog (D/A) und analog / digital (A/D) Wandlung, Tiefpassfilter und Verstärker– wird sequentiell für die einzelnen Quellen durchgeführt. Dafür wird jeweils ein Aktuator mit einem Modellierungssignal angesteuert und an allen Sensoren gemessen. Für die Modellierung werden adaptive FIR-Filter mit K_M Filterkoeffizienten verwendet.

Da die Regelung nur für drei Frequenzen erfolgen soll, würde es ausreichen, die Sekundärstrecken nur für diese Frequenzen zu identifizieren. Um allerdings eine Anpassung an verschiedene Propellerdrehzahlen zu ermöglichen, wird die Sekundärstreckenidentifikation für den gesamten zu regelnden Frequenzbereich durchgeführt. Dafür wird ein bandbegrenzt weißes Rauschen als Modellierungssignal verwendet. Abb. 3.3 zeigt das Blockschaltbild für die Sekundärstreckenidentifikation.

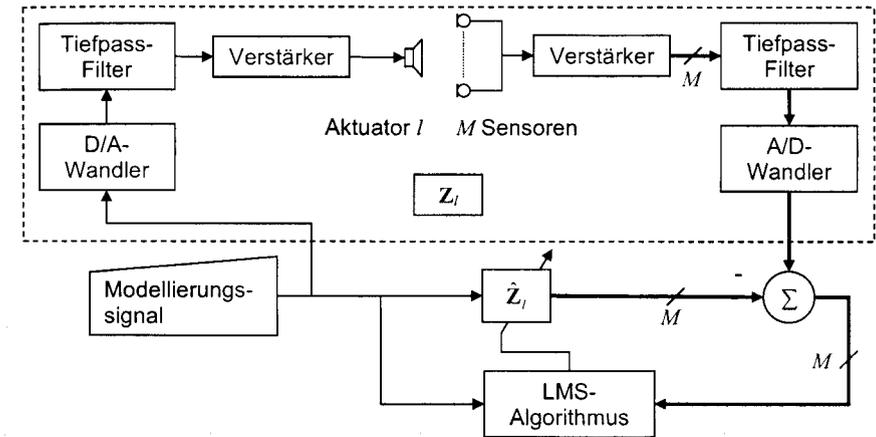


Abb. 3.3: Blockschaltbild zur Sekundärstreckenidentifikation

3.2.3.2 Getrennte Regelung der Frequenzen

In [Sommer05] wird gezeigt, dass sich mit der getrennten Regelung der einzelnen Frequenzen (Grundfrequenz f_1 und die beiden Höherharmonischen f_2 und f_3) für den hier vorgestellten Fall bessere Regelungserfolge erzielen lassen als mit der Regelung aller Frequenzen mit einem Regelalgorithmus. Allerdings wird hier, im Gegensatz zu dem in [Kuo96], S. 132ff vorgestellten Verfahren, die Sekundärstreckenidentifikation weiterhin zentral durchgeführt. Dies ist aufgrund der Identifikation mit einem bandbegrenzten Rauschen notwendig. Abb. 3.4 zeigt das Blockschaltbild zur getrennten Regelung der Frequenzen.

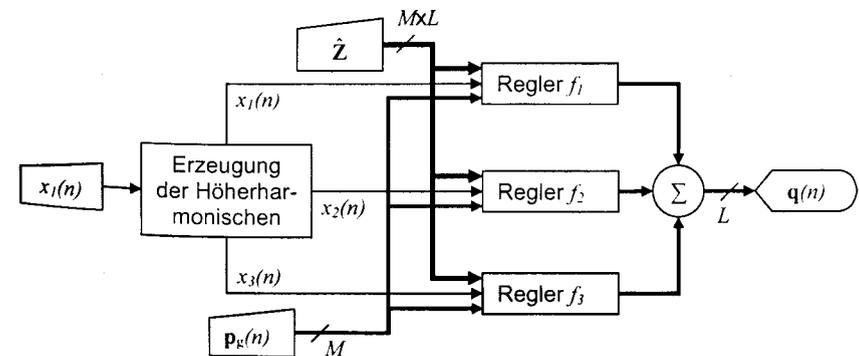


Abb. 3.4: Blockschaltbild zur getrennten Regelung der Frequenzen

Hierbei sind

$$x_1(n) = \cos(f_1 2\pi n T) \quad (3.23)$$

$$x_2(n) = \cos(f_2 2\pi n T) = \cos(2f_1 2\pi n T) \quad (3.24)$$

$$x_3(n) = \cos(f_3 2\pi n T) = \cos(3f_1 2\pi n T). \quad (3.25)$$

Die Berechnung dieser Höherharmonischen ergibt sich aus [Bronstein95], S.65f:

$$x_2(n) = 2x_1^2(n) - 1 \quad (3.26)$$

$$x_3(n) = 4x_1^3(n) - 3x_1(n). \quad (3.27)$$

3.2.3.3 A-Bewertung

Lärmgrenzwerte werden vielfach als A-bewertete Schalldruckpegel angegeben. Die Korrekturfunktion $A(f)$ wird deshalb auch in (3.1) berücksichtigt. Die Frequenzbewertung gemäß [DIN61672], S. 19 ist durch die A-Bewertungskurve $H(f)$ gegeben. In [Sommer05], S. 62ff wird dargestellt, dass die Implementierung der Bewertungskurve als FIR-Filter nicht praktikabel ist. Aufgrund der getrennten Regelung der Frequenzen wird für jeden Regler ein eigener Korrekturfaktor festgelegt. Die zu regelnden Frequenzen werden während der Regelung zwischen der unteren vom Regler i zu regelnden Frequenz $f_{i,min}$ und der oberen vom Regler i zu regelnde Frequenz $f_{i,max}$ variieren. Da eine Adaption des Korrekturfaktors nicht praktikabel ist, wird er für den von jedem einzelnen Regler zu regelnden Frequenzbereich gemittelt. Die Mittelung erfolgt durch

$$A^2(f_i) = \bar{H}(f_i) = \frac{H(f_{i,min}) + H(f_{i,max})}{H(f_{3,min}) + H(f_{3,max})}; \quad i = 1, 2. \quad (3.28)$$

Die Bewertung der Fehlersignale erfolgt also nicht nach der A-Bewertungskurve. Der Bewertungsfaktor ist die Wurzel aus dem gemittelten Bewertungsfaktor $\bar{H}(f_i)$. Dies hat sich bei der experimentellen Umsetzung bewährt und wird analog hierzu auch bei der Positionierung der Aktuatoren und Sensoren verwendet.

3.2.3.4 Normierung

Die Stabilität des LMS-Algorithmus ist nach [Kuo96] (S. 66) abhängig von der Leistung des gefilterten Referenzsignals P_x , der Filterordnung des Reglers K und der Verzögerung durch die Sekundärstrecke D , angegeben in Zeitschritten. Sie ist gewährleistet, wenn

$$0 < \mu < \frac{1}{P_x(K+D)} \quad (3.29)$$

gilt.

Die in Kap. 3.2.3.1 festgelegte Anzahl der Filterkoeffizienten für die Sekundärstreckenidentifikation K_M ist offensichtlich ausreichend, um die Verzögerung durch die Sekundärstrecke nachzubilden. Daher gilt

$$K_M > D. \quad (3.30)$$

Da die Anzahl der Filterkoeffizienten für den Regler K wesentlich kleiner ist, als die Anzahl der Filterkoeffizienten für die Sekundärstreckenidentifikation K_M , wird K_M angenähert durch:

$$K_M \approx K + D. \quad (3.31)$$

Damit der Konvergenzfaktor unabhängig von der Leistung des Referenzsignals ist, wird der normierte Konvergenzfaktor

$$\alpha = \mu K_M P_x \quad (3.32)$$

$$0 < \alpha < 1 \quad (3.33)$$

eingeführt (vgl. [Kuo96], S. 34).

Die Leistung des Referenzsignals ergibt sich mit der Anstiegszeit für die Normierung t_{an} aus (vgl. [Zölzer97], S. 231)

$$P_x(n) = (1 - \beta)P_x(n-1) + \beta x^{i2}(n) \quad (3.34)$$

mit

$$\beta = 1 - e^{-2,2 \frac{T}{t_{\text{am}}}}. \quad (3.35)$$

In der praktischen Umsetzung wird jedes Referenzsignal auf seine Leistung normiert.

3.2.3.5 Begrenzer

Um die Betriebssicherheit des ANR-Systems sicherzustellen, muss die Lautsprecheransteuerung $q(n)$ kleiner sein als die maximal zulässige Ansteuerung q_{max} . Auch wenn dies bei der Auslegung des Systems berücksichtigt wird, kann es bei Betriebszuständen, die außerhalb des Auslegungsbereiches liegen, zu einer Überschreitung dieses Wertes kommen. Daher müssen die Ausgangssignale begrenzt werden. Um nichtlineare Verzerrungen zu vermeiden, soll die Amplitude des Ausgangssignals reduziert, die Signalform jedoch beibehalten werden. Dadurch kann das System auch für den Fall der Signalbegrenzung stabil weiterbetrieben werden. Die Limitierung der Ausgangskanäle wird für jeden Kanal separat durchgeführt. Mit q_{peak} als Spitzenwert der Aktuatoransteuerung und $g(n)$ als Korrekturfaktor gilt:

$$q'_i(n) = q_i(n)g_i(n) \quad (3.36)$$

mit

$$g_i(n) = \begin{cases} 1 & \text{wenn } q_{i,\text{peak}} \leq q_{\text{max}} \\ \frac{q_{\text{max}}}{q_{i,\text{peak}}} & \text{wenn } q_{i,\text{peak}} > q_{\text{max}} \end{cases}. \quad (3.37)$$

Die Berechnung der Spitzenwerte ergibt sich nach [Klüber04] als

$$q_{i,\text{peak}}(n) = \begin{cases} \gamma |q_i(n)| + (1-\gamma)q_{i,\text{peak}}(n-1) & \text{wenn } |q_i(n)| \geq q_{i,\text{peak}}(n-1) \\ (1-\eta)q_{i,\text{peak}}(n-1) & \text{wenn } |q_i(n)| < q_{i,\text{peak}}(n-1) \end{cases} \quad (3.38)$$

mit

$$\gamma = 1 - e^{-2,2 \frac{T}{t_{\text{ab}}}} \quad (3.39)$$

$$\eta = 1 - e^{-2,2 \frac{T}{t_r}}. \quad (3.40)$$

Mit der Anstiegszeit für den Begrenzer t_{ab} lässt sich dabei die Ansprechzeit des Begrenzers einstellen, während die Rücklaufzeit t_r bestimmt, wann der Begrenzer nach Abklingen des Signals wieder zurückgestellt wird.

3.2.4 Erzielte Verbesserungen

Die in Kap. 1.2.2.1 beschriebenen Nachteile des LMS-Algorithmus können durch die aufgabenspezifische Anpassung zum Teil überwunden werden.

Durch die getrennte Regelung der Frequenzen kann für die am langsamsten konvergierende Frequenz ein Konvergenzfaktor festgelegt werden, der bei den anderen Frequenzen schon zu Instabilitäten führt. Damit ist eine höhere Konvergenzgeschwindigkeit als bei einer gemeinsamen Regelung der Frequenzen zu erreichen.

Durch die Sekundärstreckenidentifikation mit bandbegrenztem Rauschen kann die Propellerdrehzahl verändert werden, ohne dass die kritische Phasenverschiebung von $\pm 90^\circ$ überschritten wird. Allerdings darf die reale Sekundärstrecke nicht mehr als $\pm 90^\circ$ vom Sekundärstreckenmodell abweichen.

Die Beschränkung auf lineare Systeme besteht weiterhin.

4 Konfigurationsoptimierung

Die Positionierung der Aktuatoren und Sensoren ist eine wichtige Aufgabe bei der Auslegung eines ANR-Systems (vgl. Kap. 1.2.3). Aus [Elliott01] ist bekannt, dass die Optimierung der Aktuator- und Sensorpositionen gemeinsam durchgeführt werden sollte. Deshalb erfolgt hier die Optimierung von Konfigurationen bestehend aus Aktuator- und Sensorpositionen.

4.1 Problemformulierung

Die Anforderungen für die optimale Konfiguration ergeben sich aus den in Kap. 1.1 aufgestellten Forderungen. Dabei lässt sich die Forderung E) aufteilen in die Forderung nach

E1) möglichst wenigen Aktuatoren und

E2) möglichst wenig Sensoren.

Durch diese beiden Forderungen wird einerseits das Gesamtgewicht reduziert, weil weniger Einzelkomponenten mit den dazugehörigen Kabeln und Verstärkern verbaut werden. Andererseits sinkt mit einer geringeren Kanalanzahl des Reglers der Systemaufwand und damit die Rechenzeit.

4.1.1 Kostenfunktion

Die Kostenfunktion J zur Bestimmung der optimalen Konfiguration lässt sich anhand der Problemformulierung schreiben als

$$J(\text{Konfiguration}) = \xi \cdot \text{Anzahl Aktuatoren (Forderung E1)} + \psi \cdot \text{Anzahl Sensoren (Forderung E2)} + \text{aufgenommene elektrische Leistung (Forderung F)}. \quad (4.1)$$

Dabei lassen sich über ξ und ψ die Anteile der einzelnen Terme gewichten. Die Kostenfunktion gilt es zu minimieren.

Eine Konfiguration ist festgelegt durch die Aktuatormatrix \mathbf{L} - und die Sensormatrix \mathbf{M} . Daraus ergibt sich auch die Anzahl der aktivierten Aktuatoren L_a und die Anzahl der aktivierten Sensoren M_a . Weiterhin lässt sich mit den technischen Daten der Verstärker

und Aktuatoren aus der Aktuatoransteuerung \mathbf{q} die von den Aktuatoren aufgenommene elektrische Leistung P berechnen. Die mathematische Formulierung der Kostenfunktion lautet daher

$$J(\mathbf{L}, \mathbf{M}) = \xi L_a(\mathbf{L}) + \psi M_a(\mathbf{M}) + \frac{P(\mathbf{L}, \mathbf{M})}{q_{\max}^2}. \quad (4.2)$$

4.1.2 Nebenbedingungen

Aus der Problemformulierung ergeben sich auch die bei der Minimierung der Kostenfunktion einzuhaltenden Nebenbedingungen:

- B) Reduzierung des Schalldrucks an den Ohren des Lademeisters unter einen spezifizierten Wert.
- G) Unterschreitung der maximal zulässigen Ansteuerung der Aktuatoren, um nichtlineare Verzerrungen zu vermeiden.

Die mathematische Formulierung lautet für den Gesamtschalldruck an den Ohren (Forderung B), S. 2)

$$\bar{p}_{o, \text{ges}}(\mathbf{L}, \mathbf{M}) \leq p_{\max} \quad (4.3)$$

und für die Gesamtansteuerung der Aktuatoren (Forderung G)

$$\bar{q}_{\text{ges}}(\mathbf{L}, \mathbf{M}) \leq q_{\max}, \quad (4.4)$$

wobei Gleichung (0.1) gilt.

4.1.3 Klassifizierung

Entsprechend der Problembeschreibung dürfen nur bestimmte Aktuator- und Sensorpositionen verwendet werden (Forderung H). Zudem müssen die Nebenbedingungen (4.3) und (4.4) eingehalten werden. Daher handelt es sich hier um ein restringiertes, diskretes Optimierungsproblem (vgl. [Geiger02]). Die in Kap. 1.2.3.2 vorgestellten Verfahren

sind für die hier durchzuführende Optimierung nicht geeignet, da sie mit vorgegebenen Sensorpositionen arbeiten und nicht den Schalldruck an den Ohren berücksichtigen.

4.2 Bestimmung des Kostenwertes für eine vorgegebene Konfiguration

Für jede im Rahmen der Optimierung untersuchte Konfiguration muss der Kostenwert entsprechend (4.2) bestimmt werden. Darüber hinaus ist zu überprüfen, ob die Nebenbedingungen (4.3) und (4.4) eingehalten werden.

4.2.1 Bestimmung der Ansteuerung und des Schalldruckes an den Ohren

4.2.1.1 Monofrequente Regelung

Durch Einsetzen von (2.18) wird (3.1) zu

$$J_R = \frac{aA^2(f)}{2} \frac{[\mathbf{M}(\underline{\mathbf{p}}_p + \mathbf{Z}\mathbf{L}\underline{\mathbf{q}})]^H [\mathbf{M}(\underline{\mathbf{p}}_p + \mathbf{Z}\mathbf{L}\underline{\mathbf{q}})]}{M_a p_{\max}^2} + \frac{(1-a)}{2} \frac{\underline{\mathbf{q}}^H \underline{\mathbf{q}}}{L_a q_{\max}^2}. \quad (4.5)$$

Dadurch wird (3.4) zu

$$\underline{\mathbf{q}}_{opt} = - \left[\mathbf{L}\mathbf{Z}^H \mathbf{M}\mathbf{Z}\mathbf{L} + \frac{(1-a)M_a p_{\max}^2}{aA^2(f)L_a q_{\max}^2} \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{L}\mathbf{Z}^H \mathbf{M}\underline{\mathbf{p}}_p. \quad (4.6)$$

Der Druck an den Ohren für den geregelten Fall ergibt sich durch Einsetzen von (4.6) in (2.19) als

$$\underline{\mathbf{p}}_o(a, f) = \underline{\mathbf{p}}_{po} - \mathbf{Z}_o \mathbf{L} \left[\mathbf{L}\mathbf{Z}^H \mathbf{M}\mathbf{Z}\mathbf{L} + \frac{(1-a)M_a p_{\max}^2}{aA^2(f)L_a q_{\max}^2} \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{L}\mathbf{Z}^H \mathbf{M}\underline{\mathbf{p}}_p. \quad (4.7)$$

Hierbei wird, analog zu Kap. 3.2.3.3,

$$A^2(f) = H(f) \quad (4.8)$$

verwendet.

4.2.1.2 Multifrequente Regelung

Für den Fall der multifrequenten Regelung (Forderung A), S. 2) muss der frequenzbewertete Effektivwert des Gesamtschalldruckes an den beiden Ohren $\tilde{\mathbf{p}}_{o,ges}$ bestimmt werden. Der Effektivwert des Schalldruckes für eine Frequenz und ein Ohr ergibt sich aus

$$\tilde{p}_o(a, f) = \frac{|\underline{p}_o(a, f)|}{\sqrt{2}} \quad (4.9)$$

und der Effektivwert einer Aktuatoransteuerung für eine Frequenz aus

$$\tilde{q}_{opt}(a, f) = \frac{|\underline{q}_{opt}(a, f)|}{\sqrt{2}}. \quad (4.10)$$

Der frequenzbewertete Effektivwert des Gesamtschalldruckes ergibt sich durch Addition der frequenzbewerteten Leistungsgrößen (vgl. [Henn99], S. 77) als

$$\tilde{\mathbf{p}}_{o,ges}(a) = \left[\sqrt{\sum_f (H(f) \cdot \tilde{p}_{o_1}(a, f))^2} \quad \sqrt{\sum_f (H(f) \cdot \tilde{p}_{o_2}(a, f))^2} \right]^T \quad (4.11)$$

und analog dazu der Effektivwert der Gesamtansteuerung der Aktuatoren $\tilde{\mathbf{q}}_{ges}$ als

$$\tilde{\mathbf{q}}_{ges}(a) = \left[\sqrt{\sum_f \tilde{q}_{opt_1}^2(a, f)} \quad \dots \quad \sqrt{\sum_f \tilde{q}_{opt_L}^2(a, f)} \right]^T. \quad (4.12)$$

4.2.2 Einfluss des Reglerparameters

Für eine gegebene Konfiguration sind der Gesamtschalldruckes an den Ohren und die Gesamtansteuerung der Aktuatoren nur noch vom Reglerparameter a abhängig. Alle anderen in den Gleichungen (4.6) und (4.7) vorkommenden Größen sind gegeben durch die gewählte Konfiguration, die Übertragungszahlen, die gewählten Frequenzen und die maximal zulässigen Ansteuerungen und Drücke. Analog zu der in Abb. 3.1

dargestellten Pareto-Kurve lässt sich auch der Maximaldruck an den Ohren $\max(\tilde{p}_{o,ges})$ über der maximal nötigen Aktuatoransteuerung $\max(\tilde{q}_{ges})$ darstellen. Jeder Punkt dieser p-q-Kurve entspricht einem Wert von a .

Abb. 4.1 zeigt idealisierte p-q-Kurven für sechs verschiedene Fälle, die bei der Bestimmung des Kostenwertes auftreten können. Die Auswertung von experimentell ermittelten p-q-Kurven zeigt, dass diese jeweils durch eine der Kurven repräsentiert werden (vgl. [Böhme05b], S. 12f). Die rote Kurve (1) steht für eine Konfiguration, die selbst mit maximaler Ansteuerung nicht in der Lage ist, den notwendigen Regelungserfolg zu erzielen. Die blaue Kurve (2) repräsentiert eine Konfiguration, die zwar in der Lage ist, den notwendigen Regelungserfolg zu erzielen, dafür aber eine Ansteuerung der Sekundärquellen erfordert, die diese nicht leisten können, d.h. über dem Maximalwert q_{max} liegt. Die grüne Kurve (3) entsteht bei einer Konfiguration, die den notwendigen Regelungserfolg mit dem maximal zulässigen Stellaufwand erzielen kann. Die schwarze Kurve (4) zeigt eine Konfiguration, bei der es durch die Regelung zu einer Erhöhung des Schalldruckpegels an den Ohren kommt. Bei der magentafarbenen Kurve (5) kommt es mit steigender Aktuatoransteuerung zunächst zu einer Reduzierung des Schalldruckpegels bis unter den geforderten Grenzwert, mit weiter steigender Aktuatoransteuerung jedoch wieder zu einer Erhöhung des Schalldruckpegels. Die lilafarbene Kurve (6) hat einen ähnlichen Verlauf wie die Kurve (5). Allerdings ist diese Konfiguration nicht in der Lage, den notwendigen Regelungserfolg zu erzielen.

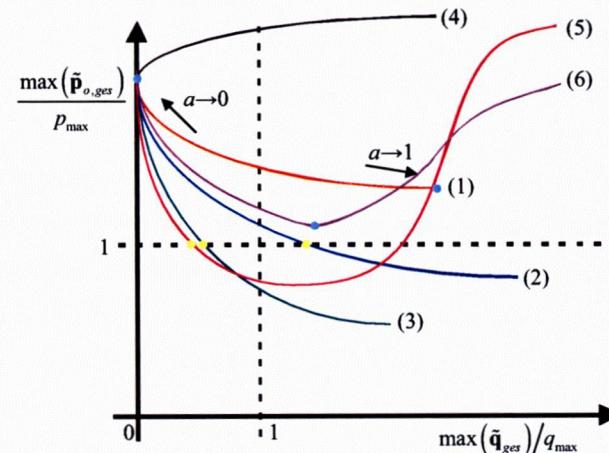


Abb. 4.1: Idealisierte p-q-Kurven

4.2.3 Bestimmung des Reglerparameters

Entsprechend (4.2) ist es das Ziel, die elektrische Leistung P für die gegebene Konfiguration zu minimieren. Bei linearem Verhalten der Verstärker gilt für die Aktuatoren

$$P \sim \tilde{\mathbf{q}}_{ges}^T \tilde{\mathbf{q}}_{ges} \quad (4.13)$$

Daher genügt die Minimierung von $\tilde{\mathbf{q}}_{ges}^T \tilde{\mathbf{q}}_{ges}$. Gleichzeitig müssen aber auch (4.3) und (4.4) erfüllt werden. Diese beiden Nebenbedingungen sind in Abb. 4.1 durch gestrichelte Linien dargestellt.

4.2.3.1 Verfahren

Ausgehend von einem Startwert a_0 mit der Bedingung

$$0 < a_0 < \Delta a \quad (4.14)$$

wird der Reglerparameter a solange um die Schrittweite Δa erhöht bis (vgl. Abb. 4.2 und [Böhme05b], S. 30ff)

1. Gleichung (4.3) erfüllt ist (gelbe Punkte in Abb. 4.1, Kurven 2, 3, 5) oder
2. die Kurve ein Minimum erreicht (blaue Punkte in Abb. 4.1, Kurven 1, 4, 6).

Für die genaue Bestimmung der Nullstelle von

$$\max(\tilde{p}_{o,ges}) - p_{max} = 0 \quad (4.15)$$

(gelbe Punkte) wird eine „Regula falsi“ verwendet (vgl. [Bronstein95], S. 747f). Für die genaue Lokalisierung eines Minimums (blaue Punkte) wird eine Intervallschachtelung durchgeführt (vgl. [Kosmol89], S. 60f).

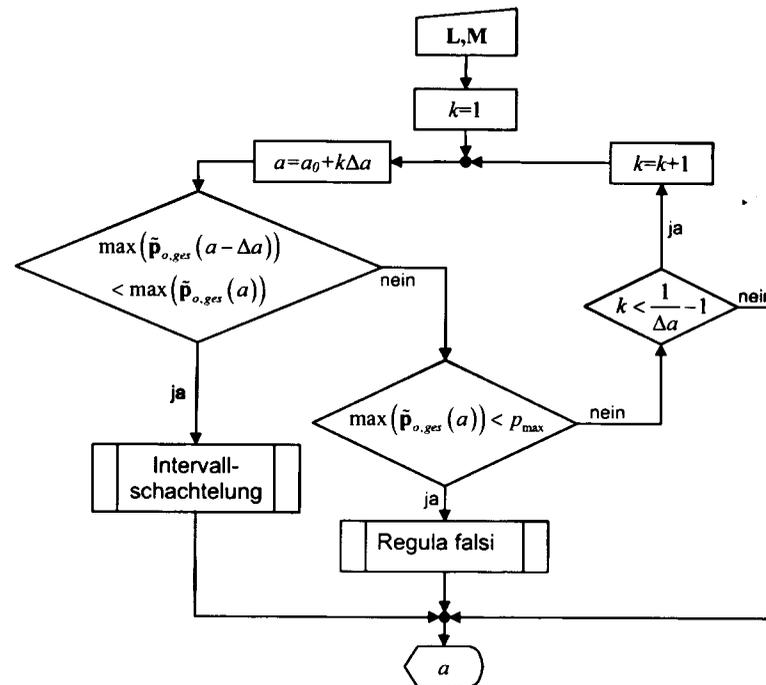


Abb. 4.2: Flussdiagramm zur Bestimmung des Reglerparameters a (vgl. [Böhme05b], S. 32)

Durch das Verfahren wird gewährleistet, dass für jede (4.3) erfüllende Konfiguration die minimal notwendige Leistung eingestellt wird. Für alle anderen Konfigurationen wird versucht, die Nebenbedingung (4.3) möglichst wenig zu verletzen. (4.4) wird hier noch nicht berücksichtigt, da eine Verletzung dieser Nebenbedingung theoretisch über leistungsstärkere Aktuatoren (größeres q_{max}) auszugleichen ist. Der maximal zulässige Schalldruck p_{max} in (4.3) hingegen ist durch Arbeitsschutzvorschriften vorgegeben. Dadurch lässt sich diese Nebenbedingung nicht nachträglich verändern. Als maximaler Druck an den Ohren $\max(\tilde{p}_{o,ges})$ bzw. als maximale Aktuatoransteuerung $\max(\tilde{q}_{ges})$ wird jeweils das Maximum der untersuchten Sitzpositionen verwendet (vgl. Forderung C), S. 2).

4.2.3.2 Auswirkung auf den Kostenwert

Nach der Bestimmung des Reglerparameters lassen sich aus (4.11) der Gesamtschalldruck an den Ohren und aus (4.12) die Gesamtaktuatoransteuerung berechnen. Damit ist es möglich, einen klassischen Ansatz zur Lösung von restringierten Optimierungsproblemen zu wählen (vgl. [Geiger02], S. 206ff und [Bronstein95], S. 737f). Die Berücksichtigung der Nebenbedingungen erfolgt über den Strafterm (vgl. [Böhme05b], S.27 ff)

$$j_o = \kappa' \cdot 20 \lg \left(\max(\tilde{p}_{o,ges}) / p_{max} \right) + \theta' \cdot \frac{(\max(\tilde{q}_{ges}) - q_{max})}{q_{max}} \quad (4.16)$$

mit den Gewichtungsfaktoren

$$\kappa' = \begin{cases} 0 & \text{wenn } \max(\tilde{p}_{o,ges}) / p_{max} \leq 1 \\ \kappa & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.17)$$

und

$$\theta' = \begin{cases} 0 & \text{wenn } \max(\tilde{q}_{ges}) - q_{max} \leq 0 \\ \theta & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.18)$$

Dabei wird für (4.3) ein logarithmischer Strafterm eingeführt, da dies das menschliche Hörempfinden widerspiegelt. Die Gewichtungsfaktoren werden so gewählt, dass eine Konfiguration, die den maximalen Schalldruck an den Ohren nicht reduziert (Konfigura-

4.3.2 Kostenfunktionen

4.3.2.1 Bestimmung der Sensoranzahl

Als Kostenfunktion \mathbf{J}_M wird nicht (4.19) verwendet. Es sollen die Sensoren ermittelt werden, die die maximal mögliche Reduzierung des Schalldruckpegels an den Ohren ermöglichen. Daher wird zunächst das Minimum der p-q-Kurve bestimmt. Für das dazugehörige a wird der Schalldruck an den Ohren $\tilde{p}_{o,ges}$ aus (4.11) bestimmt.

Da bei der Bestimmung der Sensoranzahl unterschiedliche Sitzpositionen berücksichtigt werden (Forderung C), S. 2), sind verschiedene Varianten für \mathbf{J}_M möglich. Jede dieser Varianten kann zu einer anderen Sensoranzahl und infolge dessen auch zu einer anderen Aktuatoranzahl führen. Daher wird die Berechnung der Aktuator- und Sensoranzahl für alle Varianten von \mathbf{J}_M durchgeführt und anschließend aus diesen die geringste Aktuator- und Sensoranzahl ausgewählt.

Varianten von \mathbf{J}_M

A) Für alle Sitzpositionen und beide Ohren wird der maximale Schalldruck ermittelt.

$$J_{M,A} = \max \begin{bmatrix} \tilde{p}_{o,ges,Position1} \\ \tilde{p}_{o,ges,Position2} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

B) Für jede Sitzkonfiguration wird das schlechtere Ohr –d.h. mit dem höheren Schalldruck– ermittelt. Dabei gilt: Eine Konfiguration hat einen niedrigeren Kostenwert als eine Vergleichskonfiguration, wenn sie für alle Sitzpositionen einen niedrigeren Schalldruck aufweist.

$$\mathbf{J}_{M,B} = [\max(\tilde{p}_{o,ges,Position1}) \quad \max(\tilde{p}_{o,ges,Position2}) \quad \dots] \quad (4.22)$$

C) Für beide Ohren wird die schlechteste Sitzposition ermittelt. Dabei gilt: Eine Konfiguration hat einen niedrigeren Kostenwert als eine Vergleichskonfiguration, wenn sie für beide Ohren einen niedrigeren Schalldruck aufweist.

4.3. Bestimmung der Aktuator- und Sensoranzahl

$$\mathbf{J}_{M,C} = \left[\max \begin{bmatrix} \tilde{p}_{o,ges,Position1_1} \\ \tilde{p}_{o,ges,Position2_1} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad \max \begin{bmatrix} \tilde{p}_{o,ges,Position1_2} \\ \tilde{p}_{o,ges,Position2_2} \\ \vdots \end{bmatrix} \right] \quad (4.23)$$

D) Für alle Sitzpositionen und beide Ohren wird der Schalldruck ermittelt. Dabei gilt: Eine Konfiguration hat einen niedrigeren Kostenwert als eine Vergleichskonfiguration, wenn sie für alle Sitzpositionen und beide Ohren einen niedrigeren Schalldruck aufweist.

$$\mathbf{J}_{M,D} = [\tilde{p}_{o,ges,Position1} \quad \tilde{p}_{o,ges,Position2} \quad \dots] \quad (4.24)$$

4.3.2.2 Bestimmung der Aktuatoranzahl

Als Kostenfunktion für die Bestimmung der Aktuatoranzahl wird analog zu (4.19)

$$J_L(\mathbf{L}, \mathbf{M}) = \frac{\tilde{\mathbf{q}}_{ges}^T(\mathbf{L}, \mathbf{M}) \tilde{\mathbf{q}}_{ges}(\mathbf{L}, \mathbf{M})}{q_{max}^2} + j_o(\mathbf{L}, \mathbf{M}) \quad (4.25)$$

verwendet. Die Anzahl der aktivierten Aktuatoren und Sensoren L_a und M_a gehen nicht in (4.25) ein, da im vordefinierten Prozess „Bestimme a “ und dem nachfolgenden Kostenwertvergleich in Abb. 4.3 immer nur Konfigurationen mit gleicher Aktuator- und Sensoranzahl miteinander verglichen werden.

4.3.3 Auswirkungen

Anzahl der Aktuatoren/Sensoren

Durch das Verfahren erhält man eine Abschätzung nach oben, wie viele Aktuatoren und Sensoren nötig sind, um eine Konfiguration zu erhalten, die (4.3) und (4.4) erfüllt. Es ist durchaus möglich, dass auch Konfigurationen mit weniger Aktuatoren und Sensoren (4.3) und (4.4) erfüllen. Um diese zu ermitteln, muss eine Optimierung auch mit einer verringerten Anzahl durchgeführt werden.

Kostenfunktion

Durch die festgelegte Anzahl von Aktuatoren und Sensoren wird (4.19) zu

$$J(\mathbf{L}, \mathbf{M}) = \sum_{\text{Sitzpositionen}} \frac{\bar{\mathbf{q}}_{ges}^T(\mathbf{L}, \mathbf{M}) \bar{\mathbf{q}}_{ges}(\mathbf{L}, \mathbf{M})}{q_{max}^2} + j_o(\mathbf{L}, \mathbf{M}). \quad (4.26)$$

Gleichung (4.26) berücksichtigt bereits verschiedene Sitzpositionen (Forderung C), S. 2). Zur Berücksichtigung verschiedener Lastfälle (Forderung D) ergibt sich der Gesamtkostenwert durch Addition der Kostenwerte für die einzelnen Lastfälle:

$$J_{ges}(\mathbf{L}, \mathbf{M}) = \sum_{\text{Lastfälle}} J_{\text{Lastfall}}(\mathbf{L}, \mathbf{M}). \quad (4.27)$$

4.4 Cooperative simulated annealing (COSA)

Basierend auf der oben bestimmten Anzahl von Aktuatoren und Sensoren können dann deren Positionen optimiert werden. Dafür kommt das von Wendt entwickelte COSA-Verfahren zum Einsatz (vgl. [Wendt95]). Das für Tourenplanungsprobleme entwickelte Verfahren vereint Elemente des SA und der GA.

4.4.1 Grundidee

4.4.1.1 Simulated annealing

Die Grundidee des SA besteht darin, dass zunächst eine zufällige Konfiguration ermittelt und diese durch die Kostenfunktion bewertet wird. Anschließend wird die Konfiguration zufällig ‚möglichst geringfügig‘ modifiziert und die geänderte Konfiguration ebenfalls mit der Kostenfunktion bewertet. Über die Annahme oder Ablehnung der Änderung wird anhand der sog. Metropoliswahrscheinlichkeit entschieden (vgl. [Metropolis53]). Ist die modifizierte Konfiguration besser als die ursprüngliche Konfiguration, wird sie auf jeden Fall angenommen; ist sie schlechter, nur mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit, die von der Verschlechterung des Kostenwertes und der Temperatur T abhängt. Damit schafft das Verfahren eine Analogie zu den Abkühlungsprozessen bei Metallen. ([Cerny85, Kirkpatrick83, Wendt95])

4.4.1.2 COSA

Der entscheidende Unterschied von COSA zum klassischen SA besteht darin, dass die durchzuführende Änderung einer einzelnen Konfiguration –die Transition– nicht rein zufällig erfolgt, sondern unter Verwendung weiterer, bereits optimierter Konfigurationen. Dazu wird zunächst, analog zu den GA, eine Population aus mehreren Individuen gebildet (vgl. [Holland92]). Innerhalb dieser findet dann eine Rekombination und unter bestimmten Bedingungen auch eine Mutation statt. Diese ‚kooperative Transition‘ ([Wendt95], S. 155) muss für den jeweiligen Anwendungsfall modifiziert werden.

4.4.2 Grund für die Auswahl von COSA

4.4.2.1 Untersuchte Problemklassen

Wendt befasst sich in seiner Dissertation mit zwei unterschiedlichen Problemen. Zum einen untersucht er das „traveling-salesman-problem“ (TSP; engl.: Handelsreisenden-Problem). Hierbei handelt es sich um ein unrestringiertes, diskretes Tourenplanungsproblem. Weiterhin untersucht er das „capacitated vehicle routing problem“ (CVRP; engl.: Routenplanungsproblem mit beschränkten Kapazitäten). Hierbei handelt es sich um ein restringiertes, diskretes Tourenplanungsproblem. Das CVRP überführt er durch die Anwendung eines Strafterms in ein unrestringiertes, diskretes Tourenplanungsproblem. Bei den von Wendt betrachteten Problemen handelt es sich also um die gleiche mathematische Problemklasse wie bei der Positionsoptimierung für ein ANR-System.

4.4.2.2 Ergebnisse

Wendt vergleicht COSA mit mehreren anderen Verfahren zur Optimierung von TSP und CVRP. Dazu gehören unter anderem SA, GA und schrittweise Verfahren. Für alle von ihm untersuchten Probleme findet er mittels COSA die beste bis dahin bekannte oder eine bessere Lösung. Auch konnte er für mehrere Problemstellungen das bekannte globale Optimum finden.

Des Weiteren führt er den Konvergenzbeweis für COSA (vgl. [Wendt95], S. 155ff).

Zusätzlich wird das an die ANR-Problemstellung angepasste COSA in [Böhme05a] getestet. Für ein Problem mit acht möglichen Aktuatorpositionen und elf möglichen Sensorpositionen soll die optimale Konfiguration mit vier aktiven Aktuatoren und drei aktiven Sensoren ermittelt werden. Dabei findet COSA das –über eine kombinatorische Lösung verifizierte– globale Optimum.

4.4.2.3 Vor- und Nachteile

Der Vorteil des COSA-Verfahrens liegt in der sehr guten Qualität der erzielten Lösung. Das heißt, das COSA-Verfahren findet eine Konfiguration mit einem sehr niedrigen Kostenwert. Zusätzlich ergibt sich durch die Verwendung einer Population nicht nur eine ‚optimale‘ Lösung, sondern mehrere Lösungen mit einem ähnlichen Kostenwert. Dadurch wird eine Auswahl aus verschiedenen Konfigurationen z. B. unter dem Gesichtspunkt der einfachen Systemintegration möglich (vgl. [Manolas00], S. 629).

Der Hauptnachteil liegt in der höheren Rechenzeit gegenüber den schrittweisen Verfahren. Außerdem ist das Verfahren nicht parameterfrei. Daher ist es notwendig, den Einfluss der verschiedenen Parameter auf Lösungsqualität und Rechenzeit zu untersuchen. Dieser Aufwand sollte aber in Kauf genommen werden, da die Positionsoptimierung für das ANR-System nur einmal durchgeführt werden muss, während sich eine schlechte Positionierung ein Flugzeugleben lang auswirkt.

4.4.3 Anpassung der kooperativen Transition

Die neue kooperative Transition ist in Abb. 4.4 dargestellt. Das einzelne Individuum i besteht aus je einer zufällig bestimmten Aktuator- und Sensor-Konfiguration mit der zuvor ermittelten Anzahl aktiver Elemente:

$$i := \left[\begin{matrix} \text{diag}(\mathbf{L})^T & \text{diag}(\mathbf{M})^T \end{matrix} \right]^T. \quad (4.28)$$

Für das zur Transition anstehende Individuum i_n wird zunächst aus der Population pop ein Transitionspartner i_k zufällig bestimmt. Anschließend wird aus beiden je ein gleichartiges (d.h. Sensor oder Aktuator), aktives Element ausgewählt. Nun wird überprüft, ob das aus dem Transitionspartner ausgewählte Element bereits in dem Ursprungsindividuum aktiviert ist. Falls nein, wird das aus dem Transitionspartner stammende Element in das Ursprungsindividuum übernommen; falls ja, wird ein bisher in dem Ursprungsindividuum inaktives, gleichartiges Element zufällig ausgewählt und aktiviert. Das anfangs in dem Ursprungsindividuum ausgewählte aktive Element wird deaktiviert. Durch die Transition entsteht das neue Individuum i'_n mit dem dazugehörigen Kostenwert J'_n . Dieser wird entsprechend Kap. 4.2 bestimmt.

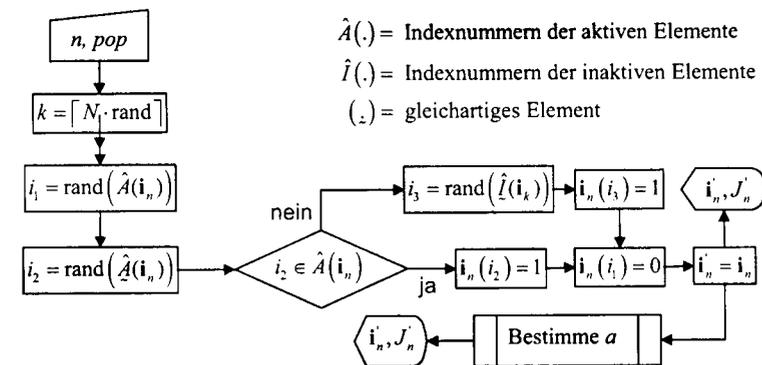


Abb. 4.4: Kooperative Transition

4.4.4 Ablauf

Der Ablauf einer Optimierung mittels COSA ist aus Abb. 4.5 ersichtlich. Zunächst wird eine Population aus N Individuen gebildet und für jedes Individuum der zugehörige Kostenwert J , wie in Kap. 4.2 beschrieben, bestimmt. Anschließend wird für jedes Individuum eine kooperative Transition durchgeführt, die auf Basis der Metropoliswahrscheinlichkeit akzeptiert oder abgelehnt wird.

Adaptiver Abkühlplan

Die Transitionen werden solange fortgesetzt, bis sie nicht mehr zu einer Verbesserung des Gesamtkostenwertes der Population führen. Dann kann davon ausgegangen werden, dass die Population ihr thermodynamisches Gleichgewicht für diese Temperatur erreicht hat. Die Temperatur wird entsprechend eines ‚Adaptiver Abkühlplanes‘ abgesenkt und der Vorgang beginnt von Neuem (vgl. [Wendt95], S.151).

Starttemperatur

Die Starttemperatur T_{Start} wird empirisch ermittelt. Für jedes Individuum der Startpopulation werden 10 Transitionen durchgeführt, die alle angenommen werden. Für alle Transitionen, die zu einer Verschlechterung geführt haben, wird die mittlere Verschlechterung berechnet. Die Starttemperatur wird so gewählt, dass diese Verschlechterung mit einer Wahrscheinlichkeit von 95 % angenommen wird (vgl. [Wendt95], S. 131 und [Johnson89]).

5 Anwendung auf das „mock-up“ der Lademeisterstation

Auf der Basis der oben gemachten theoretischen Ausführungen wird das ANR-System für den Lademeisterarbeitsbereich der A400M ausgelegt. Die Auslegung erfolgt entsprechend der Forderung D) in Kap. 1.1 für die zwei Flugzustände „low noise cruise“ (LNC) und „cruise“ (TLC).

Die Auslegung erfolgt in zwei Schritten. Zunächst erfolgt auf Basis von gemessenen Übertragungsfunktionen die Bestimmung einer optimalen Konfiguration. Diese Konfiguration wird dann in ein „mock-up“ der Lademeisterstation eingerüstet und experimentell verifiziert.

Aufgrund der eingeschränkten Verfügbarkeit des „mock-up“ der Lademeisterstation ergibt sich hier eine Besonderheit. Die Bestimmung der optimalen Konfiguration erfolgt zunächst mit einem anderen Verfahren zur Bestimmung des Kostenwertes für eine einzelne Konfiguration. Dieses Verfahren bedingt eine monoton fallende p-q-Kurve. Ist dies nicht gegeben wie bei den Kurven 4, 5 und 6 in Abb. 4.1– wird die zugehörige Konfiguration als unbrauchbar bewertet und verworfen. Dies ist vor allem bei der Kurve (5) ein Nachteil, da die dazugehörige Konfiguration in der Lage ist, die Nebenbedingungen (4.3) und (4.4) einzuhalten.

Auf Basis der mit diesem Verfahren durchgeführten Optimierung werden auch die experimentell zu untersuchenden Konfigurationen ausgewählt. Die Optimierung mit dem neuen Verfahren zur Bestimmung des Kostenwertes (vgl. Kap. 4.2) erfolgte erst später. Aufgrund der Ergebnisse des neuen Optimierungsverfahrens ist eine experimentelle Untersuchung weiterer Konfigurationen nicht zwingend erforderlich und wird daher auch nicht durchgeführt.

5.1 Verwendete Geräte

5.1.1 Aktuatorik

Die Auswahl der Sekundärquellen und Leistungsverstärker erfolgt nach folgenden Kriterien (vgl. [Sommer05]):

- Möglichst geringes Gewicht (vgl. Forderung E), S. 2).
- Möglichst kompakte Einbaumaße, da dadurch eine größere Anzahl Einbauorte zur Verfügung steht (vgl. Forderung H).

- Möglichst hoher Wirkungsgrad, da dadurch die Leistungsaufnahme des Systems sinkt (vgl. Forderung F).
- Ausreichende Leistungsfähigkeit, um im Frequenzbereich des Propellerlärms den notwendigen Sekundärschall zu erzeugen (vgl. Forderungen A) und B).
- Möglichst geringe nichtlineare Verzerrungen, um auch bei hohen Ansteuerungen das Auftreten von unerwünschten Höherharmonischen zu vermeiden.

Sekundärquellen

Als Chassis wird das Modell „6ND430“ des amerikanischen Herstellers „18sound“ verwendet. Die Herstellerangaben sind im Anhang in Tab. A.1 aufgeführt.

Zur Aufnahme des Chassis wird ein geschlossenes Holzgehäuse aus 12mm dickem Sperrholz verwendet. Das Gehäuse hat die äußeren Abmessungen 210mm x 210mm x 150mm.

Leistungsverstärker

Als Leistungsverstärker für die Sekundärlautsprecher werden „Class-D“ Verstärkermodule „DigiMod 1000“ und „DigiMod 1000NPS“ des italienischen Herstellers „Powersoft“ verwendet. Jedes dieser Module hat zwei Verstärkerkanäle. Eine Besonderheit ist, dass das „DigiMod 1000“ Modul auch das „DigiMod 1000NPS“ Modul speist. Dadurch kann mit je einem Modul ein 4-Kanal-Verstärker aufgebaut werden. Die Herstellerangaben sind im Anhang in Tab. A.2 aufgelistet.

Primärquellen

Als Primärquellen werden zwei Lautsprecherboxen „PAB-515“ und zwei Subwooferboxen „PSUB-515“ des Herstellers „img Stage Line“ verwendet (s. [MI03], S. 468f). An die zwei Kanäle eines Verstärkers „STA-2002“ des Herstellers „img Stage Line“ (s. [MI03], S.464) wird jeweils eine Kombination aus Lautsprecher und Subwoofer angeschlossen.

5.1.2 Sensorik

Die Sensorik wird nicht speziell für diesen Anwendungsfall ausgewählt. Vielmehr wird auf die im Labor vorhandene Grundausstattung der Genauigkeitsklasse 1 zurückgegriffen. Diese erfüllt alle Anforderungen, die während der verschiedenen Messaufgaben gestellt werden.

Mikrophone

Als Sensoren für die Regelung und die Messung der Übertragungsfunktionen werden „Brüel&Kjær“ (B&K) Mikrophone „4188-A-021“ verwendet. Für die Messung der Übertragungsfunktionen kommen zusätzlich B&K Mikrophone „4935“ zum Einsatz. Beide Mikrophontypen besitzen einen integrierten Vorverstärker. Die technischen Daten sind im Anhang in Tab. A.3 bis Tab. A.5 aufgeführt.

Messsystem

Für die Messung der Ansteuerungen der Leistungsverstärker und der Mikrophonsignale wird ein B&K „PULSE“ Analyse-System „3560D“ verwendet (s. [B&K03, B&K05c]). Dieses ist mit vier Modulen „3032B“ und einem Modul „3109“ ausgestattet (s. [B&K05b]). Dadurch ergeben sich insgesamt 28 Messkanäle. Die Module erzeugen auch die Versorgungsspannung für die Mikrofonvorverstärker.

Mikrofonverstärker

Die Mikrophone werden nicht immer direkt an das „PULSE“ System angeschlossen. Darum muss die Versorgungsspannung für die Vorverstärker durch ein B&K 16-Kanal Verstärker vom Typ „2694“ erzeugt werden (s. [B&K05a]). Dieser kann die Mikrophonsignale zusätzlich im Bereich -10dB bis +40dB verstärken bzw. abschwächen. Abmessungen und Gewicht sind in Tab. A.6 aufgeführt.

5.1.3 Regler

Als Hardware für den Regelalgorithmus wird ein Modular-System der Firma „dSPACE“ eingesetzt (s. [dSPACE03]). Als Prozessor wird ein 800MHz PowerPC-Prozessor auf einer „DS1005“ Prozessorkarte verwendet. Die A/D- und D/A-Wandlung erfolgt über eine „DS2201“ Ein-/Ausgabekarte mit 20 Eingangs- und 8 Ausgangskanälen. Das System ist in ein „PX10“ Gehäuse eingebaut. Die wichtigsten Herstellerangaben sind in Tab. A.7 bis Tab. A.9 angegeben.

5.2 Ermittlung der optimalen Konfiguration

5.2.1 Messung der Übertragungsfunktionen

Die Übertragungsfunktionen werden experimentell in einem „mock-up“ des Lademeisterarbeitsbereiches ermittelt. Der Aufbau des Versuchsstandes ist aus Abb. 5.1 ersichtlich. Das Bild zeigt das „mock-up“ (1) mit einigen Sekundärquellen (2), den vier Primärquellen zur Lärmerzeugung (3), mehreren Fehlermikrofonen (4), dem Messkopf (5)

5.2. Ermittlung der optimalen Konfiguration

am Arbeitsplatz des Lademeisters und dem Bereich zur Einstellung des Primärfeldes (6).

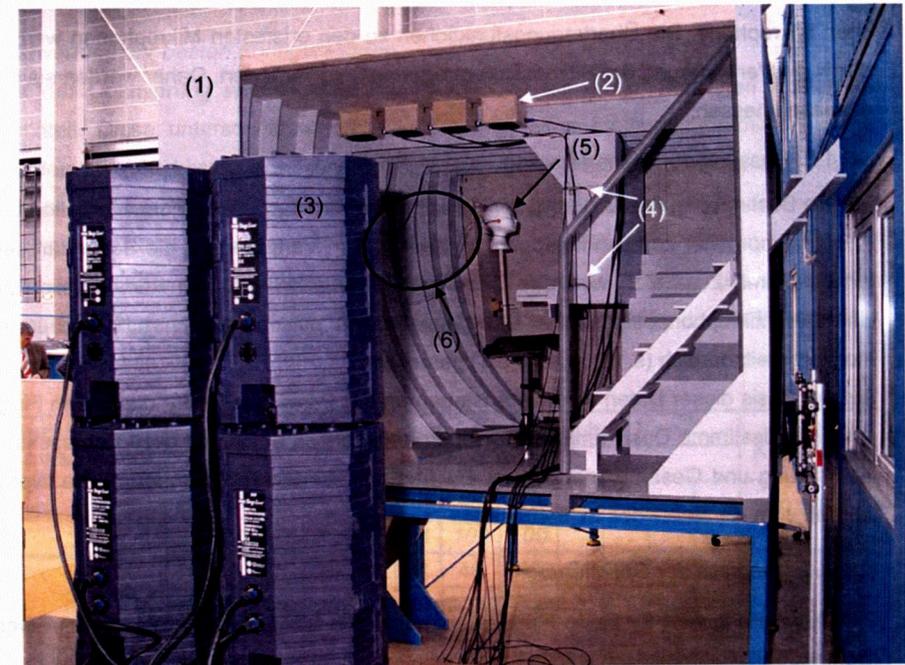


Abb. 5.1: Versuchsaufbau zur Ermittlung der Übertragungsfunktionen und des Primärfeldes

5.2.1.1 Messung der Sekundärstrecken

Für die Sekundärlautsprecher stehen 67 technisch realisierbare Positionen zur Verfügung (vgl. Abb. A.1). Für die Mikrophone sind es 52 Positionen (vgl. Abb. A.2). Hinzu kommen die beiden Mikrophone in den ‚Ohren‘ des Testkopfes. Die Übertragungsfunktionen zwischen den Lautsprechern und Mikrofonen werden mit dem B&K „PULSE“ System gemessen. Als Anregungssignal wird weißes Rauschen verwendet.

Aus den Übertragungsfunktionen werden die komplexen Übertragungszahlen für die sechs zu untersuchenden Frequenzen extrahiert. Sie werden entsprechend Gleichung (2.12) zu Übertragungsmatrizen angeordnet.

Es werden drei verschiedene Sitzpositionen untersucht:

- Großer Lademeister in Arbeitsposition (LW).
- Kleiner Lademeister in Arbeitsposition (SW).

- Lademeister in Ruheposition (R).

Dadurch ergeben sich jeweils 18 Übertragungsmatrizen \underline{Z} und \underline{Z}_o . Die \underline{Z} -Matrizen einer Frequenz unterscheiden sich jeweils nur in den Einträgen für die im Sitz befindlichen Mikrophone. Die Übertragungsfunktionen zu den ortsfesten Mikrophenen werden durch die Veränderung der Sitzposition nur geringfügig verändert. Daher werden sie nur einmal gemessen.

5.2.1.2 Messung der Primärstrecken

Für die Bestimmung des unregelmäßigen Schallfeldes wird das Übertragungsverhalten der Primärlautsprecher zu allen Mikrophenen analog dem Verfahren für die Sekundärquellen bestimmt. Zusätzlich wird das Übertragungsverhalten von den Primärquellen zu diskreten Mikrophenpositionen im Übergangsbereich zwischen Frachtraum und Lademeisterarbeitsbereich (s. (6) in Abb. 5.1) gemessen.

Auf der Basis dieser Daten wird die Ansteuerung der Primärquellen für die beiden Flugzustände bestimmt. Das Primärfeld im Übergangsbereich entspricht bezüglich spektraler Färbung und Gesamtpegel den zu erwartenden Werten im Frachtraum. Die Werte werden vom Hersteller des Luftfahrzeuges vorgegeben.

5.2.2 Ergebnisse der Optimierung

Die Optimierung wird für beide Flugzustände und alle Sitzpositionen durchgeführt (vgl. [Böhme05b]). Exemplarisch wird hier die Optimierung für den LNC gezeigt.

5.2.2.1 Bestimmung der Lautsprecher- und Mikrophenanzahl

Die Lautsprecher- und Mikrophenanzahl wird mit dem in Kap 4.3 beschriebenen Verfahren bestimmt. Es ergibt sich eine minimal notwendige Anzahl von zwei Lautsprechern und zwei Mikrophenen.

Die Optimierung mit dem COSA-Verfahren erfolgt aber auch für drei und für vier Lautsprecher. Hierfür gibt es drei Gründe:

- Aufgrund der auf S. 50 beschriebenen Besonderheit erfolgt die experimentelle Verifikation für vier Lautsprecher und zwei Mikrophone.
- Die Übertragungsfunktionen, Primärfelddaten und verfügbaren Einbauorte können sich im Laufe der Flugzeugentwicklung noch ändern. Darauf kann man mit einem System mit vier Lautsprechern flexibler reagieren, da dieses mehr Leistungsreserven aufweist.

- Bei vier Lautsprechern kann das System auch bei Ausfall von bis zu zwei Lautsprechern weiterbetrieben werden.

5.2.2.2 Ermittlung der optimalen Positionen

Auswertung der besten Konfigurationen

Bei der Optimierung werden viele Konfigurationen mit einem ähnlichen Kostenwert ermittelt. Diese unterscheiden sich häufig nur in einer Lautsprecherposition. Daher werden die 100 besten Konfigurationen, deren Kostenwert während der Optimierung berechnet wird, zwischengespeichert. Daraus wird errechnet, wie häufig die einzelnen Lautsprecher und Mikrophone in den 100 besten Konfigurationen auftreten. In Tab. 5.1 sind diese Daten für die sechs häufigsten Lautsprecher und Mikrophone angegeben. Zusätzlich ist der mittlere Kostenwert entsprechend (4.26) der 100 besten Konfigurationen angegeben.

Anzahl Lautsprecher	Lautsprecher Nr.						Mikrophen Nr.						Mittlerer Kostenwert
	Häufigkeit												
4	28	27	5	9	24	29	48	49					0,0092
	99	55	47	39	32	24	100	100					
3	28	9	5	27	29	24	48	49	34	50			0,0116
	96	30	26	22	17	14	99	99	1	1			
2	28	27	5	9	1	2	48	49	50	51	33	34	0,022
	71	17	15	9	6	6	92	82	14	6	4	2	

Tab. 5.1: Häufigkeit der Lautsprecher und Mikrophone in den 100 besten Konfigurationen

Folgerungen

Die Mikrophone sollten an den Positionen 48 und 49 installiert werden. Aus den dargestellten Anzahlen ergeben sich zwei Bereiche, in denen Lautsprecher installiert werden sollten:

- Im oberen Bedienfeld der Lademeisterarbeitsstation (LMWS) (Lautsprecher 27, 28 und 29)
- Im Eingangsbereich zum Arbeitsbereich (Lautsprecher 1, 2, 5 und 9)

Von den insgesamt 900 Positionen (je 100 Konfigurationen mit vier, drei und zwei Lautsprechern) liegen 618 bzw. 69% in diesen beiden Bereichen.

Die Bereiche verändern sich mit der Variation der Lautsprecheranzahl nicht. Daher ist es sinnvoll, das System zunächst mit vier Lautsprechern auszulegen und evtl. später noch Lautsprecher zu entfernen.

Der Kostenwert –also die aufgenommene Leistung des Systems (vgl. (4.26))– steigt mit geringer werdender Anzahl der Lautsprecher. Dies lässt sich damit begründen, dass verschiedene Sitzpositionen geregelt werden müssen. Bei mehreren Lautsprechern ist es möglich, einzelne Lautsprecher nur bei bestimmten Sitzpositionen anzusteuern. Dies ist bei zwei Lautsprechern nicht mehr möglich.

5.2.3 Prüfung der Plausibilität

Die in der numerischen Optimierung gefundenen Positionen für die Lautsprecher und Mikrophone erscheinen plausibel. Aus der Literatur zur lokalen Regelung (vgl. Kap. 1.2.1.1) ist bekannt, dass die Mikrophone möglichst dicht am Ohr platziert werden sollten. Dies hat sich auch hier ergeben.

Auch die Positionen für die Lautsprecher sind plausibel. Sie befinden sich dicht am Kopf des Lademeisters. Dadurch ergibt sich der erforderliche Schalldruckpegel schon bei geringer Ansteuerung. Weiterhin ergibt sich aus den Lautsprechern im Eingangsbereich und dem Lautsprecher 27 zumindest ein Teil eines Ringes aus Lautsprechern um die Durchtrittsfläche vom Frachtraum zum Lademeisterarbeitsbereich. In [Breitbach05] wird die Idee, die Schalltransmission durch eine offene Grenzfläche mit einem solchen Ring von Lautsprechern zu verhindern, zum Patent angemeldet.

5.2.4 Vergleich mit schrittweiser Erhöhung

Die Ergebnisse aus der Optimierung mit COSA werden mit den Ergebnissen einer schrittweisen Erhöhung verglichen. Dafür wird das in Kap. 4.3 beschriebene Verfahren verwendet. Allerdings wird das Abbruchkriterium für die schrittweise Erhöhung verändert. Es werden solange Mikrophone und Lautsprecher hinzugefügt, bis die geforderte Anzahl von zwei Mikrophenen und vier Lautsprechern erreicht ist. Dies wird für die Flugzustände LNC und TLC durchgeführt. Die dabei gewonnenen Ergebnisse werden mit der jeweils besten durch COSA ermittelten Konfiguration verglichen.

Rechenzeiten

Die benötigten Rechenzeiten sind in Tab. 5.2 aufgeführt. Wie zu erwarten war, liegen die Rechenzeiten von COSA wesentlich über denen der schrittweisen Erhöhung.

5.3. Experimentelle Umsetzung

	LNC	TLC
COSA	6,25h	12,73h
Schrittweise Erhöhung	0,06h	0,11h

Tab. 5.2: Rechenzeiten für COSA und schrittweise Erhöhung

Qualität der Ergebnisse

Tab. 5.3 zeigt die ermittelte optimale Konfiguration und den dazugehörigen Kostenwert für COSA und schrittweise Erhöhung. Für den LNC ergeben sich zwei Konfigurationen mit dem gleichen Kostenwert. Für den TLC dagegen ergibt sich durch die schrittweise Erhöhung eine Konfiguration mit einem deutlich höheren Kostenwert als bei COSA. Des Weiteren ist die mit der schrittweisen Erhöhung ermittelte Konfiguration nicht in der Lage, die Nebenbedingung (4.3) einzuhalten. Es zeigt sich, dass mit dem Verfahren der schrittweisen Erhöhung eine sehr gute Konfiguration ermittelt werden kann. Allerdings ist dies, wie man für den TLC sieht, nicht gewährleistet. Die Qualität des Optimierungsergebnisses ist bei der schrittweisen Erhöhung also stark von der Problemstellung abhängig, während dies beim COSA nicht der Fall ist.

		Lautsprecher				Mikrophone		Kostenwert
LNC	COSA	5	9	27	28	48	49	0,008
	Schrittweise Erhöhung	2	9	24	28	48	49	0,008
TLC	COSA	5	6	8	28	22	42	0,330
	Schrittweise Erhöhung	15	26	62	65	1	36	3,528

Tab. 5.3: Optimierungsergebnis für COSA und schrittweise Erhöhung

Folgerung

Die Qualität der Ergebnisse ist wichtiger als die benötigte Rechenzeit (vgl. Kap. 4.4.2.3). Weiterhin ist die Rechenzeit von ca. 13 Stunden so niedrig, dass sie in der Gesamtentwicklungszeit eines ANR-Systems nicht ins Gewicht fällt. Daher überwiegen die oben vorgestellten Vorteile des COSA-Verfahrens. Trotz der höheren Rechenzeit ist COSA daher als Optimierungsverfahren vorzuziehen.

5.3 Experimentelle Umsetzung

5.3.1 Versuchsanordnung

Abb. 5.2 zeigt den schematischen Aufbau der ANR-Versuchsanordnung. Kernstück ist das „dSPACE“ System, auf dem der in Kap. 3.2 vorgestellte Algorithmus ausgeführt wird. Es erzeugt auch das Primärsignal, welches vom „STA-2002“ verstärkt und über

die Primärquellen (s. (3) in Abb. 5.1) wiedergegeben wird. Die Signale der Fehlermikrophone (s. (4) in Abb. 5.1) werden über den B&K Verstärker „2964“ geführt. Die sich aus den Fehlersignalen ergebenden Sekundärsignale werden von „DigiMod“ Modulen verstärkt und von den Sekundärquellen (s. (2) in Abb. 5.1) wiedergegeben. Die vom „dSPACE“ kommenden und zum „dSPACE“ gehenden Signale werden mit Tiefpässen gefiltert, um Aliasing- und Imaging-Effekte zu verhindern. Weiterhin sind zwei Messmikrophone in den Messkopf (s. (5) in Abb. 5.1) integriert. Ein weiteres Messmikrofon wird zur Überwachung des Primärfeldes (vgl. (6) in Abb. 5.1) eingesetzt. Alle Signale werden dem B&K „PULSE“ System zugeführt. Dieses führt in Echtzeit eine schnelle Fourier Transformation (FFT) durch. Der PC dient zur Steuerung des „dSPACE“ und des B&K „PULSE“ und zur Speicherung der Messdaten.

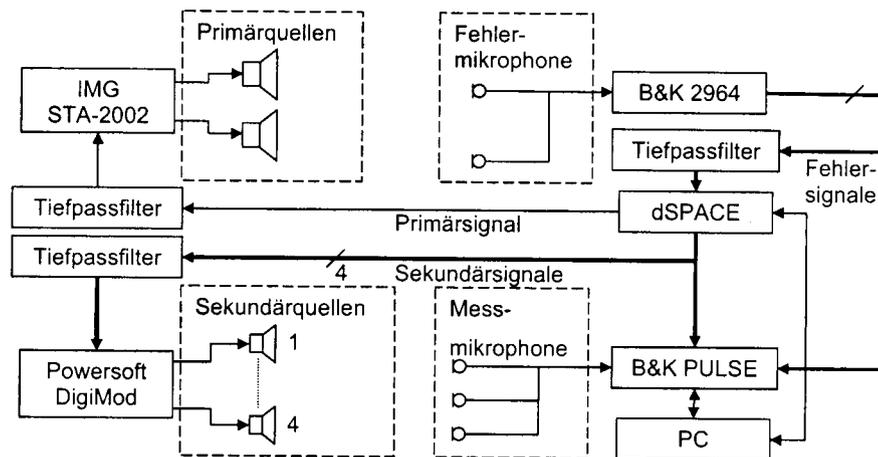


Abb. 5.2: ANR-Versuchsanordnung

5.3.2 Gemessene Konfigurationen

Im „mock-up“ werden drei Konfigurationen gemessen. Diese sind mit dem dazugehörigen Kostenwert gemäß (4.26) in Tab. 5.4 aufgeführt. Die Konfigurationen (I) und (II) verwenden aus den auf S. 50 genannten Gründen nicht die am häufigsten ermittelten Lautsprecherpositionen (vgl. Tab. 5.1).

Konfiguration	Mikrophone				Lautsprecher				Kostenwert
	48	49			5	6	28	29	
I	48	49			5	6	28	29	0,008
II	48	49			5	6	27	30	0,012
III	50	51	52	53	68	69			k.A.

Tab. 5.4: Im „mock-up“ gemessene Konfigurationen

Bei der Konfiguration (I) sind vier der Lautsprecher in den Bereichen A und B (vgl. Kap. 5.2.2.2). Der Lautsprecher 6 ist direkter Nachbar der Lautsprecher 1, 2, 5 und 9 (vgl. Abb. 5.3 und Abb. A.1). Damit kann er auch dem Bereich B zugerechnet werden. Ähnliches gilt für den Lautsprecher 30. Dieser ist der vierte Lautsprecher im oberen Bedienfeld der LMWS. Damit kann er dem Bereich A zugerechnet werden. Auch liegt der Kostenwert dieser beiden Konfigurationen in der Größenordnung von anderen, durch COSA ermittelten Konfigurationen (vgl. Tab. 5.1 und Tab. 5.4). Die beiden Konfigurationen sind also geeignet, um die auf Basis der numerischen Optimierung gemachten Positionierungsempfehlungen zu verifizieren.

Die Konfiguration (III) entspricht einer ‚klassischen‘ Konfiguration zur lokalen Geräuschreduzierung. Mit den verwendeten Mikrofonpositionen konnten bessere Ergebnisse erzielt werden, als mit den Mikrofonen 48 und 49. Die Lautsprecher können aufgrund von Größe und Gewicht nicht in die Kopfstütze integriert werden. Daher werden in Kap. 5.2.1.1 die Übertragungsfunktionen von den Lautsprechern 68 und 69 zu den Mikrofonen 52 und 53 (vgl. Abb. 5.3) nicht gemessen. Entsprechend wird die Konfiguration (III) nur experimentell, nicht aber numerisch untersucht. Es ist somit kein Kostenwert verfügbar. Mit der Konfiguration (III) soll festgestellt werden, ob die aus der numerischen Optimierung entstandenen Konfigurationen besser sind, als die ‚klassische‘ Konfiguration zur lokalen Geräuschreduzierung.

Abb. 5.3 zeigt einige der bei der experimentellen Umsetzung verwendeten Lautsprecher und Mikrophone integriert in die Versuchsanordnung.

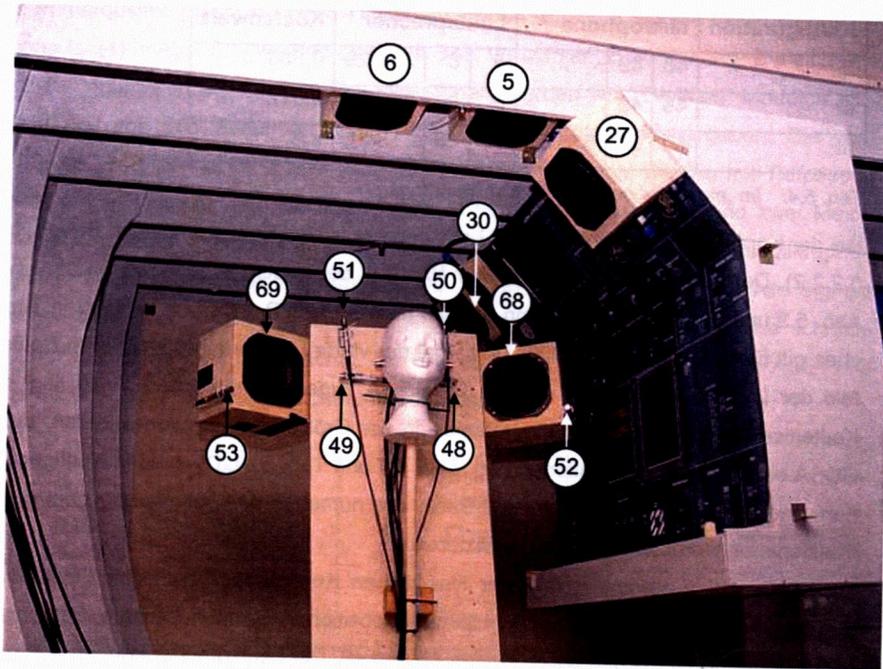


Abb. 5.3: Zentraler Bereich des Versuchsaufbaus mit einigen Lautsprechern und Mikrofonen

5.3.3 Messergebnisse

5.3.3.1 Bezugswerte

Die tatsächlich gemessenen Schalldrücke und Frequenzen unterliegen der Geheimhaltung. Um wissenschaftliche Aussagen treffen zu können, werden daher entsprechende Bezugswerte festgelegt.

Schalldruckpegel

Alle hier angegebenen Pegel sind A-bewertete Schalldruckpegel gemäß [DIN61672]. Sie werden relativ zum maximal an den Ohren zulässigen Schalldruckpegel $L_{pA(max)}$ mit

$$L_{pA(max)} = 20 \lg \left(\frac{p_{A,max}}{p_0} \right) \quad (5.1)$$

angegeben. Hierbei ist p_0 der Bezugsschalldruck gemäß [DIN1320].

Die zulässigen Schalldruckpegel unterscheiden sich für die beiden Flugzustände. Daher ergeben sich die beiden Bezugspegel $L_{pA(max,LNC)}$ und $L_{pA(max,TLC)}$.

Frequenzen

Die Frequenz, mit der die Propeller den Rumpf passieren wird als Blattfolgefrequenz f_B bezeichnet. Sie ergibt sich aus der Propellerdrehzahl n_P und der Anzahl der Propellerblätter n_B als

$$f_B = n_P \cdot n_B \quad (5.2)$$

Alle Frequenzen werden normiert auf $f_{B,LNC}$ bzw. $f_{B,TLC}$ angegeben.

5.3.3.2 Durchgeführte Messungen

Das Primärfeld wird im Bereich vor dem Lademeisterarbeitsbereich entsprechend den in Kap. 5.2.1.2 gemachten Angaben eingestellt. Nun wird für die verschiedenen Konfigurationen versucht, den Schalldruck an den Ohren durch das ANR-System auf $L_{pA(max)}$ zu reduzieren. Dabei wird eine Toleranzgrenze von +0dB(A) und -1dB(A) eingehalten, um sicherzustellen, dass die Reduzierung auf oder unter $L_{pA(max)}$ erfolgt. Weiterhin wird die maximal mögliche Reduzierung des Schalldruckpegels an den Ohren bestimmt. Diese Messungen werden jeweils für die drei in Kap. 5.2.1.1 beschriebenen Positionen LW, SW und R durchgeführt.

Die Messungen für den LNC dienen der Verifikation der numerischen Optimierung und zum Nachweis der Funktionsfähigkeit des Gesamtsystems. Die Messungen für den TLC dienen dem Nachweis, dass der Regelalgorithmus in der Lage ist, verschiedene Flugzustände zu regeln. Weiterhin kann die Leistungsfähigkeit der Konfigurationen überprüft werden, da die Lärmpegel beim TLC höher sind als beim LNC.

5.3.3.3 Ergebnisse

LNC

Tab. 5.5 zeigt die ermittelten Reduzierungen des Schalldruckpegels an den Ohren und die dafür notwendige maximale Ansteuerung für den LNC bei Reduzierung auf $L_{pA(max,LNC)}$. Bis auf die Sitzposition LW bei der Konfiguration (I) wird die geforderte Reduzierung des Schalldruckpegels von allen Konfigurationen für alle Sitzpositionen erreicht. Auch ist die maximal notwendige Ansteuerung für alle Fälle ähnlich und liegt deutlich unter dem maximal zulässigen Wert.

Sitzposition		LW			SW			R		
Konfiguration		I	II	III	I	II	III	I	II	III
ungeregelt	$\Delta L_{pA}(\text{Ohr links})$	3,2			3,1			4,3		
	$\Delta L_{pA}(\text{Ohr rechts})$	0,9			2,4			2,3		
geregelt	$\Delta L_{pA}(\text{Ohr links})$	k.A.	-1	-0,5	-4,7	-0,3	-0,1	-0,3	-0,2	-0,3
	$\Delta L_{pA}(\text{Ohr rechts})$	k.A.	-1,2	-1,4	-0,5	-1,1	-0,6	-1,8	-1,4	-0,2
	$\max(\hat{q}_{ges})/q_{max}$	k.A.	0,11	0,12	0,12	0,09	0,11	0,07	0,1	0,09

Tab. 5.5: ΔL_{pA} in dB(A) und $\max(\hat{q}_{ges})/q_{max}$, Reduzierung auf $L_{pA(max,LNC)}$, LNC

Tab. 5.6 zeigt die Werte für die maximal mögliche Reduzierung. Hier sind deutliche Unterschiede zwischen den Konfigurationen erkennbar. Während die Konfiguration (I) für SW und R über 4dB(A) unter den geforderten Grenzwert reduziert, schafft die Konfiguration (III) dies nur für die Sitzposition R. Für LW und SW liegt sie nur ca. 2db(A) unter $L_{pA(max,LNC)}$. Die Konfiguration (II) ermöglicht eine Reduktion zwischen 5 und 10 dB(A) unter $L_{pA(max,LNC)}$.

Sitzposition		LW			SW			R		
Konfiguration		I	II	III	I	II	III	I	II	III
ungeregelt	$\Delta L_{pA}(\text{Ohr links})$	3,2			3,1			4,3		
	$\Delta L_{pA}(\text{Ohr rechts})$	0,9			2,4			2,3		
geregelt	$\Delta L_{pA}(\text{Ohr links})$	-4,5	-10,6	-2,2	-7,4	-8,7	-2,4	-4,9	-5,4	-5,7
	$\Delta L_{pA}(\text{Ohr rechts})$	0,9	-9,9	-2,1	-4,7	-8,1	-1,7	-7,1	-7,4	-4,6
	$\max(\hat{q}_{ges})/q_{max}$	0,16	0,44	0,24	0,4	0,2	0,17	0,15	0,18	0,3

Tab. 5.6: ΔL_{pA} in dB(A) und $\max(\hat{q}_{ges})/q_{max}$, maximal mögliche Reduzierung, LNC

Abb. 5.4 zeigt den Amplitudenfrequenzgang für den geregelten und unregelmäßig für die Konfiguration (II). Dargestellt sind die Werte für das rechte Ohr, Flugzustand LNC, Sitzposition LW für die maximal mögliche Reduzierung. Es zeigt sich, dass die zu regelnden Frequenzen auf den gleichen Pegel reduziert werden.

Auch wird durch den Pegelanstieg bei den Höherharmonischen Frequenzen $5 \cdot f_{B,LNC}$, $6 \cdot f_{B,LNC}$ und $7 \cdot f_{B,LNC}$ deutlich, dass die Lautsprecher unerwünschte Höherharmonische erzeugen. Diese entstehen durch nichtlineares Übertragungsverhalten der Lautsprecher bei hohen Ansteuerungen und werden auch als Klirrvverzerrungen ([Stark99], S. 48) bezeichnet. Mit steigender Ansteuerung nehmen auch die Klirrvverzerrungen zu. Bei der Auswahl der Aktuatoren werden die Klirrvverzerrungen mit berücksichtigt (vgl. Kap. 5.1.1). Um sie weiter zu reduzieren, sind verschiedene Maßnahmen möglich: Einerseits

könnte man leistungsstärkere Lautsprecher verwenden, die, bezogen auf ihre Maximalleistung, nicht so stark belastet werden müssten und dementsprechend weniger Klirrvverzerrungen verursachen. Dies führt aber zu einer unerwünschten Gewichtssteigerung des Systems. Andererseits könnte man eine nichtlineare Vorentzerrung implementieren und so das nichtlineare Übertragungsverhalten des Lautsprechers auszugleichen. Diese Maßnahme würde aber einen erhöhten Systemaufwand aufgrund der zusätzlichen Bauteile bedeuten. Die erzielte Reduzierung des Schalldruckpegels liegt deutlich über der geforderten Reduzierung. Dadurch ist es nicht notwendig, die Klirrvverzerrungen zu verringern.

Die Pegel der Klirrvverzerrungen steigen bis auf den Pegel der geregelten Frequenzen an. Eine weitere Reduzierung des Schalldruckpegels bei der Grundfrequenz und den beiden ersten Höherharmonischen führt zu einer weiteren Erhöhung des Pegels der vierten bis sechsten Höherharmonischen und damit zu einer Erhöhung des Gesamtpegels. Dadurch wird der erzielbare Regelungserfolg begrenzt.

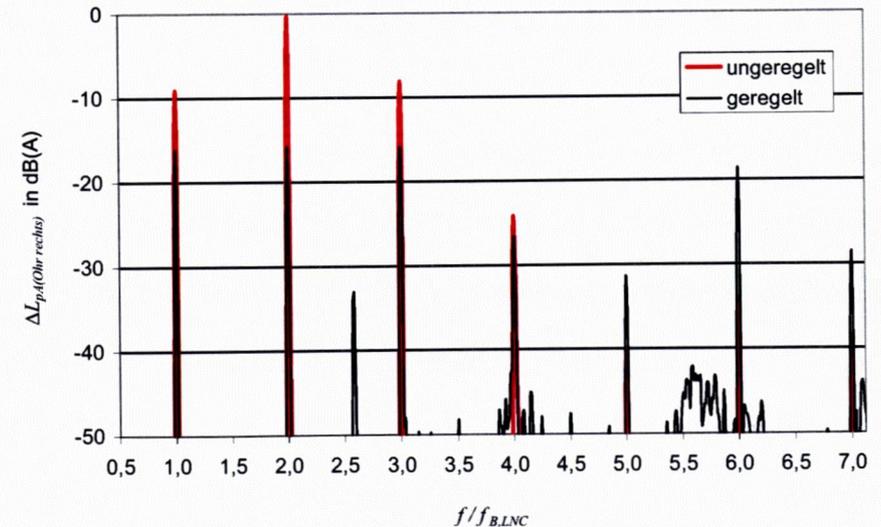


Abb. 5.4: Vergleich geregelt - unregelmäßig für die Konfiguration (II), LNC, LW, rechtes Ohr, maximal mögliche Reduzierung

TLC

Tab. 5.7 und Tab. 5.8 zeigen die Werte entsprechend Tab. 5.5 und Tab. 5.6 für den Flugzustand TLC. Die Konfiguration (III) ist nicht in der Lage, die geforderte Reduzierung des Schalldruckpegels zu erreichen. Die Konfiguration (I) schafft dies für die Sitzpositionen SW und R. Die maximal mögliche Reduzierung liegt hier bei ca. 1dB(A) unter $L_{pA(max,TLC)}$. Die Konfiguration (II) regelt alle Sitzpositionen erfolgreich. Die maximal mögliche Reduzierung liegt zwischen 3 und 6 dB(A) unter $L_{pA(max,TLC)}$. Die maximalen Ansteuerungen liegen in den Fällen, in denen $L_{pA(max,TLC)}$ erreicht wird, deutlich über denen für den LNC.

Sitzposition		LW			SW			R		
		I	II	III	I	II	III	I	II	III
ungeregelt	$\Delta L_{pA}(Ohr\ links)$	1,1			-4,5			4,5		
	$\Delta L_{pA}(Ohr\ rechts)$	3,1			3,3			0,1		
geregelt	$\Delta L_{pA}(Ohr\ links)$	-6,6	-6,4	k.A.	-2,2	-4,5	k.A.	-0,2	0	k.A.
	$\Delta L_{pA}(Ohr\ rechts)$	0	-0,5	k.A.	-0,4	-0,2	k.A.	-0,8	-2,3	k.A.
	$\max(\bar{q}_{ges})/q_{max}$	1,10	0,53	k.A.	0,46	0,26	k.A.	0,34	0,42	k.A.

Tab. 5.7: ΔL_{pA} in dB(A) und $\max(\bar{q}_{ges})/q_{max}$, Reduzierung auf $L_{pA(max,TLC)}$, TLC

Sitzposition		LW			SW			R		
		I	II	III	I	II	III	I	II	III
ungeregelt	$\Delta L_{pA}(Ohr\ links)$	1,1			-4,5			4,5		
	$\Delta L_{pA}(Ohr\ rechts)$	3,1			3,3			0,1		
geregelt	$\Delta L_{pA}(Ohr\ links)$	-6,7	-8,6	-3,9	-1,9	-5,3	-4,8	-1	-5,5	6
	$\Delta L_{pA}(Ohr\ rechts)$	0,1	-2,7	3,8	-1,6	-2,9	3,1	-2	-6	0
	$\max(\bar{q}_{ges})/q_{max}$	1,10	0,86	0,16	0,63	0,51	0,14	0,57	0,8	0,14

Tab. 5.8: ΔL_{pA} in dB(A) und $\max(\bar{q}_{ges})/q_{max}$, maximal mögliche Reduzierung, TLC

5.3.4 Folgerungen

Die Funktionsfähigkeit des Gesamtsystems wird durch die Messungen bestätigt. Der Regelalgorithmus ist in der Lage, verschiedene Flugzustände zu regeln.

Weiterhin lässt sich auch in der experimentellen Umsetzung der zu erzielende Regelungserfolg über den Vergessensfaktor v gegenüber der notwendigen Aktuatoransteuerung gewichten. Daher lässt sich -analog zur Bestimmung des Reglerparameters a in Kap. 4.2.3- die notwendige Reduzierung des Schalldruckpegels (vgl. Forderung B),

S. 2) mit der minimalen Aktuatoransteuerung -und damit der minimalen elektrischen Leistungsaufnahme (vgl. Forderung F)- realisieren. Darüber hinaus werden durch die Minimierung der Aktuatoransteuerung auch die Klirverzerrungen minimiert.

Die Konfiguration (II) ist als einzige in der Lage, für alle Flugzustände und Sitzpositionen den geforderten Regelungserfolg zu erzielen und übertrifft diese Forderung sogar deutlich. Sie ist damit von den drei untersuchten Konfigurationen am besten für diesen Anwendungsfall geeignet.

Die Konfiguration (III) als ‚Standardlösung‘ zur lokalen Geräuschreduzierung ist damit schlechter als die beste durch numerische Optimierung ermittelte Konfiguration.

Die ausgewählten Sekundärquellen sind ausreichend dimensioniert, um die Nebenbedingungen (4.3) und (4.4) zu erfüllen.

5.4 Überprüfung der Konfigurationsoptimierung anhand experimenteller Ergebnisse

Ergänzend zu Kap. 5.3.4 zeigt sich allerdings auch, dass die Konfiguration (II) trotz eines höheren Kostenwertes als die Konfiguration (I) im Experiment besser ist. Die Ursachen hierfür und die sich daraus ergebenden Folgerungen werden nachfolgend erörtert.

5.4.1 Fehlerursachen

Die Übertragungsfunktionen variieren zwischen verschiedenen Messungen aus unterschiedlichen Gründen. Erstens verändern sich die Umgebungsbedingungen wie Schallgeschwindigkeit und Luftdichte zwischen den Messungen, vor allem wenn sie an unterschiedlichen Tagen aufgenommen werden. Zweitens werden die Übertragungsfunktionen zu den ortsfesten Mikrofonen nur für eine Sitzposition gemessen aber für alle Sitzpositionen verwendet (vgl. Kap.5.2.1.1). Die Veränderung der Übertragungsfunktion durch Änderung der Sitzposition wird also nicht berücksichtigt. Drittens werden für die Messung der Übertragungsfunktionen drei oder vier Lautsprecher gleichzeitig installiert (vgl. (2) in Abb. 5.1). Von diesen ist aber nur jeweils Einer aktiv. Die inaktiven Lautsprecher beeinflussen die gemessene Übertragungsfunktion durch das von ihnen verdrängte Luftvolumen. Auch wirkt der inaktive Lautsprecher über Membrane und Spule als Dämpfer und verändert so die Übertragungsfunktionen.

Viertens werden für die Messung der Übertragungsstrecken die Lautsprecher und Mikrophone sequentiell an verschiedenen Positionen eingerüstet. Die Übertragungsfunktionen stammen also aus verschiedenen Messungen, die teilweise auch an ver-

schiedenen Tagen stattfinden. Die Messungen der experimentellen Untersuchung hingegen stammen –für die jeweilige Sitzposition– aus einer Messung. Diese Messung erfolgt mehrere Wochen nach der Bestimmung der Übertragungsfunktionen.

Durch diese Einflüsse kommt es zu einer erheblichen Veränderung der Übertragungsfunktionen.

5.4.2 Abschätzung des zu erwartenden Fehlers

Nur die Primärfelddaten werden sowohl bei der Bestimmung der Übertragungsfunktionen als auch bei der experimentellen Umsetzung gemessen. Daher werden zur Abschätzung des zu erwartenden Fehlers die aus den Übertragungsfunktionen ermittelten Primärfelddaten entsprechend Kap. 5.2.1.2 und die bei der experimentellen Untersuchung der optimierten Konfigurationen gemessenen Primärfelddaten (vgl. Kap. 5.3.3.2) verwendet.

5.4.2.1 Bestimmung des Fehlers

Es werden die Primärfelddaten für die bei beiden Messungen verwendeten vier Mikrophone (48, 49, beide Ohren) der numerisch und experimentell untersuchten Konfigurationen (I) und (II) bestimmt. Entsprechend der numerischen Optimierung werden die Daten für den LNC verwendet.

Für jede untersuchte Frequenz und Sitzposition wird die Differenz des Schalldruckpegels ΔL_{pi} bestimmt. Der Betrag dieser Differenz wird durch

$$e_p = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 |\Delta L_{pi}| \quad (5.3)$$

jeweils über die vier Mikrophone gemittelt. Der mittlere Fehler e_p des Primärfeldes ist für jede untersuchte Frequenz und Sitzposition in Tab. 5.9 aufgeführt. Hierbei ist der hohe Primärfeldfehler für die Grundfrequenz $f_{B,LNC}$ besonders auffällig. Dieser lässt sich nur durch den Umstand erklären, dass sich während einer Messung des Primärfeldes die vier untersuchten Mikrophone in der Nähe eines Schwingungsknotens befunden haben, während sie bei der anderen Messung außerhalb dieses Knotens waren. Eine solche Verschiebung des Schwingungsknotens kann durch die in Kap. 5.4.1 beschriebenen Fehlerursachen entstehen.

Sitzposition	$f_{B,LNC}$	$2f_{B,LNC}$	$3f_{B,LNC}$
LW	7,74	3,79	1,13
SW	7,71	0,65	1,03
R	7,64	3,59	3,06

Tab. 5.9: Mittlerer Primärfeldfehler e_p in dB

5.4.2.2 Anwendung auf die Übertragungsfunktionen

Der Primärfeldfehler e_p wird als Abschätzung für die Veränderung der Übertragungsfunktionen verwendet. Der zu der jeweiligen Frequenz und Sitzposition gehörende Fehler wird einmal positiv und einmal negativ auf alle in (4.7) vorkommenden Übertragungsmatrizen und Primärfelddaten angewendet. Dabei wird bei einer Erhöhung des Primärfeldes (Index $e+$) das Übertragungsverhalten verschlechtert. Entsprechend Gleichung (4.6) führt beides zu einer Erhöhung der Aktuatoransteuerung. Dadurch wird verhindert, dass sich die Veränderungen der Übertragungsmatrizen und Primärfelddaten gegenseitig aufheben. Bei einer Verringerung des Primärfeldes (Index $e-$) wird das Übertragungsverhalten verbessert. Es gilt:

$$\underline{p}_{poe\pm} = \underline{p}_{po} \cdot 10^{\pm e_p/20} \quad (5.4)$$

$$\underline{p}_{pe\pm} = \underline{p}_p \cdot 10^{\pm e_p/20} \quad (5.5)$$

$$\underline{z}_{oe\pm} = \underline{z}_o \cdot 10^{\mp e_p/20} \quad (5.6)$$

$$\underline{z}_{e\pm} = \underline{z} \cdot 10^{\mp e_p/20} \quad (5.7)$$

5.4.2.3 Bestimmung der p-q-Kurven

Die p-q-Kurven (vgl. Abb. 4.1) werden aus den Gleichungen (4.6) bis (4.12) für $0,0001 \leq a \leq 0,3$ berechnet. Durch den festgelegten Bereich für a kommt es auch zu den unterschiedlichen ‚Längen‘ der p-q-Kurven. Die Berechnung erfolgt für die Konfigurationen (I) und (II) für alle Sitzpositionen. Die Kurven werden sowohl ohne Fehler als auch mit positivem und negativem Fehler berechnet. Die beiden Fehlerkurven ergeben dabei keine Toleranzgrenze, außerhalb der keine Messwerte liegen dürfen, sondern nur einen Anhalt, in welcher Größenordnung der Fehler etwa liegen wird.

5.4.3 Vergleich für die gemessenen Konfigurationen

Abb. 5.5 und Abb. 5.6 zeigen die aus der Optimierung stammenden Gewichtungs- und Fehlerkurven für die Konfigurationen (I) und (II). Zum Vergleich werden die in Tab. 5.5 und Tab. 5.6 angegebenen Daten der experimentellen Untersuchung des ANR-Systems aufgetragen (+, x). Diese liegen im Idealfall auf der Gewichtungskurve.

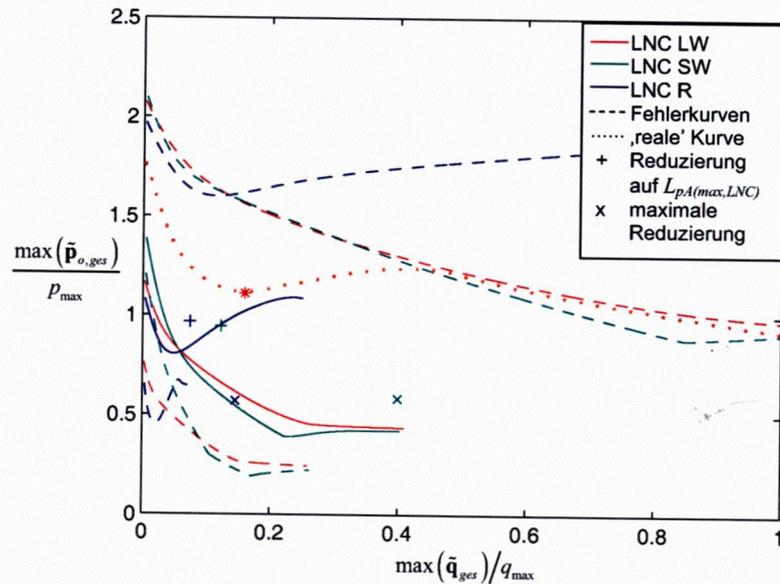


Abb. 5.5: Vergleich Optimierung - Experiment für die Konfiguration (I)

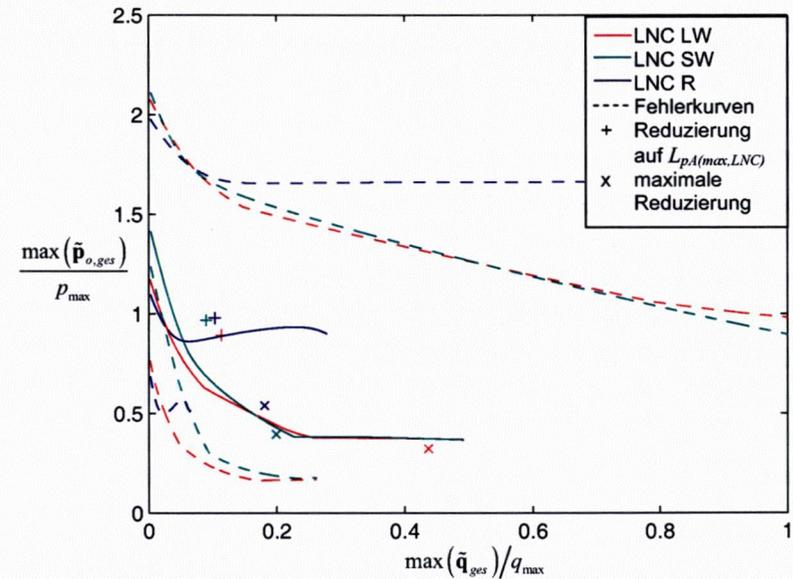


Abb. 5.6: Vergleich Optimierung - Experiment für die Konfiguration (II)

5.4.4 Bewertung der festgestellten Abweichungen

Die experimentellen Werte liegen innerhalb der Fehlerkurven. Trotzdem ergeben sich für die Sitzposition R bei beiden Konfigurationen und für die Sitzposition LW bei der Konfiguration (I) erhebliche Abweichungen.

Dabei ist vor allem die letztgenannte Abweichung von entscheidender Bedeutung. Hierbei hat die experimentelle Untersuchung gezeigt, dass die notwendige Reduzierung des Schalldruckpegels nicht erreicht werden konnte, obwohl dies anhand der p-q-Kurve zu erwarten war. Weiterhin hat die experimentelle Untersuchung gezeigt, dass eine weitere Erhöhung der Aktuatoransteuerung über den Punkt der maximal möglichen Reduzierung (* in Abb. 5.5) hinaus zu einer Erhöhung des Schalldruckpegels führt. Die real vorhandene p-q-Kurve für die Konfiguration (I), LNC, LW könnte also wie die rot gepunktete Kurve in Abb. 5.5 verlaufen. Diese Kurve liegt innerhalb der Fehlerkurven und ähnelt dem Verlauf der p-q-Kurve für die Konfiguration (II), LNC, R in Abb. 5.6. Der Punkt für die maximal mögliche Schallreduktion bei $\max(\tilde{q}_{ges})/q_{max} = 1$ wird bei der experimentellen Untersuchung nicht erreicht, da die experimentelle Untersuchung mit Erreichen des lokalen Minimums der p-q-Kurve (*) beendet wird.

Die experimentellen Ansteuerungen liegen in den meisten Fällen über den numerisch ermittelten. Dadurch wird der Kostenwert der entsprechenden Konfiguration erheblich verändert. Ein niedriger Kostenwert bei der numerischen Optimierung garantiert also nicht den Erfolg bei der experimentellen Umsetzung.

5.4.5 Auswirkungen

Insgesamt lässt sich feststellen, dass die Übereinstimmung zwischen der Optimierung und den experimentellen Daten ausreicht, um das Optimierungsverfahren als Hilfsmittel bei der Auslegung eines ANR-Systems zu verwenden. Sie kann genutzt werden, um die Konfigurationen zu ermitteln, bei denen eine experimentelle Untersuchung besonders Erfolg versprechend erscheint. So lässt sich der experimentelle Aufwand wesentlich verringern.

Es hat sich allerdings gezeigt, dass die numerische Optimierung experimentelle Untersuchungen nicht vollständig ersetzen kann. Die zu erwartenden Fehler lassen eine eindeutige Aussage über die Funktionsfähigkeit einer Konfiguration nur mittels Experiment zu.

6 Zusammenfassung und Ausblick

6.1 Zusammenfassung

Mit den in dieser Arbeit vorgestellten Verfahren ist es möglich, ein aktives Geräuschreduzierungssystem für hohe tonale Lärmpegel auszulegen.

Der aus der Literatur bekannte FxLMS-Algorithmus wird entsprechend den Anforderungen angepasst. Er ist nun darauf ausgelegt, sowohl mehrere Lastfälle als auch Sitzpositionen zu regeln. Weiterhin lässt sich der zu erzielende Regelungserfolg einstellen. Dadurch wird den zu erwartenden hohen Aktuatoransteuerungen bei hohen Lärmpegeln Rechnung getragen.

Die Funktionsfähigkeit des Regelungsalgorithmus wird experimentell nachgewiesen.

Für die Positionsoptimierung von Aktuatoren und Sensoren wird ein neues Verfahren zur Kostenwertbestimmung für eine einzelne Konfiguration vorgestellt. Dieses Verfahren zeichnet sich dadurch aus, dass es –analog zum Regelalgorithmus– nicht nur den erzielten Regelungserfolg, sondern auch die dafür notwendige elektrische Leistung berücksichtigt. Die Kostenwertbestimmung wird in das aus der Literatur bekannte COSA-Verfahren eingebunden.

Die mit diesem Verfahren ermittelten Positionen werden experimentell verifiziert. Dabei zeigt sich, dass die ermittelten Positionen als Basis für eine experimentelle Optimierung dienen können. Diese experimentelle Optimierung lässt sich durch das numerische Verfahren vereinfachen, nicht aber ersetzen.

In der Literatur wird bisher keine Positionsoptimierung für die aktive Geräuschreduzierung in einem halbgelochenen Volumen vorgestellt. Diese Lücke wird mit der vorliegenden Arbeit geschlossen. Aufgrund der besonderen Gegebenheiten bei einem halbgelochenen Volumen wird eine spezielle Anordnung der Aktuatoren gewählt. Diese Anordnung wird in [Breitbach05] zum Patent angemeldet.

Sowohl die numerischen als auch die experimentellen Untersuchungen verdeutlichen, dass ein lokales Regelungssystem auch bei wechselnden Sitzpositionen und Flugzuständen geeignet ist.

Die Funktionsfähigkeit des Prototypen wird nachgewiesen.

Damit wird erstmals ein ANR-System vorgestellt, welches nicht darauf ausgelegt ist, eine möglichst hohe Reduzierung des Schalldruckpegels zu erreichen. Ziel ist es vielmehr, eine vorgegebene Reduzierung mit möglichst geringem Aufwand zu erzielen.

6.2 Ausblick

Durch die Anpassung des FxLMS-Algorithmus ist ein funktionsfähiges Referenzsystem vorhanden. Hieran können weitere Veränderungen des Algorithmus experimentell untersucht werden. Zum einen kann die Anpassung der Gewichtungsfaktoren für die einzelnen Frequenzen unabhängig von der A-Bewertung untersucht werden. Zum anderen kann ein automatisches Nachführen des Sekundärstreckenmodells bei Änderungen der Sitzposition implementiert werden.

Für die Positionsoptimierung ergibt sich Verbesserungspotential durch Berücksichtigung der zu erwartenden Fehler bei der Optimierung. Dies kann beispielsweise dadurch erfolgen, dass die Übertragungsmatrizen und Primärfelddaten mit einem zufälligen Fehler versehen werden. Es kann untersucht werden, ob das Optimierungsverfahren dadurch Konfigurationen bevorzugt, die robust gegen Änderungen der Übertragungsfunktionen sind.

A Anhang

A.1 Herstellerangaben

Nachfolgend sind die Herstellerangaben und selbst ermittelten technischen Daten für die verwendeten Geräte aufgeführt. Berücksichtigt werden nur Geräte, die für den **Betrieb** des ANR-Systems notwendig sind.

Spezifikationen		Thiele/Small-Parameter	
Nennbelastbarkeit	k.A.	f_s / Hz	63
Programmbelastbarkeit	200 W	R_{DC} / Ω	11
Nennimpedanz	16 Ω	S_d / m^2	0,0133
Übertragungsbereich (-10 dB)	63 - 5500 Hz	Q_{ms}	6,3
Empfindlichkeit (1W/1m)	92,5 dB	Q_{es}	0,42
Schwingspuldurchmesser	45 mm	Q_{is}	0,39
Abmessungen / Gewicht		V_{as} / l	13,4
Nomineller Durchmesser	152 mm	M_{ms} / kg	0,0125
Schallwandöffnung	k.A.	Bl / T^*m	11,4
Gewicht	1,25 kg	X_{max} / mm	± 5
Empfohlenes Gehäusevolumen	10 - 40 l	L_{vc} @ 1 kHz / mH	1,47
Material			
Korb	k.A.		
Magnet	Neodym		
Membran	k.A.		
Spule	Aluminium		

Tab. A.1: Herstellerangaben für 18Sound 6ND430 gemäß [Sommer05], S. 92

Modell	DigiMod 1000	DigiMod 1000NPS
Netzteil		
Spannungsversorgung	195-250 VAC, 50/60 Hz, 1,6 A (E)	± 75 VDC, 7 A (Power Bus)
	95-125 VAC, 50/60 Hz, 3,2 A (O)	± 15 VDC, 0,3 - 0,7 A (Aux Supply)
		+ 7 VDC, 0,5 A
Versorgung für DM 1000NPS wird durch Master-/Slave-Connector von DM 1000 bereitgestellt.		
Abmessungen / Gewicht		
(BxTxH)	216 x 122 x 51 mm ³	146 x 122 x 51 mm ³
Gewicht	1,1 kg	0,6 kg
Audio-Sektion		
Slew Rate	50 V/μs @ 8 Ω	
SNR	> 105 dB(A)	
Verzerrungen	< 0,5 % (THD, DIM, SMPTE)	
Eingänge	symmetrisch	
Impedanz	10 kΩ	
Verstärkung	32 dB	
Bandbreite	10 Hz - 30 kHz	
Dämpfungsfaktor	100 Hz > 500 @ 8 Ω	
	1 kHz > 200 @ 8 Ω	
	10 kHz > 100 @ 8 Ω	
Ausgangsleistung (gemessen bei 230 VAC)		
kontinuierlich	390 W @ 4 Ω, 240 W @ 8 Ω, (1 kHz, 0,5 % THD, beide Kanäle)	
EIAJ	500 W @ 4 Ω, 260 W @ 8 Ω, (1 kHz, 1,0 % THD, beide Kanäle)	
	1000 W @ 8 Ω, 520 W @ 16 Ω, (1 kHz, 1,0 % THD, gebrückt)	

Tab. A.2: Herstellerangaben für DigiMod-Module gemäß [Sommer05], S. 91

Durchmesser	1/2"
Optimiert für	Freifeld
Nominelle Sensitivität	31,6 mV/Pa
Polarisationsspannung	DeltaTron
Optimierter Frequenzgang ±2dB	20 - 12500 Hz
Dynamik mit Vorverstärker	19 dB(A) – 141 dB
Vorverstärker	2671
TDSUTID	769

Tab. A.3: Herstellerangaben für B&K 4188-A-021 gemäß [B&K05e]

Durchmesser	1/4"
Optimiert für	Array
Nominelle Sensitivität („Open-circuit“)	5,6 mV/Pa
Polarisationsspannung	0 V
Optimierter Frequenzgang	50 - 5000 Hz
Dynamik mit Vorverstärker	32 dB(A) – 140 dB
Eigenrauschen	35 dB(A)
Entlüftung	vorne
Untere Grenzfrequenz (<3 dB)	<50 Hz
Temperaturbereich (Betrieb)	-10 – 55 °C
Vorverstärker	DeltaTron

Tab. A.4: Herstellerangaben für B&K 4935 gemäß [B&K05d]

	4188-A-021	4935
Länge	95 mm	65 mm
Gewicht	50 g	5,5g

Tab. A.5: Gemessene technische Daten für B&K 4188-A-021 und 4935

Abmessungen (B*H*T)	449 x 43,6 x 254 mm ³ , (19"Einbaumaß)
Gewicht	2,5 kg

Tab. A.6: Gemessene technische Daten für B&K 2694

Prozessor	IBM PowerPC 750FX, 800 MHz
	Bis zu 4 Instruktionen parallel 32 KB L1 Daten Cache
Speicher	512 KB L2 Cache
	128 MB SDRAM globaler Hauptspeicher für Host Datenaustausch und Applikationen
	16 MB Flashspeicher zum Booten von Firmware und Applikationen

Tab. A.7: Herstellerangaben für DS1105 gemäß [dSPACE03], S. 198

Analoge Eingänge	20 12-Bit Kanäle mit 5 separaten A/D Konvertern (unsymmetrisch)
	Simultanes Halten und Abtasten für jeden Kanal
	32,5 μs Umwandlungszeit (alle Konverter) ±10V Eingangsspannung
Analoge Ausgänge	8 parallele 12-Bit Kanäle
	6 μs typische Einstellzeit (Skalenendwert)
	±10V Ausgangsspannung Sofortiger Ausgang

Tab. A.8: Herstellerangaben für DS2201 gemäß [dSPACE03], S. 208

Abmessungen (B*H*T)	344 x 164 x 444 mm ³
Gewicht	11,3 kg
Spannungsversorgung	85 – 265 V, 250 W
Temperaturbereich	0 – 50 °C

Tab. A.9: Herstellerangaben für PX10 gemäß [dSPACE03], S. 267

A.2 Lautsprecher- und Mikrofonpositionen

Die nachfolgenden Abbildungen zeigen die verwendeten Lautsprecher- und Mikrofonpositionen. Die Positionen, die im Text explizit erwähnt werden, sind durch stärkere Linien und die entsprechende Nummer gekennzeichnet. Die Skizzen sind nicht maßstäblich. Sie sollen nur einen Überblick über die Positionen geben.

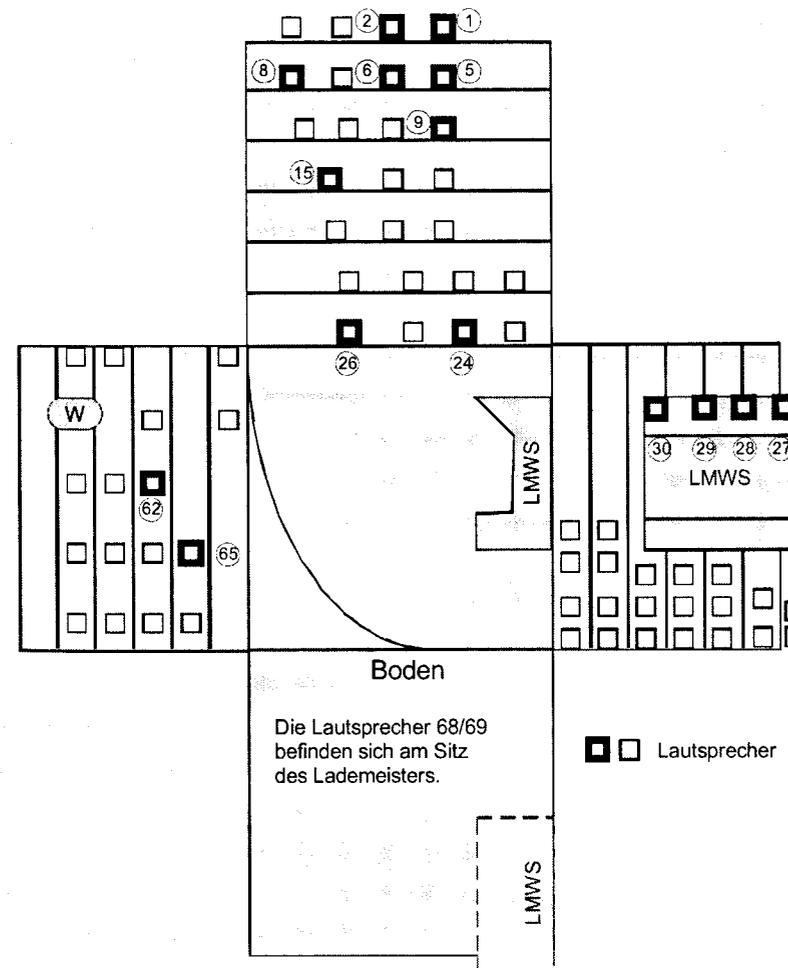


Abb. A.1: Im „mock-up“ installierte Lautsprecher

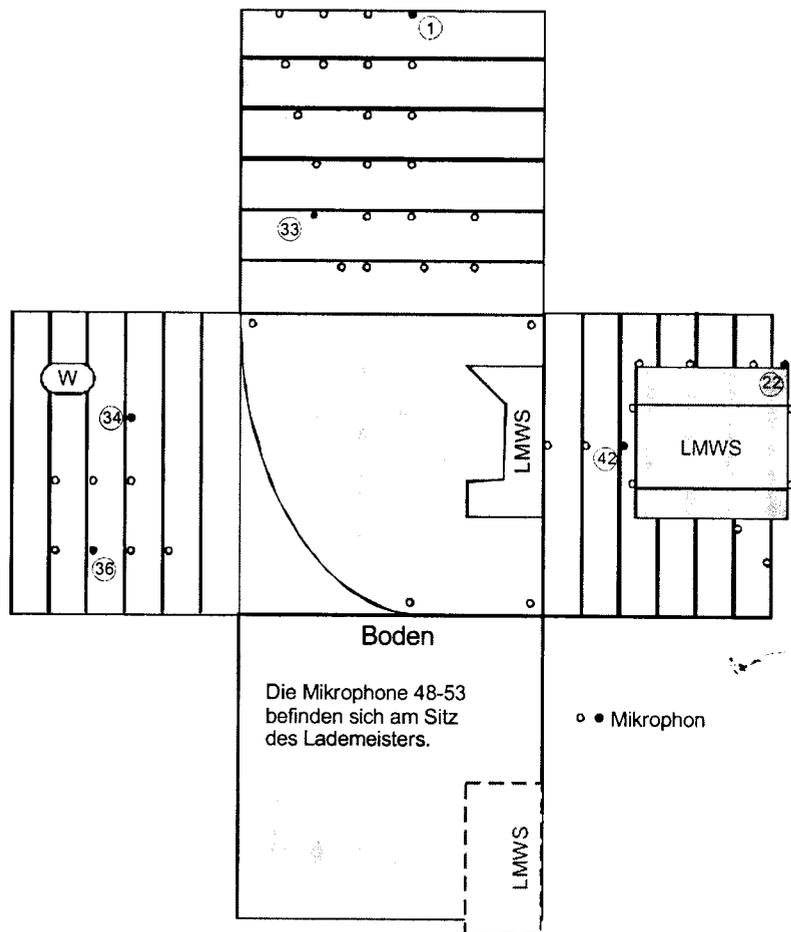


Abb. A.2: Im „mock-up“ installierte Mikrophone

A.3 Parameter

Nachfolgend sind die eingestellten Parameter für die vorgestellten Verfahren und Geräte aufgeführt.

Parameter	Wert
b	0,9
N	100
θ	$[q_{\max}] / q_{\max}$
κ	$\frac{3gL}{20 \lg \left(\frac{\max(\bar{p}_{po,ges})}{p_{\max}} \right)}$
g	4/3 für $L=2$; 2/3 sonst

Tab. A.10: Eingestellte Parameter für das COSA-Verfahren gemäß [Böhme05b], S. 29, 45

	Parameter	Wert
Signalgenerator	Signalform	random
	Signal-Level	250 mV rms
	Frequenzbereich	50 – 450 Hz
FFT Analysator	Anzahl der Linien	3200
	Frequenzbereich	0 – 3200 Hz
	Mittelungen	100 (exponentiell)
	Überlappung	maximal
	Fensterfunktion	Hanning
	Übertragungsfunktion	H 1

Tab. A.11: Eingestellte Parameter für PULSE bei der Messung der Übertragungsfunktionen

	Parameter	Wert
FFT Analysator	Anzahl der Linien	3200
	Frequenzbereich	0 – 3200 Hz
	Mittelungen	10 (exponentiell)
	Überlappung	maximal
	Fensterfunktion	Hanning

Tab. A.12: Eingestellte Parameter für PULSE bei der experimentellen Umsetzung

Parameter	Wert	Quelle
$A^2(f_1)$	0,2362	[Sommer05], S. 67
$A^2(f_2)$	0,6358	
t_{an}	0,1s	[Klünder04], S. 36
t_{ab}	0,002s	
t_{r1}	0,3s	[Klünder04], S. 45
t_{r2}	0,01s	
M	6	[Sommer05], S. 82
L	7	
K	4	
K_M	128	

Tab. A.13: Eingestellte Parameter des Reglers

Parameter	Wert
Verstärkung	+ 10 dB
Speisung	Deltatron

Tab. A.14: Eingestellte Parameter für den B&K Verstärker 2694

Parameter	Wert
Eckfrequenz	350 Hz

Tab. A.15: Eingestellte Parameter für die Tiefpassfilter

Literaturverzeichnis

- [Asano95] Asano, F.; et al.: Optimization of control source location in active control systems. In: Active95, Newport Beach, CA, USA. 1995, S. 489-498.
- [Baek95] Baek, K. H.; Elliott, S. J.: Natural Algorithms for Choosing Source Locations in Active Control systems. *Journal of Sound and Vibration*, 186 (1995) 2, S. 245-268.
- [Benzaria94] Benzaria, E.; Martin, V.: Secondary source locations in active noise control: Selection or optimization? *Journal of Sound and Vibration*, 173 (1994) 1, S. 137-144.
- [Benzaria95] Benzaria, E.; Martin, V.: Constrained Optimization of Secondary Source Locations: Multipolar Source Arrangements. In: Active95, Newport Beach, CA, USA. 1995, S. 499-510.
- [BlmSchG] Gesetz zum Schutz vor schädlichen Umwelteinwirkungen durch Luftverunreinigungen, Geräusche, Erschütterungen und ähnliche Vorgänge (Bundes-Immissionsschutzgesetz - BImSchG) vom 26.09.2002.
- [Böhme05a] Böhme, S.: Optimierung und Dokumentation eines COSA-Programms zur Bestimmung von Aktuator- und Sensor- Positionen. Hamburg, Helmut-Schmidt-Universität, Studienarbeit, 2005.
- [Böhme05b] Böhme, S.: Optimierungsverfahren zur Bestimmung der Aktuator- und Sensorpositionen für ein aktives Geräuschreduzierungssystem. Hamburg, Helmut-Schmidt-Universität, Diplomarbeit, 2005.
- [Borchers94] Borchers, I. U.; et al.: Selected flight test data and control system results of the ASANCA project. In: DAGA, Bad Honnef. 1994, S. 183-189.
- [Botto05] Botto, M. A.; Sousa, J. M. C. und Sa da Costa, J. M. G.: Intelligent active noise control applied to a laboratory railway coach model. *Control engineering practice*, 13 (2005) 4, S. 473-484.

- [Breitbach05] Schutzrecht Patentanmeldung Airbus Deutschland GmbH. Pr.: Akz 10 2005 016 021.2 2005-04-07. - Breitbach, H.; Gerner, C. und Sachau, D.: Aktives Gegenschallsystem mit spezieller Anordnung der Sekundäraktuatoren zur Reduzierung eines Schalldurchgangs an einer offenen Grenzfläche zweier Volumina, aktive Gegenschallsystem-Anordnung, Verfahren zur aktiven Schallwellenreduzierung und Verwendung eines aktiven Gegenschallsystems zur aktiven Schallwellenreduzierung für ein zumindest teilweise geöffnetes Kontrollvolumen.
- [Bronstein95] Bronstein, I. N.; Semendjajew, K. A. und Musiol, G.: Taschenbuch der Mathematik. 2. Aufl. Thun: Deutsch, 1995.
- [B&K03] Brüel&Kjær: PULSE Analyzers & Solutions - Product Catalogue. Juli 2003.
- [B&K05a] Brüel&Kjær: Deltatron Conditioning Amplifiers. <http://www.bksv.com/3076.asp> (2005-04-11)
- [B&K05b] Brüel&Kjær: Generator, 4/2ch. Input/Output Module - Type 3109. <http://www.bksv.com/3021.asp> (2005-04-11)
- [B&K05c] Brüel&Kjær: Multichannel Portable PULSE - Type 3560D. <http://www.bksv.com/3014.asp> (2005-04-11)
- [B&K05d] Brüel&Kjær: Special Microphones. <http://www.bksv.com/3035.asp> (2005-04-11)
- [B&K05e] Brüel&Kjær: TEDS Microphone - Preamplifier Combinations. <http://www.bksv.com/3036.asp> (2005-04-11)
- [Carne95] Carne, C.; Delemotte, V. und Montassier, A.: ANR (Active Noise Reduction) in Turbo-Prop Aircraft. In: Active 95, Newport Beach, CA, USA. 1995, S. 607-618.
- [Cerny85] Cerny, V.: Thermodynamical Approach to the Travelling Salesman Problem: An Efficient Simulation Algorithm. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 45 (1985), S. 41-51.
- [Chang03] Chang, C.-Y.; Shyu, K.-K.: Active noise cancellation with a fuzzy adaptive filtered-X algorithm. *IEE proceedings*, 150 (2003) 5, S. 416-422.

- [Diamantis02] Diamantis, Z. G.; Tsahalos, D. T. und Borchers, I. U.: Optimization of an Active Noise Control System Inside an Aircraft, Based on the Simultaneous Optimal Positioning of Microphones and Speakers, with the Use of a Genetic Algorithm. *Computational optimization and applications*, 23 (2002) 1, S. 65-76.
- [DIN1320] DIN 1320: Akustik: Begriffe. Berlin: Beuth, 1997.
- [DIN61672] DIN EN 61672, Teil 1: Schallpegelmesser; Anforderungen. Berlin: Beuth, 2003.
- [dSPACE03] dSPACE GmbH: Solutions for Control - Catalog 2004. 2003.
- [Elliott90] Elliott, S. J.; et al.: In-flight experiments on the active control of propeller-induced cabin noise. *Journal of Sound and Vibration*, 140 (1990) 2, S. 219-238.
- [Elliott01] Elliott, S. J.: Signal Processing for Active Control. 1. Aufl. San Diego, CA: Academic Press, 2001.
- [Geiger02] Geiger, C.; Kanzow, C.: Theorie und Numerik restringierter Optimierungsaufgaben. Berlin: Springer, 2002.
- [Gibbs93] Gibbs, G. P.; Clark, R. I.: Feedforward higher harmonic control using the H-TAG algorithm. In: NOISE-CON 93, Williamsburg, VA. 1993, S. 541-546.
- [Gorman04] Gorman, J.; Hinchliffe, R. A. und Stothers, I.: Active Sound Control On The Flight Deck Of A C130 Hercules. In: Active 04, Williamsburg, VA, USA. 2004.
- [Hanselka01] Hanselka, H.; Sachau, D.: German Industrial Research Project ADAPTRONIK: Content, Results and Outlook. In: Smart Structures and Materials 2001: Industrial and Commercial Application of Smart Structures Technologies, San Diego, CA, USA. 2001, Proc. of SPIE Vol. 4332, S. 29-36.
- [Hashimoto95] Hashimoto, H.; et al.: Active control for seat audio system. In: Active 95, Newport Beach, CA, USA. 1995, S. 1279-1290.
- [Heinzelmann04] Heinzelmann, P. J.: Quiet Traffic - Goals and Focus of Research in Germany. In: The 33rd International Congress and Exposition on Noise Control Engineering, Prague, Czech Republic. 2004.
- [Henn99] Henn, H.; Sinambari, G. R. und Fallen, M.: Ingenieurakustik. 2. Aufl. Braunschweig/Wiesbaden: Friedr. Vieweg & Sohn, 1999.

- [Hodgson03] Hodgson, M.; Guo, J. und Germain, P.: Active local control of propeller-aircraft run-up noise. *The journal of the Acoustical Society of America*, 114 (2003) 6, S. 3201-3210.
- [Hofmann03] Hofmann, C.: Experimentelle und numerische Verfahren zur Untersuchung aktiver Lärminderungskonzepte. Stuttgart, Universität, Diss., 2003.
- [Holland92] Holland, J. H.: Genetische Algorithmen. *Spektrum der Wissenschaft*, September (1992), S. 44-51.
- [Hugin04] Hugin, C. T.; Hatch, C.: Optimal actuator placement for reduction of helicopter vibration. In: Eleventh International Congress on Sound and Vibration, St. Petersburg, Russia. 2004, S. 433-440.
- [Johnson89] Johnson, D. S.; et al.: Optimization by Simulated Annealing: An Experimental Evaluation, Part I - Graph Partitioning. *Operations Research*, 37 (1989) 6, S. 865-892.
- [Kim95] Kim, J.-K.; Ih, J.-G.: On the Positioning of Control Sources for Active Noise Control in 3-Dimensional Enclosed Space. In: Active95, Newport Beach, CA, USA. 1995, S. 511-518.
- [Kirkpatrick83] Kirkpatrick, C.; Gelatt, C. D. J. und Vecchi, M. P.: Optimization by Simulated Annealing. *Science*, 220 (1983), S. 671-680.
- [Kländler04] Kländler, C.: Verbesserung eines adaptiven Systems zur Reduzierung von Propellerlärm. Hamburg, Helmut-Schmidt-Universität, Studienarbeit, 2004.
- [Kochan05] Kochan, K.: Automotive Interior Active Noise Cancellation. Hamburg, Helmut-Schmidt-Universität, Diplomarbeit, 2005.
- [Kosmol89] Kosmol, P.: Methoden zur numerischen Behandlung nichtlinearer Gleichungen und Optimierungsaufgaben. Stuttgart: Teubner, 1989.
- [Kuo96] Kuo, S. M.; Morgan, D. R.: Active noise control systems: algorithms and DSP implementations. New York, NY: Wiley, 1996.
- [Kuo99] Kuo, S. M.; Morgan, D. R.: Active Noise Control: A Tutorial Review. *Proceedings of the IEEE*, 87 (1999) 6, S. 943-973.

- [Kuo00] Kuo, S. M.; Morgan, D. R.: Review of DSP Algorithms for Active Noise Control. In: IEEE International Conference on CONTROL Applications, Anchorage, AK, USA. 2000, S. 243-248.
- [Lueg36] Schutzrecht US 2,043,416 Patent (1936-06-09). Paul Lueg. Pr.: 1934-03-08. - Lueg, P.: Process of silencing sound oscillations.
- [Lunze02] Lunze, J.: Regelungstechnik 2 - Mehrgrößensysteme, digitale Regelung. 2. Aufl. Berlin: Springer, 2002.
- [Manolas00] Manolas, D. A.; Borchers, I. U. und Tsalhalis, D. T.: A genetic algorithm for optimal positioning of actuators in active noise control: Results from the ASANCA project. *Engineering Computations*, 17 (2000) 5, S. 620-630.
- [Metropolis53] Metropolis, N.; et al.: Equation of State Calculations by fast Computing Machines. *Journal of Chemical Physics*, 21 (1953) 6, S. 1087-1092.
- [MI03] MONACOR INTERNATIONAL GmbH: Electronics2003. Katalog 66: 2003.
- [Montazeri04] Montazeri, A.; Poshtan, J.: A Nonlinear Multichannel Active Noise Control System Using Neural Networks. In: Eleventh International Congress on Sound and Vibration, St. Petersburg, Russia. 2004, S. 2703-2710.
- [North92] North, R. C.; et al.: Comparison of Adaptive Lattice Filters to LMS Transversal Filters for Sinusoidal Cancellation. In: ICASSP, Piscataway, NJ, USA. 1992, 4, S. 33-36.
- [Papalambros00] Papalambros, P. Y.; Wilde, D. J.: Principles of optimal design: modeling and computation. 2. Aufl. Cambridge: Cambridge University Press, 2000.
- [Pareto71] Pareto, V.: Manual of political economy. New York: Kelley, 1971.
- [Pawelczyk04] Pawelczyk, M.: Adaptive noise control algorithms for active headrest system. *Control engineering practice*, 12 (2004) 9, S. 1001-1112.
- [RL2003/10/EG] Richtlinie 2003/10/EG des Europäischen Parlaments und des Rates vom 6. Februar 2003 über Mindestvorschriften zum Schutz von Sicherheit und Gesundheit der Arbeitnehmer vor der Gefährdung durch physikalische Einwirkungen (Lärm) (17. Einzelrichtlinie im Sinne des Artikels 16 Absatz 1 der Richtlinie 89/391/EWG).

- [Rohde01] Rohde, T.: Möglichkeiten und Grenzen der Lärminderung in Turboprop-Flugzeugen durch aktive Strukturbeeinflussung mittels Piezokeramiken. Berlin, Technische Universität, Diss., 2001.
- [Romeu04] Romeu, J.; et al.: Local Active Noise Attenuation for Passengers in Small Aircraft. In: Eleventh International Congress on Sound and Vibration, St. Petersburg, Russia. 2004, S. 1895-1902.
- [Sachau00] Sachau, D.; Breitbach, E. J.: Overview of adaptronics in aerospace and traffic engineering. In: Seventh International Congress on Sound and Vibration, Garmisch-Partenkirchen, Germany. 2000, S. 131-138.
- [Sennheiser05] Sennheiser electronic GmbH & Co. KG: Produkte: HDC 451-1. <http://www.sennheiser.com/sennheiser/icm.nsf/root/04059> (2005-05-24)
- [Sjösten03] Sjösten, P.: Active Noise Control of Enclosed Sound Fields. Göteborg, Chalmers University of Technology, Diss., 2003.
- [Sommer05] Sommer, J.: Projektierung eines experimentellen ANR-Systems zur Reduzierung von tonalem Propellerlärm. Hamburg, Helmut-Schmidt-Universität, Diplomarbeit, 2005.
- [Stark99] Stark, B.: Lautsprecher-Handbuch: Theorie und Praxis des Boxenbauens. 7. Aufl. München: Pflaum, 1999.
- [Tsahalis00] Tsahalis, D. T.; Katsikas, S. K. und Manolas, D. A.: A genetic algorithm for optimal positioning of actuators in active noise control: results from the ASANCA project. *Aircraft engineering and aerospace technology*, 72 (2000) 3, S. 252-257.
- [vdAuweraer97] Van der Auweraer, H.; et al.: Comparison of Structural and Acoustical Active Noise Control Performance of the Focker 100 Based on Experimental Simulation Models. In: Active97, Budapest, Hungary. 1997, S. 491-498.
- [Viscardi04] Viscardi, M.; Rusciano, N. und Lecce, L.: Active Noise Control within a General Aviation Aircraft. In: Eleventh International Congress on Sound and Vibration, St. Petersburg, Russia. 2004, S. 565-572.
- [Wendt95] Wendt, O.: Tourenplanung durch Einsatz naturanaloger Verfahren. Wiesbaden: Dt. Univ.-Vlg.; Gabler, 1995.

- [Zhang04] Zhang, Q.-Z.; Woon-Seng, G.: Active noise control using a simplified fuzzy neural network. *Journal of Sound and Vibration*, 272 (2004), S. 437-449.
- [Zölzer97] Zölzer, U.: Digitale Audiosignalverarbeitung. 2. Aufl. Stuttgart: Teubner, 1997.

Lebenslauf

Christian Gerner	
19.12.1974	geboren in Weert/NL
1981 - 1985	Grundschule in Hannover
1985 - 1987	Orientierungsstufe in Hannover
1987 - 1994	Gymnasium Leoninum, Handrup im Emsland Abschluss: Allgemeine Hochschulreife
seit 07/1994	Dienst in der Bundeswehr Laufbahn: Offizier des Truppendienstes der Marine
10/1995 – 11/1998	Studium der Luft- und Raumfahrttechnik an der Universität der Bundeswehr München Vertiefungsrichtung: Flugzeugbau Abschluss: Diplom-Ingenieur
11/1998 – 04/2000	Ausbildung innerhalb der Marine
04/2000 – 09/2002	technische Verwendung an Bord einer Fregatte
seit 10/2002	Wissenschaftlicher Mitarbeiter Offizier bei Univ.-Prof. Dr.-Ing. D. Sachau, Professur für Mechatronik, Fachbereich Maschinenbau der Helmut-Schmidt-Universität / Universität der Bundeswehr Hamburg