Dynamische Modellierung und Regelung des Auftriebs von realen Hochauftriebskonfigurationen mittels Strömungsbeeinflussung auf der Klappe

vorgelegt von
Diplom-Ingenieur
Notger Heinz
aus Berlin

Von der Fakultät III - Prozesswissenschaften
der Technischen Universität Berlin
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
Dr.-Ing.

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing Matthias Kraume
Berichter: Prof. Dr.-Ing. Rudibert King
Berichter: Prof. Dr.rer.nat. Dr.-Ing. Andreas Dillmann

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 10.05.2011

Berlin 2011

D 83

ISBN 978-3-7983-2337-7 (Druckausgabe)
ISBN 978-3-7983-2338-4 (Online-Version)

Berlin 2011

Gedruckt auf säurefreiem, alterungsbeständigem Papier.

Druck/ Printing:	Endformat, Ges. für gute Druckerzeugnisse mbH Köpenicker Str. 187-188, 10997 Berlin
Verlag/ Publisher:	Universitätsverlag der TU Berlin Universitätsbibliothek Fasanenstr. 88 (im VOLKSWAGEN-Haus), D-10623 Berlin Tel.: (030)314-76131; Fax.: (030)314-76133 E-Mail: publikationen@ub.tu-berlin.de http://www.univerlag.tu-berlin.de

Kurzfassung

Aktive Strömungskontrolle unter Verwendung von ausblasenden Ventilen ist eine etablierte Methode zur Beeinflussung von Strömungen. Nach zahlreichen Grundlagenuntersuchungen, besonders zur Wirkung der Ausblasung an der Hinterkantenklappe, werden zunehmend Untersuchungen der Anwendbarkeit auf flugrelevante Konfigurationen durchgeführt. Hier versucht man, den Auftrieb in bestimmten Flugsituationen zu erhöhen, mit dem Fernziel eines gewichts- und wartungsreduzierten Flügels. Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Regelung des Auftriebs an solchen Konfigurationen. Dies würde zum einen ein bestimmtes gewünschtes Auftriebsniveau sichern helfen und zum anderen den Auftrieb innerhalb physikalisch begründeter Grenzen willkürlich einstellbar machen.

Hierzu werden drei Konfigurationen mit zunehmender Realitäts- bzw. Einsatznähe vorgestellt: Beginnend mit einem Windkanalmodell in annähernd zweidimensionaler Strömung und Spaltklappe über ein Modell eines realen Flügels mit Spaltklappe und schließlich einem entsprechend ausgerüsteten Versuchsflugzeug wurde untersucht, welche Dynamik das Anlegen bzw. Ablösen der Strömung hat und wie sich dieses in einem Regelungskonzept auswirkt. Die Modelle, die den Vorgang in guter Näherung beschreiben, sind von niedriger Ordnung und es wird gezeigt, dass eine höhere Ordnung keinen für regelungstechnische Zwecke bedeutsamen Zugewinn an Information liefert. Die Verwendbarkeit von linearen robusten Reglern zur Strömungsregelung wird nachgewiesen und auf Fragen der Sensorik bzw. Messgrößenwahl zur Auftriebsschätzung eingegangen.

Ein adaptives Regelungsverfahren basierend auf einem ARMA-Modell und Markovparametern wird eingesetzt und bewertet.

Abschließend wird aus einer Analyse der oben skizzierten Experimente ein vereinfachtes Reglerentwurfsverfahren vorgestellt und getestet, das es auch Anwendern mit geringen regelungstechnischen Vorkenntnissen ermöglicht, schnell einen funktionierenden Regler zu entwerfen.

Abstract

Active flow control by means of blowing valves is an established method to beneficially influence air flows. Based on numerous investigations of the effect of blowing at trailing edge flaps, investigations of flight-relevant configurations become more interesting. The aim of these is to improve the lift in certain flight situations, with the vision of a lighter and less maintenance-intensive wing. This work investigates the closed-loop control of lift at these configurations. This could help maintaining a desired level of lift or even set an – within physical boundaries – arbitrary level of lift.

Three experiments with rising complexity are reported here: Beginning with a wind-tunnel model with roughly two-dimensional flow and a single-slotted flap, followed by a model of a real wing with single-slotted flap and eventually a test-plane, the dynamics of separation and reattachment were investigated and it is shown how this affects control concepts. The models to describe these processes are of low order and higher order models did not yield any benefits control-wise. The usability of linear robust controllers is demonstrated and topics of sensors and choice of control variables are discussed.

An adaptive control algorithm based on an ARMA-model with Markov-parameters, will be tried and evaluated in a flight test.

Finally, based on an analysis of the experiments outlined above, an easy-to-implement controller synthesis algorithm will be given and tested. This will enable users with only little knowledge in the field of control theory to synthesise a working controller.

Vorwort

Diese Arbeit entstand im Rahmen des Sonderforschungsbereichs 557 *Beeinflussung komplexer turbulenter Scherströmungen*, gefördert von der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG), im Teilprojekt TFB-T6.

Mit der Erstellung dieser Arbeit endet eine mehrjährige Zusammenarbeit mit vielen verschiedenen Menschen; Wissenschaftlern, Technikern und Organisatoren, denen ich hier an dieser Stelle für das produktive, erfreuliche und interessante Miteinander danken möchte.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung und Stand der Forschung **1**

2 Kybernetische Grundlagen und Begriffe **5**
2.1 Robuste Reglerauslegung mit Hilfe von Koprimfaktorenzerlegung 6
2.1.1 Standardregelkreis, LFT und Small Gain Theorem 6
2.1.2 Koprime Zerlegung 8
2.1.3 Reglerauslegung 9
2.2 Identifikation und Regelung mit dem Armarkov-Algorithmus 11
2.2.1 Adaptive Systemidentifikation 11
2.2.2 Adaptive Regelung 14
2.2.3 Bewertung der Einsetzbarkeit und Anmerkungen zur Anwendung . . 17
2.3 Hauptkomponentenanalyse und Hauptkomponentenregression 18

3 Anwendung und Auswahl der Methoden am 2D-Flügel **20**
3.1 Experimenteller Aufbau 20
3.2 Stationäre Charakteristik der Strecke 22
3.3 Streckendynamik und Regelung 24
3.3.1 Identifikation der Systemdynamik 25
3.3.2 Reglerauslegung 32
3.3.3 Robustheitsuntersuchung 34
3.4 Experimentelle Ergebnisse 37
3.4.1 Störungsunterdrückung 39
3.4.2 Führungsverhalten 40
3.4.3 Effiziente Sensorplatzierung 41
3.5 Zusammenfassung 43

4 Auftriebsregelung eines industrierelevanten Flügels in 3D **45**
4.1 Experimenteller Aufbau 45
4.2 Stationäre Charakteristik der Strecke 46
4.3 Streckendynamik und Regelung 50
4.3.1 Identifikation der Systemdynamik 52
4.3.2 Regelungsauslegung 55
4.3.3 Robustheitsuntersuchung 56
4.4 Experimentelle Ergebnisse 60
4.5 Simulationsstudie mit dem Armarkov-Algorithmus 63
4.6 Zusammenfassung 66

5 Untersuchungen am frei fliegenden Flugzeug **69**
5.1 Experimenteller Aufbau 69
5.2 Stationäre Charakteristik der Strecke 72
5.3 Streckendynamik und Regelung 74
5.3.1 Identifikation der Systemdynamik 74

5.3.2 Robuste Regelungsauslegung 76
5.3.3 Robustheitsuntersuchung 77
5.3.4 Auslegung der Armarkov-Parameter 78
5.4 Experimentelle Ergebnisse 80
5.4.1 Armarkov-Regler 80
5.4.2 Führungsverhalten mit robustem Regler 83
5.4.3 Störungsunterdrückung mit robustem Regler 84
5.5 Zusammenfassung 88

6 Vergleich und Fazit **90**
6.1 Vergleich der Experimente 90
6.2 Vorschlag eines Verfahrens zur schnellen Reglerauslegung 94
6.3 Bewertung des vereinfachten Verfahrens am Beispiel der Stemme S10-VT . 97
6.4 Fazit und Ausblick 100

Anhang **104**

Literaturverzeichnis **110**

Abbildungsverzeichnis

1 Standardregelkreise in (a) verallgemeinerter Darstellung, (b) dargestellt mit ULFT und (c) mit LLFT, ohne externe Ein- und Ausgänge. 7
2 Versuchsaufbau 2D-Flügel 20
3 Hinterkantenklappe mit gestaffelter Aktuatorik am 2D-Flügel 21
4 Schema der Aktuatorik am 2D-Flügel 22
5 Auftriebskraft 2D-Konfiguration 23
6 Auftriebsbeiwerte 2D-Konfiguration 24
7 Zusammenhang von Volumenstrom und Stellgröße 25
8 Zshg. zwischen Linienlast und Auftriebskraft 26
9 PRBS-Versuch am 2D-Flügel 27
10 Identifikationsergebnis eines PRBS-Versuchs am 2D-Flügel 28
11 Einfluss der Modellordnung auf identifizierten Amplitudengang und Fit-Qualität 29
12 Modellfamilie für 2D-Flügel 30
13 Modellfamilien nach Anstellwinkel aufgeteilt 31
14 Modellfamilie für 2D-Flügel mit Dynamik der Aktuation 33
15 Frequenzgänge der normierten offenen Regelkreise für 2D-Flügel 34
16 Sensitivität und Führungsverhalten für geschlossenen Kreis am 2D-Flügel . 36
17 Ortskurven der Modellfamilie und Unsicherheitsbeschreibung für den 2D-Flügel 37
18 Sprungantworten des geschlossenen Regelkreises für den 2D-Flügel 38
19 Architektur des geschlossenen Regelkreises am 2D-Flügel 39
20 Regelexperiment am 2D-Flügel 40
21 Störungsunterdrücken am 2D-Flügel 41
22 Druckschnitt vor, während und nach der Störung am 2D-Flügel 42
23 Führungsverhalten am 2D-Flügel 43
24 Ergebnis der PCA am 2D-Flügel 44
25 Foto des 3D-Modells 46
26 Versuchsaufbau der 3D-Konfiguration 47
27 Polaren 3D-Konfiguration 48
28 c_A über c_μ für die 3D-Konfiguration 49
29 c_μ über u für die 3D-Konfiguration 50
30 Sensorsensitivitäten für die 3D-Konfiguration 51
31 PRBS-Versuch an der 3D-Konfiguration 52
32 Sensorantworten auf PRBS-Versuch an der 3D-Konfiguration 54
33 Modellfamilie der 3D-Konfiguration 55
34 DIDO-Regler für die 3D-Konfiguration 56
35 Unsicherheitsmodellierung und Modellfamilie für die 3D-Konfiguration . . . 57
36 $K_{krit}(\omega)$ für die 3D-Konfiguration 58
37 Worst-Case-Verhalten für die 3D-Konfiguration 58
38 Unsicherheitsmodellierung und Wiener-kompensierte Modellfamilie für die 3D-Konfiguration 59

39 Zeitschrieb eines Führungsfolgexperiments für die 3D-Konfiguration 61
40 Polarenexperiment für die 3D-Konfiguration 62
41 Unterdrückung einer Eingangsstörung an der 3D-Konfiguration 64
42 Simulation des Armarkov-Algorithmus 67
43 Versuchsträger Stemme S10-VT 70
44 Nahaufnahme Steuerbordflügel Stemme S10-VT 71
45 Skizze des Versuchsaufbaus an der Stemme S10-VT 72
46 Stationäre Karten für Stemme S10-VT 73
47 Identifikation des Drucksystems für Stemme S10-VT 74
48 Identifikation des Gesamtsystems für Stemme S10-VT 76
49 Frequenzgänge der geschlossenen Regelkreise für Stemme S10-VT 77
50 Zeitverhalten des geschlossenen Regelkreises für Stemme S10-VT 78
51 Zeitverhalten der unsicheren geschlossenen Regelkreise für Stemme S10-VT 79
52 Stationäre Karte während geregelten Flugversuchen für Stemme S10-VT . . 81
53 Hankelgradienten während zweier Armarkov-Versuche an der Stemme S10-VT 82
54 Identifizierte Streckenmodelle während zweier Armarkov-Versuche an der Stemme S10-VT 83
55 Experiment zum Führungsverhalten an der Stemme S10-VT 84
56 Experiment zum Störungsverhalten an der Stemme S10-VT 86
57 Sinusoidale Anstellwinkelschwankung an der Stemme S10-VT 87
58 Nichtperiodische Anstellwinkelschwankung an der Stemme S10-VT 88
59 Störungsspektrum und Störungsunterdrückung 94
60 Graphisches Verfahren zur Identifikation der Zeitkonstanten 96
61 Einfache Streckenidentifikation am Bsp. der S10-VT 98
62 Identifizierte einfache Strecke am Bsp. der S10-VT 99
63 Vereinfachter offener Regelkreis am Bsp. der S10-VT 100
64 Vereinfachter geschlossener Regelkreis am Bsp. der S10-VT 101
65 Führungsverhalten des vereinfachten Reglers an der S10-VT 102

Tabellenverzeichnis

1 Robustheitseigenschaften der für den 2D-Flügel ausgelegten Regelkreise . . 35
2 Korrelationskoeffizienten der Klappensegmente aus PRBS-Versuch. 53
3 Armarkov-Parameter für die Simulationsstudie zum 3D-Flügel 66
4 Armarkov-Parameter für Stemme S10-VT 80
5 Varianzen der Regelgrößensignale von gesteuertem und geregeltem Zeitschriebteil im Vergleich, $u_\infty = 95\ km/h$. 85
6 Vergleich der Eckfrequenzen und der für Wiederanlegen charakteristischen Dynamiken verschiedener Experimente. 91

Nomenklatur

Symbol	Einheit	Bedeutung
a_i	$div.$	Nennerkoeffizient in Übertragungsfunktionen
A	$div.$	Systemdynamikmatrix im Zustandsraummodell
A_{ref}	m^2	Referenzfläche für die c_μ-Berechnung
B	$div.$	Steuermatrix im Zustandsraummodell
b_i	$div.$	Zählerkoeffizient in Übertragungsfunktionen
c	mm	Modellsehnenlänge mit eingefahrener Klappe
c_A	1	Auftriebsbeiwert
c_k	mm	Klappensehnenlänge
c_μ	1	Impulskoeffizient der Aktuation
C	$div.$	Steuermatrix im Zustandsraummodell
$C(s)$, $C_{mix,ncf,loop}$	$div.$	Übertragungsfunktion des Reglers
d_i, d_o	$div.$	Eingangs- bzw. Ausgangsstörung
D	div	Durchgriffsmatrix im Zustandsraummodell
DC_a	1	Tastverhältnis Schnellschaltventile
dp	N/m^2	Gegen jeweiligen Referenzdruck gemessener Differenzdruck
f_a	Hz	Arbeitsfrequenz Schnellschaltventile
f_A	N/m	Linienlast des Auftriebs
F_A	N	Auftriebskraft
G	$div.$	Streckenübertragungsfunktion
G_{ij}	$div.$	Übertragungsfunktion von Eingang j auf Ausgang i
$G_n(s)$, G_n	$div.$	Streckenübertragungsfunktion des Nominalmodells
$G_s(s)$, G_s	$div.$	Geformte Streckenübertragungsfunktion im McFarlane-Glover-Algorithmus
$G_u(s), G_u$	$div.$	Streckenübertragungsfunktion mit unsicheren Parametern
$J(k)$	$div.$	Kostenfunktional im Armarkov-Algorithmus
$K_{(.)}$	1	Verstärkungsfaktor, Hilfskonstante
L, $L_{mix,ncf,loop}$	1	Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises
M	1	Einheitenbefreite Messdatenmatrix einer PCA
Ma	1	Machzahl
n_{arm},$n_{arm,c}$	1	Angenommene Streckenordnung für das Armarkov-System- bzw. -Reglermodell
p_{arm}, $p_{arm,c}$	1	Glättungsfensterbreite im Armarkov-System- bzw. -Reglermodell
$P(s)$, P	$div.$	Verallgemeinerte Streckenübertragungsfunktion
$P_k(s)$, P_k	$div.$	Verallgemeinerte Übertragungsfunktion des nominalen Verhaltens
$P_u(s), P_u$	$div.$	Verallgemeinerte Streckenübertragungsfunktion mit Unsicherheitsmodell
q	kg/ms^2	Spezifischer Impuls der Außenströmung
Re_c	1	Auf Sehnenlänge c bezogene Reynoldszahl

Symbol	**Einheit**	**Bedeutung**
s	$1/s$	Laplacevariable in der Laplacetransformation
S, $S_{mix,ncf,loop}$	1	Übertragungsfunktion der Sensitivität
T, $T_{mix,ncf,loop}$	1	Übertragungsfunktion des Führungsfolgeverhaltens
u, $u(t)$, $\underline{u}$	V	Stellgröße
u_n	1	Normierte Stellgröße
$\bar{u}_{Strahl}$	m/s	Mittlere Strahlaustrittsgeschwindigkeit
u_∞	m/s	Anströmgeschwindigkeit
U	1	Eigenvektormatrix des Urbildraumes in der PCA bzw. Hilfsmatrix bei koprimer Zerlegung
U_{arm}	1	Elementauswahlmatrix im Armarkov-Algorithmus
$U(s)$	$div.$	Laplacetransformierte der Stellgröße
V	1	Eigenvektormatrix des Bildraumes in der PCA bzw. Hilfsmatrix bei koprimer Zerlegung
$\bar{V}$	1	Reduzierte Eigenvektormatrix des Bildraumes in der PCA
$\dot{V}$	Nl/min	Volumenstrom
w, w_i	$div.$	Führungsgröße, Sollgröße
W	$div.$	Armarkov/Toeplitz-Gewichtsmatrix
$W_1(s)$,$W_2(s)$	1	Formungsgewichte im McFarlane-Glover Algorithmus
X	1	Hauptachsentransformation in der PCA
$\underline{x}(t)$	$div.$	Zustandsvektor eines Zustandsraummodells
x_k	mm	Ortsvariable auf der Klappe, entlang der Sehne
$y, y(t), \underline{y}(t)$	$div.$	Mess- bzw. Regelgröße
y_n	1	Normierte Regelgröße
$Y(s)$	$div.$	Laplacetransformierte der Mess- bzw. Regelgröße
z	$1/s$	Variable des Bildraumes in der z-Transformation
α	$^\circ$	Hauptflügelanstellwinkel
$\alpha_{arm}, \alpha_{arm,c}$	1	Konvergenzgeschwindigkeitsparameter im Armarkov-Algorithmus
δ_k	$^\circ$	Klappenanstellwinkel
Δp	$mbar, N/m^2$	Differenzdruck zwischen zwei Druckmesspunkten
η, η_c	1	Konvergenzschrittweite im Armarkov-Algorithmus
ϵ , ϵ_{max}	1	(Maximale) Stabilitätsreserve und Singulärwert eines unsicheren Elements
μ_{arm},$\mu_{arm,c}$	1	Zahl der Markovparameter für das Armarkov-System- bzw. -Reglermodell
ω	rad/s	Kreisfrequenz
$\Phi(k)$, $\Phi(k)_{uy}$	$div.$	Regressorvektoren im Armarkov-Algorithmus
σ	1	Singulärwert
Σ	1	Singulärwertmatrix in der PCA
θ	1	Reglerparametervektor im Armarkov-Algorithmus
Ψ_{ID}, Ψ_R	1	Gütemaße für die Identifikations- bzw. Regelgüte

1 Einleitung und Stand der Forschung

Die Flügel moderner Passagierflugzeuge werden im Hinblick auf zwei Einsatzzwecke gestaltet. Zum einen sollen sie während der Reiseflugphasen hinreichend Auftrieb bei möglichst geringem Widerstand erzeugen, um die Betriebskosten (hier im Wesentlichen Kerosinverbrauch) gering zu halten. Zum anderen sollen sie für die Starts und Landungen einen möglichst hohen Auftrieb liefern können, damit man möglichst langsam bzw. mit steilem Einflugwinkel und Sicherheitsspielraum landen kann. Um diese konkurrierenden Ziele erreichen zu können, baut man Flügel mit Auftriebshilfen an Flügelvorder- (z.B. Vorflügel und Kippnase am Airbus A380) und -hinterkanten (z.B. Spaltklappen am Airbus A380) [47]. Diese Auftriebshilfen sind in der Regel mechanisch komplexe und schwere Einrichtungen, deren Integration zusätzliche Anforderungen an die Flügelstabilität und den Flugzeugentwurf stellt. Darüber hinaus stellt ein erzielter Entwurf einen Kompromiss aus beiden Zielforderungen dar, ist also in Bezug auf keine der Anforderungen optimal. Daher ist es wünschenswert, diese Auftriebshilfen bei gleichbleibendem Auftriebsgewinn in ihrer Komplexität und Größe zu reduzieren.

Eine Möglichkeit, diese Ziele zu erreichen, bietet die aktive Strömungskontrolle. In zahlreichen Grundlagenuntersuchungen wurde nachgewiesen, dass sie in der Lage ist, eine Strömung günstig zu beeinflussen. So kann sie in Scherströmungen die Durchmischung erhöhen [15], in Freistrahlen die Ausbreitung des Strahls beeinflussen [32],[49],[56], den Widerstand stumpfer Körper reduzieren [42], die Turbulenz umströmter kuppelförmiger Gebilde vermindern [62], die Schwingungen in Hohlräumen [48] oder Tollmien-Schlichting-Wellen [36] dämpfen. Nicht zuletzt ist sie auch in der Lage, den Auftrieb von Tragflächen und Hochauftriebskonfigurationen zu erhöhen, sei es durch Anwendung an der Hauptflügelvorderkante [16],[25],[51],[53], an einer Wölbklappe [37],[17] oder auf einer Spaltklappe [16],[22],[44].

Aktive Strömungskontrolle im Flügeldesign für Passagierflugzeuge hat das Potenzial, die Hinterkantenklappe bei der Aufgabe der Auftriebserzeugung zu unterstützen [39], woraufhin diese designtechnisch zusätzliche Freiheit gewinnt. Diese Freiheit könnte für eine Verminderung der Komplexität bzw. des Umfangs und damit des Gewichts der bisher vorherrschenden passiven Auftriebshilfen genutzt werden.[1]

Die überwiegende Mehrheit der Arbeiten und Untersuchungen zum Thema aktiver Strömungskontrolle haben sich auf Steuerungen konzentriert: Ein Mechanismus zur Beeinflussung der Strömung wurde in ein Experiment oder eine Simulation integriert und sein Einfluss wurde gemessen oder errechnet. Wenngleich eine Steuerung für die Entwicklung und auch für viele Anwendungen nützlich ist, lassen ihre Nachteile in der Umsetzung jedoch eine Regelung überdenkenswert erscheinen.

In einem realistischen Einsatzszenario ist ein System äußeren Einflüssen unterworfen, die

[1] Allerdings dürfte realistisch betrachtet zumindest die mögliche Gewichtsersparnis gering ausfallen, da das Gros des Flügelgewichts aus Anforderungen im Hinblick auf die Fliegbarkeit bestimmter Notmanöver entsteht, d.h. die Flügel mit sehr großen strukturellen Sicherheitsreserven ausgestattet sind.

sein Verhalten vom vorhergesagten Verhalten – das Grundlage der Auslegung einer Steuerung war – abweichen lassen. Veränderliche Temperaturen, Luftfeuchtigkeiten und Luftdrücke, Fertigungsschwankungen, Alterungsprozesse, Teilsystemausfälle, ungenaue oder unvollständige Modellierungen[2] und schließlich Böen, Wirbelschleppen anderer Flugzeuge und Fallwinde können die tatsächliche Strömungs- und Flugsituation von der vorhergesagten drastisch abweichen lassen.

In so einem Fall hilft nur ein geschlossener Regelkreis, will man sicherstellen, dass ein gewünschtes Ergebnis erreicht wird. Nur so kann man in Echtzeit die Steuergrößen so anpassen, dass der Effekt von Unsicherheiten möglichst gering gehalten bzw. häufig gänzlich getilgt wird.

Das Feld der Strömungsregelung hat sich in letzter Zeit durch engere Vernetzung von Strömungstechnikern mit Regelungstechnikern von einem gewissen Nischendasein befreit. Entsprechend findet man eine zunehmende Anzahl an Arbeiten zur Strömungsregelung.

King et al. [33] sowie Becker et al. [8] und Henning et al. [29] zeigten, dass gradientenbasierte Extremwertregler den Auftrieb einer Hochauftriebskonfiguration sogar über den mit einer reinen Steuerung erreichbaren Wert verbessern können. Weiterhin konnten sie zeigen, dass mit einem solchen Regler und einem geeigneten Versuchsaufbau in kurzer Zeit optimale Anregeparameter gefunden werden können, ohne die Notwendigkeit ein komplettes Kennfeld zu vermessen.

Davon ausgehend zeigten Pamart et al. [40] an einer URANS-Simulation[3] einer abgerundeten Stufe, dass eine Extremwertregelung mit adaptiver Verstärkung verbessert werden kann. Um Zeit bei der Validierung der Reglerstruktur zu sparen, wurde dabei ein NARMAX-Modell identifiziert, das die Dynamik der URANS-Simulation gut nachbilden konnte.

Tian et al. [58] zeigten, dass ein adaptives Regelungsverfahren, basierend auf Markov-Parametern und einem ARMA-Modell, dazu verwendet werden kann, die Störungen über einem 2D-Flügel zu unterdrücken.

An einem zweidimensional ausgeführten Buckel zeigten Allan et al. [3], dass man mit linearen und nichtlinearen dynamischen Modellen niedriger Ordnung und einem einfachen Regleransatz auch bei hohen Reynoldszahlen gutes Führungsverhalten realisieren kann.

Für ein Modellflugzeug zeigten Ciuryla et al. [10], dass man mittels Aktuatoren auf den Flügelspitzen und einfacher linearer Black-Box-Modelle den Flug entlang einer Trajektorie regeln kann.

Auftrieb, Rollmoment und Nickmoment eines 2D-Tragflügels konnten Tchieu et al. [57]

[2] Gerade im Fall der Strömungsphysik ist die unvollständige Modellierung der Standard. Die allgemein als das Problem gut beschreibend anerkannte Navier-Stokes-Gleichungen sind leider so kompliziert, dass eine – zumal eindeutige – Lösung derselben für ein bestimmtes reales Flugproblem mit den heutigen Mitteln nicht bestimmbar ist [34].

[3] URANS = Unsteady Reynolds-Averaged Navier-Stokes: Instationäre, Reynolds-gemittelte Navier-Stokes-Gleichung.

in Simulation und Regelung in guter Übereinstimmung basierend auf einem einfachen Ein-Massen-Schwinger-Modell regeln.

Ausseur et. al. [5] benutzten die Modenamplitude eines Galerkin-Modells einer Strömung erfolgreich als Ersatzregelgröße für den Auftrieb.

Schließlich konnte von Williams et al. [64] bzw. Heinz et al. [26], [27], [28] gezeigt werden, dass Techniken der robusten Regelung geeignet sind, um den Auftrieb dreidimensionaler Konfigurationen bei komplexen oder gestörten Anströmbedingungen zu regeln und Störungen zu unterdrücken.

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Regelung des Auftriebs von anwendungsnahen Hochauftriebskonfigurationen. Hierzu wurde zunächst eine 2D-Konfiguration in einem Windkanal untersucht (Kapitel 3). Dort sollte an einem dem DLR-F15-Profil identischen Forschungsprofil die Anwendbarkeit verschiedener Methoden der Systemidentifikation und Reglersynthese untersucht werden. Dabei sollte u.A. sowohl die Verwendbarkeit einer druckbasierten Regelgröße als auch die Möglichkeit einer robusten Regelung des Auftriebs gezeigt werden. Danach wurde unter Zuhilfenahme der an der 2D-Konfiguration gewonnenen Erkenntnisse zu einer komplexen dreidimensionalen Konfiguration – ebenfalls noch als Windkanalmodell ausgeführt – übergegangen (Kapitel 4). Dieses dreidimensionale Modell war ein Modell eines Flügeldesigns, wie es auch an einem künftigen realen Passagierflugzeug verwendet werden wird. Hier sollte ebenfalls eine Auftriebsregelung unter Verwendung von druckbasierten Regelgrößen umgesetzt werden, unter zusätzlicher Berücksichtigung möglicher dreidimensionaler Kopplungen. Schließlich wurde in Windkanalversuchen und Freiflugversuchen ein Segelflugzeugprofil untersucht und die Regelung des Auftriebs unter realen Bedingungen gezeigt (Kapitel 5).

Ohne den detaillierteren Ausführungen zu den Versuchsaufbauten vorgreifen zu wollen, soll hier nur schon erwähnt werden, dass die Strömung jeweils durch gepulstes Ausblasen aus Aktuationskammern beeinflusst wurde. Diese Kammern waren jeweils auf Höhe der Schulter der Spaltklappe oder im Fall des Segelfliegers der Wölbklappe eingebettet und schlossen bündig mit der Oberfläche ab. Über einen schmalen, länglichen Schlitz konnte Luft aus den Kammern in die Umgebungsströmung entweichen. Obwohl sich die drei Konfigurationen – und andere, hier nicht erwähnte, jedoch untersuchte – deutlich voneinander unterschieden, hat das gepulste Ausblasen in jedem Fall zu einer Beeinflussung des Auftriebs geführt.

Das physikalische Wirkprinzip dieser Aktuation ist noch nicht vollständig geklärt, allerdings ist die herrschende Meinung, dass es sich hierbei um eine Kombination aus Anregung von Grenzschichtprofilaufdickung, Strömungsinstabilitäten, Längswirbelstrukturen und einem vernachlässigbaren Coandaeffekt handelt [16],[20],[21],[52],[66]. Das Einblasen durch die Aktuation verdickt das Grenzschichtprofil und "beult" das Geschwindigkeitsprofil in Strömungsrichtung wandnah aus. Dadurch erhöht sich der Impuls- und Fluidaustausch normal zur Klappenoberfläche, da dieser vom Gradienten des Geschwindigkeitsprofils in Strömungsrichtung abhängt [54]. Dieser erhöhte Queraustausch führt zu Entrainment[4]

[4]Entrainment bezeichnet den Vorgang des Umschließens und Vereinnahmens eines Gebietes von Fluid.

von Fluid und zu einem Transport von Impuls in die Grenzschicht [13],[65], wodurch diese später ablöst. Dabei hilft die Anregung mit einer Frequenz, die geeignet ist, Strömungsinstabilitäten anzufachen. Dies führt zu einer schnelleren Bildung der für den Austausch verantwortlichen Wirbelstrukturen. Diese Bildung erfordert dabei nur geringen anfänglichen Energieeinsatz. Die Hauptenergie für die Wirbel ziehen diese aus der Strömung selbst. Das rezeptive Frequenzspektrum der Strömungen scheint dabei breit zu sein.

Eine weitere wichtige Komponente ist die Erzeugung von Längswirbelstrukturen an den Enden der Schlitze, die ebenfalls zu Impulsaustausch beitragen [11], [12].

Eine alternative Deutung der Strömungsphänomene nutzt das Bild eines "aerodynamischen Pendels" an Stelle der Strömungsinstabilitäten und des Wirbelaufbaus [63]. Dabei besteht die Modellvorstellung, dass die Aktuation die darüber hinwegfließende Luftschicht kurzzeitig wegdrückt. Dadurch wird diese gegen weiter außen fließende Schichten gedrückt und von diesen wieder zurück gedrückt. Durch Wiederholung dieses Zyklusses wird die Luftschicht über der Aktuation in eine Schwingung gebracht, an deren Ende sie sich an die Flügeloberfläche angelegt bzw. angesaugt hat.

Der Coandaeffekt muss zwar als existent, sein Einfluss aber als nebensächlich angesehen werden, da die durch die Aktuation eingebrachte Kraft deutlich unter der erzeugten Auftriebskraft liegt[5].

Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird zunächst in Kapitel 2 auf ausgesuchte systemtheoretische Grundlagen und Begriffe eingegangen. Anschließend werden in Kapitel 3 bis Kapitel 5 wie oben skizziert die einzelnen Experimente vorgestellt, die in ihrer zunehmenden Komplexität von 2D-Konfiguration über 3D-Konfiguration hin zu einem realen Flugzeug die Auftriebsregelung behandelt haben. Diese werden dann in Kapitel 6 miteinander verglichen. Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick.

In der Regel wird dabei durch die schnellere Strömung ein Gebiet langsamerer Strömung abgetrennt und vereinnahmt.

[5]Der Coandaeffekt kann keine höhere Kraft auf die Strömung ausüben, als es sein Impulsinhalt zulässt.

2 Kybernetische Grundlagen und Begriffe

Die Kybernetik – oder wo sie sich mit technischen Systemen befasst auch Regelungstechnik genannt – beschäftigt sich mit der Analyse und Beeinflussung von dynamischen Systemen. Im technischen Einsatzbereich wie dem in der Arbeit geschilderten geschieht dies auf Basis von Messungen, Steuerungen und Regelungen.

Im Folgenden werden zunächst nach einem kurzem Überblick über die Beschreibungsmöglichkeiten für Systemdynamiken zwei regelungstechnische Methoden vorgestellt, die für die vorliegende Arbeit von Bedeutung waren und in der Strömungregelung weniger verbreitet sind. Hierbei handelt es sich um die robuste Auslegung mittels koprimer Faktorenzerlegung sowie die Systemidentifikation und Regelung mittels des Armarkov-Algorithmus. Schließlich wird der Vollständigkeit halber noch eine statistische Methode wiederholt, die Hauptkomponentenanalyse. Für die zahlreichen gut etablierten Standardverfahren, die später ebenfalls eingesetzt werden, sei auf die entsprechenden Lehrbücher verwiesen [4],[46],[55].

Zur Beschreibung von Systemdynamiken werden mathematische Darstellungsformen verwendet, die die zeitliche Abhängigkeit eines definierbaren Systemausgangs (in der Regel eine oder mehrere Messgrößen) von inneren Übertragungspfaden und äußeren Einflüssen (in der Regel eine oder mehrere Stell-, Steuer- oder Störgrößen) beschreiben[6]. Hierzu haben sich zwei Darstellungsformen etabliert: das Zustandsraummodell und die Übertragungsfunktion.

Ein lineares, zeitinvariantes Zustandsraummmodell ist eine gewöhnliche vektorielle Differentialgleichung erster Ordnung der Form

$$\dot{\underline{x}}(t) = A\underline{x}(t) + B\underline{u}(t) \tag{1}$$

$$\underline{y}(t) = C\underline{x}(t) + D\underline{u}(t). \tag{2}$$

Hierin ist $\underline{y}(t)$ der Vektor der Messgrößen, der in der Modellvorstellung aus den inneren Zuständen $\underline{x}(t)$ und den Steuergrößen im Steuervektor $\underline{u}(t)$ bestimmt ist. Die Dynamik des Systems wird über eine Differentialgleichung mit $\underline{x}(t)$ und seiner Zeitableitung $\dot{\underline{x}}(t)$ nachgebildet. Die Zustände sind dabei häufig Hilfsspeichergrößen ohne physikalische Bedeutung, können jedoch auch eine physikalische Bedeutung besitzen. Das für ein System charakteristische dynamische Verhalten wird durch die Einträge in den Matrizen A, B, C und D bestimmt.

Im Allgemeinen können Zustandsraummodelle natürlich auch nichtlineare, zeitvariante Zusammenhänge zwischen Zuständen, Steuergrößen und Messgrößen besitzen. Da in dieser Arbeit jedoch nur mit linearen, zeitinvarianten Zustandsraummodellen gearbeitet wurde, wird auf die Darstellung der nichtlinearen und zeitinvarianten Gleichungen verzichtet.

[6] Diese Abhängigkeiten können auf sehr verschiedenen Wegen gewonnen werden, die Lehrbuch- bzw. Praxiswissen und daher nicht Gegenstand dieser Arbeit sind.

Zustandsraummodelle sind hinsichtlich des Ein-Ausgangsverhaltens äquivalent zur Darstellung mittels Übertragungsfunktionen. Falls alle Steuergrößen u_l bis auf u_j null sind, entsteht aus einer Modellierung einer Messgröße $y_i(t)$ in Abhängigkeit von der Steuergröße $u_j(t)$ eine Differentialgleichung im Zeitbereich der Form

$$a_n \frac{d^n y_i(t)}{dt^n} + ... + a_0 y_i(t) = b_n \frac{d^n u_j(t)}{dt^n} + ... + b_0 u_j(t) \tag{3}$$

und durch Laplacetransformation $Y(s) = \mathcal{L}(y(t))$ und $U(s) = \mathcal{L}(u(t))$ die Laplacebereichsdarstellung

$$Y_i(s) = \frac{b_n s^n + ... + b_0}{a_n s^n + ... + a_0} U_j(s), \tag{4}$$

mit

$$G_{ij}(s) = \frac{Y_i(s)}{U_j(s)} = \frac{b_n s^n + ... + b_0}{a_n s^n + ... + a_0}. \tag{5}$$

Für mehrfache Mess- und Steuergrößen ergibt sich mit Superposition ein Zusammenhang der Form

$$\underline{Y}(s) = G(s)\underline{U}(s) \tag{6}$$

worin $G(s)$ eine Matrix aus den Einzelübertragungsfunktinonen $G_{ij}(s)$ mit jeweils unterschiedlichen Koeffizienten a_n und b_n darstellt.

Die Darstellungsformen unterscheiden sich nicht in ihren Aussagen, jedoch in ihrer Eignung für analytische Zwecke, ihren numerischen Eigenschaften und ihrer Verwendung in Reglerauslegungsverfahren. Da sie ineinander umgerechnet werden können, wird für beide Darstellungsformen in dieser Arbeit der Begriff Systemgleichung verwendet.

2.1 Robuste Reglerauslegung mit Hilfe von Koprimfaktorenzerlegung

Formuliert von McFarlane und Glover [38], basiert das Verfahren auf der Möglichkeit einer koprimen Zerlegung der Systemgleichung bzw. der Reglergleichung. Diese Darstellung bietet Vorteile hinsichtlich der robusten Stabilisierung und bei Modellreduktionsproblemen.

2.1.1 Standardregelkreis, LFT und Small Gain Theorem

Bevor auf die Besonderheiten des McFarlane-Glover-Algorithmus eingegangen werden kann, muss zunächst eine in der Regelungstheorie häufig verwendete Darstellung von Blockschaltbildern eingeführt werden.

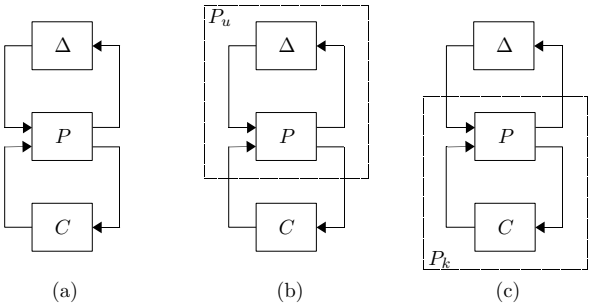


Abbildung 1: Standardregelkreise in (a) verallgemeinerter Darstellung, (b) dargestellt mit ULFT und (c) mit LLFT, ohne externe Ein- und Ausgänge.

Abbildung 1 zeigt in 1(a) einen Regelkreis mit der verallgemeinerten Strecke $P(s)$, deren Ausgänge die Eingänge eines Unsicherheitsmodells $\Delta(s)$ und eines Reglers $C(s)$ sind, deren Ausgänge wiederum zu den Streckeneingängen werden. Die tatsächliche physikalische Strecke G ist ein Teil von P, dessen konkrete Ausformung von der Definition der Ein- und Ausgänge abhängt. Das Unsicherheitsmodell enthält alle Faktoren, die bei der Systembeschreibung unsicher waren oder aus verschiedenen Gründen nicht modelliert wurden oder werden konnten. Diese Form der Darstellung ist für alle Arten von strukturierten und unstrukturieren Unsicherheiten und alle Reglerstrukturen möglich. Für Analyse- und Reglerauslegungszwecke könnte das Schaubild noch um externe Ein- und Ausgänge erweitert werden, was aber an dieser Stelle nicht nötig ist.

Mit Hilfe einer Linear Fractional Transformation (LFT) kann das System in ein System mit zwei Teilsystemen umgewandelt werden. Die LFT fügt zwei per Rückkopplung miteinander verbundene Systemteile so zusammen, dass die entstehende Übertragungsfunktion der Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises der beiden Teilsysteme entspricht. Der geschlossene Kreis bestünde dann im Falle einer ULFT[7] danach aus dem geschlossenen Teilsystem der verallgemeinerten Strecke mit Unsicherheitsmodell $P_u(s)$ sowie $C(s)$ (vgl. Abbildung 1(b)). Im Falle einer LLFT[8] bestünde er aus dem geschlossenen Teilregelkreis des nominalen Systemverhaltens $P_k(s) = \mathrm{LLFT}(P,C)$ sowie $\Delta(s)$ (vgl. Abbildung 1(c)).

Diese Umformung ermöglicht eine vereinfachte Bewertung der Stabilität anhand des Small

[7]Upper Linear Fractional Transformation
[8]Lower Linear Fractional Transformation

Gain Theorems, welches besagt, dass ein geschlossener Regelkreis für Teilsysteme P_a und P_b, die nur Pole in der linken Halbebene haben, dann stabil ist, wenn

$$\bar{\sigma}(P_a(j\omega))\bar{\sigma}(P_b(j\omega)) < 1, \tag{7}$$

wenn also das Produkt der maximalen Singulärwerte der jeweiligen Übertragungsfunktionen[9] kleiner als 1 ist. Das bedeutet, dass kein Signal im offenen Kreis verstärkt wird. Übertragen auf obige ULFT und LLFT lauten die Bedingungen also

$$\bar{\sigma}(P_u(j\omega))\bar{\sigma}(C(j\omega)) < 1, \tag{8}$$
$$\bar{\sigma}(P_k(j\omega))\bar{\sigma}(\Delta(j\omega)) < 1. \tag{9}$$

Das Small Gain Theorem ist eine sehr einfache und konservative Bedingung für robuste Stabilität und ein System kann auch stabil sein, wenn es obige Bedingungen nicht erfüllt. Für das Verständnis des McFarlane-Glover-Algorithmus ist diese Bedingung jedoch ausreichend.

2.1.2 Koprime Zerlegung

Die hier im Folgenden vorgestellten Ergebnisse gelten für real-rationale, kausale Übertragungsfunktionen[10], auch wenn sich gewisse Eigenschaften der koprimen Zerlegung ebenso auf allgemeinere Systeme anwenden lassen. Die Beschränkung ist allerdings für praktische Zwecke nicht relevant, da alle für die praktische Anwendung relevanten Systeme als real-rationale, kausale Systeme betrachtet werden können.

Eine koprime Zerlegung für ein solches System kann als linkskoprime und rechtskoprime Zerlegung durchgeführt werden. Die Eigenschaften sind dabei die gleichen, nur die Schreibweisen und Positionen der Symbole unterscheiden sich. Hier soll im Weiteren nur von der linkskoprimen Zerlegung die Rede sein.

Zwei Matrizen von Übertragungsfunktionen $\tilde{M}$ und $\tilde{N}$ mit Polen ausschließlich in der linken Halbebene sind koprim zueinander, wenn Matrizen U und V existieren, so dass

$$\tilde{M}V - \tilde{N}U = I \tag{10}$$

gilt. Für ein System G kann nun eine linkskoprime Zerlegung

$$G = \tilde{M}^{-1}\tilde{N} \tag{11}$$

[9] Vereinfachend wird hier auch im Mehrgrößenfall statt von Übertragungsfunktionsmatrizen von Übertragungsfunktionen gesprochen.

[10] Also solche mit rein realen Koeffizienten und einem Zählergrad nicht größer als dem Nennergrad.

durchgeführt werden. Diese enthält keine instabilen versteckten Moden und $\tilde{M}$ und $\tilde{N}$ sind eindeutig[11]. Im Folgenden wird von einer normierten koprimen Zerlegung ausgegangen.

Für ein System, dessen Parameter nicht genau bekannt, also "unsicher" sind, existiert eine linkskoprime Zerlegung der unsicheren Systemgleichung mit unstrukturierter Unsicherheit Δ

$$G_u = (\tilde{M} + \Delta_M)^{-1}(\tilde{N} + \Delta_N). \tag{12}$$

Δ_M und Δ_N hängen darin von der konkreten Art und Struktur der Unsicherheit ab. Sie haben allerdings die nützliche Eigenschaft aufgrund der Natur der Zerlegung asymptotisch stabile Übertragungsfunktionen zu sein, d.h. obiges Small Gain Theorem ist als Robustheitskriterium bei einem koprim faktorisierten Unsicherheitsmodell anwendbar. Δ_M und Δ_N werden dabei so behandelt, dass bei einer verallgemeinerten Darstellung nur noch die nominalen Anteile $\tilde{M}$ und $\tilde{N}$ in P verbleiben. Damit ergibt sich $\Delta = [\Delta_N, -\Delta_M]$, was aufgrund der asymptotisch stabilen Anteile selbst asymptotisch stabil ist und damit eine Voraussetzung für die Anwendbarkeit des Small Gain Theorems erfüllt.

2.1.3 Reglerauslegung

Nun kann gezeigt werden, dass ein Regler $C(s)$ die Strecke $G_u(s)$ genau dann stabilisiert, wenn er zum einen $G(s)$ stabilisiert und zum anderen gilt, dass

$$||\text{LLFT}(P,C)||_\infty \leq \epsilon^{-1}, \tag{13}$$

falls $||\Delta||_\infty < \epsilon$. Solange die Bedingung in Gleichung 13 erfüllt ist, ist auch das Small Gain Theorem erfüllt[12].

Für eine koprim faktorisierte Streckenbeschreibung findet sich damit durch Auswertung der LLFT folgende Bedingung an einen maximal robustifizierenden Regler $C(s)$

$$\min_C \left|\left| \begin{bmatrix} C \\ I \end{bmatrix} (I - GC)^{-1} \tilde{M}^{-1} \right|\right|_\infty = \epsilon_{max}^{-1}. \tag{14}$$

ϵ_{max} ist hierin ein Maß für die Robustheit: Falls $\epsilon_{max} \geq \epsilon > ||\Delta||_\infty$ gilt, bleibt das Small Gain Theorem erfüllt und der Regelkreis bleibt für alle Unsicherheiten im Unsicherheitsmodell stabil.

Hier zeigt sich ein bedeutender Unterschied zum verbreiteten Verfahren mittels einer gemischten Sensitivität. Bei letzterem wird ein minimaler γ-Wert, der anstelle des hier

[11] Bis auf eine linksseitige Multiplikation mit einer unitären Matrix.

[12] Für eine nicht koprim faktorisierte Streckendarstellung wird der Zusammenhang etwas komplizierter und benötigt statt des Small Gain Theorems die verallgemeinerte Nyquistbedingung. Da dieser Fall hier aber nicht interessant ist, wird nicht weiter darauf eingegangen.

betrachteten maximal erreichbaren ϵ eingeführt wird, in einem numerisch aufwändigen Verfahren schrittweise angenähert, also nicht garantiert erreicht. Beim McFarlane-Glover-Algorithmus hingegen existiert aufgrund der linkskoprimen Faktorisierung ein eleganter Weg, ϵ_{max} direkt und ohne Zwischenschritte zu berechnen.

Über eine sogenannte Nehari-Erweiterung der Übertragungsmatrix aus Gleichung 14 durch rechtsseitige Multiplikation mit

$$\begin{bmatrix} -\tilde{N}^* \\ \tilde{M}^* \end{bmatrix} \tag{15}$$

und $(.)^*$ als komplex-konjugierter Transponierten findet man

$$\epsilon_{max} = (1 - ||[\tilde{N}, \tilde{M}]||_H^2)^{1/2} > 0. \tag{16}$$

Hierin bezeichnet $||(.)||_H$ die Hankelnorm. Der optimale Regler, der Gleichung 14 erfüllt, errechnet sich aus

$$C = UV^{-1} \tag{17}$$

mit U und V aus

$$\left|\left|\begin{bmatrix} -\tilde{N}^* \\ \tilde{M}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U \\ V \end{bmatrix}\right|\right|_\infty = ||[\tilde{N}, \tilde{M}]||_H. \tag{18}$$

Der hier gefundene Regler ist der Regler $C(s)$, der ein System $P_u(s)$ bzw. $P(s)$ maximal robustifiziert. Allerdings erfüllt dieser Regler noch keine Performanceanforderungen, wie z.B. Führungsgrößentreue. Hierzu muss die Streckenbeschreibung entsprechend umgeschrieben, bzw. in der Anwendung ein Zweischrittverfahren befolgt werden.

Darin wird in einem ersten Schritt die betrachtete Streckenübertragungsfunktion mittels vor- und nachgeschalteter Gewichte $W_1(s)$ und $W_2(s)$ so geformt, dass die gewünsche Performance erreicht wird. Dies geschieht wie beim klassischen Loop-Shaping am Verlauf der Singulärwerte des offenen Regelkreises $L(s) = W_2(s)G(s)W_1(s)$, weswegen das Verfahren von manchen Autoren auch robustes Loop-Shaping genannt wird. Dies ist ein weiterer wesentlicher Unterschied zum klassischen H_∞-Verfahren, das die Zielvorgaben auf Ebene des geschlossenen Regelkreises formuliert.

In einem zweiten Schritt wird dann der Regler $C_s(s)$ nach Gleichung 17 bestimmt. Dies ist dann der Regler, der $L(s)$ robustifiziert. Da aber in $L(s)$ die Gewichte zur Erreichung gewisser Performancevorgaben enthalten sind, ergibt sich der tatsächlich umzusetzende Regler als $C(s) = W_1(s)C_s(s)W_2(s)$. Das hier beschriebene Vorgehen soll im Folgenden als McFarlane-Glover-Algorithmus oder Regler auf Basis einer normalisierten koprimen

Faktorenzerlegung genannt werden. In dieser Arbeit kommt ebenfalls ein Regleralgorithmus zum Einsatz, der auf dem McFarlane-Glover-Algorithmus basiert und bei dem man lediglich noch einen gewünschten Verlauf für den Amplitudengang des offenen Regelkreises angeben muss. Dieses Verfahren soll im Folgenden als robustes Loop-Shaping bezeichnet werden.

Für die Anwendung seien an dieser Stelle noch folgende wichtige Hinweise gegeben:

1. Matlab bietet eine intuitive und schnelle Umsetzung des hier geschilderten Algorithmus mit der ncfsyn-Funktion, allerdings mit der Besonderheit, dass sie – wie auch die hier abgedruckte Kurzherleitung – von einer positiven Rückkopplung ausgeht. Für einen Standardregelkreis mit negativer Rückkopplung muss das Ergebnis noch mit -1 multipliziert werden.

2. Das Small Gain Theorem ist nur gültig, wenn die Teilsysteme ausschließlich Pole in der linken Halbebene besitzen. Das beschränkt die Form der Gewichte $W_1(s)$ und $W_2(s)$, die damit keinen Pol auf der Imaginärachse haben dürfen. Dadurch würde ein Integralverhalten als Performancevorgabe ausscheiden. Man kann sich allerdings damit behelfen, dass man ein PDT_1-Gewicht mit sehr hoher T_1-Konstante wählt. Dann ist das Übertragungsverhalten einem PI-Glied hinreichend ähnlich, dass es für praktische Einsatzzwecke keinen Unterschied ergibt. Die erwähnte ncfsyn-Implementation akzeptiert übrigens sogar Integralverhalten für die Gewichte.

2.2 Adaptive Systemidentifikation und Regelung mit dem Armarkov-Algorithmus

Der Armarkov-Algorithmus ist ein modellgestütztes, adaptives Verfahren, bei dem ohne genauere vorherige Systemkenntnis schnell ein lauffähiger, sich selbst einstellender Regler angewendet werden kann. Der Algorithmus basiert auf einem ARMA-Modell, das um Markov-Parameter erweitert wird und besteht aus zwei Teilen: Einer Identifikationsphase, in der die Systemparameter iterativ geschätzt werden und einer Regelungsphase, in dem Reglerparameter iterativ so eingestellt werden, dass sie den Energieinhalt eines Maßsignals minimieren. Im Folgenden sollen zunächst die beiden Teilschritte getrennt vorgestellt und schließlich eine Bewertung des Verfahrens mit Hinweisen zur Anwendbarkeit gegeben werden.

2.2.1 Adaptive Systemidentifikation

Im Identifikationsschritt werden die Markov-Parameter des Armarkov-Modells mit Hilfe von Ein-/Ausgangsdaten abgeschätzt. Hierzu geht man von einem diskreten Zustandraummodell [43]

$$\underline{x}(k+1) = A\underline{x}(k) + Bu(k) \tag{19}$$

$$y(k) = C\underline{x}(k) + Du(k) \tag{20}$$

aus. Der Einfachheit halber werden die Dynamik- und Eingangsmatrizen wieder mit A und B bezeichnet, obwohl sie nicht mit den Matrizen aus Gleichung 2 übereinstimmen. Hierin sind $(.)(k)$ jeweils die Größen zum k-ten Zeitschritt. $y(k)$ – normalerweise der gemessene Systemausgang – ist hier und im Folgenden der Systemausgang, der das Maßsignal bildet, welches im Regelungsteil minimiert werden soll[13]. y und u können prinzipiell auch Vektoren sein, es wird jedoch der Übersichtlichkeit halber hier von einem SISO-Modell ausgegangen. Für eine Herleitung für MIMO-Modelle und Einzelheiten zu Armarkov-Modellen sei auf die entsprechende Literatur verwiesen [1],[2],[58],[60],[61]. Desweiteren sind Markov-Parameter definiert als

$$H_{-1} := D, \tag{21}$$

$$H_j := CA^jB, j \geq 0. \tag{22}$$

Die Markov-Parameter sind dabei die Impulsantworten des Systems zum betreffenden Zeitschritt. Sie sind Teil der Darstellung eines zeitdiskreten Systems mittels seiner z-Transformation[14]

$$G(z) = C(zI - A)^{-1}B + D \tag{23}$$

$$= \sum_{j=-1}^{\infty} H_j z^{-(j+1)} \tag{24}$$

$$= \frac{b_0 z^{n_{arm}} + b_1 z^{n_{arm}-1} + ... + b_{n_{arm}}}{z^{n_{arm}} + a_1 z^{n_{arm}-1} + ... + a_{n_{arm}}}. \tag{25}$$

Im nächsten Schritt wird nun eine Zeitbereichsdarstellung von $y(k)$ in Abhängigkeit von den Markov-Parametern gesucht. Hierzu wird Gleichung 25 ausgewertet und man erhält

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - ... - a_{n_{arm}} y(k - n_{arm}) + b_0 u(k) + ... + b_{n_{arm}} u(k - n_{arm}). \tag{26}$$

Mit einigen Umformungen (vgl. [2],[61]) findet man die Darstellung

$$\begin{aligned} y(k) = & \sum_{j=1}^{n_{arm}} -\mathcal{A}_{\mu_{arm},j} y(k - \mu_{arm} - j + 1) \\ & + \sum_{j=1}^{\mu_{arm}} H_{j-2} u(k - j + 1) \\ & + \sum_{j=1}^{n_{arm}} \mathcal{B}_{\mu_{arm},j} u(k - \mu_{arm} - j + 1). \end{aligned} \tag{27}$$

[13] In vielen Fällen wird dies mit dem gemessenen Systemausgang identisch sein. Wo dies nicht der Fall ist, bezieht sich die Identifikation auf das Verhalten zwischen Systemeingang und Maßsignal. Natürlich kann mit diesem Algorithmus das Systemverhalten zwischen beliebigen Signalen identifiziert werden, nur sind diese Identifikationen dann eben nicht in der adaptiven Regelung nutzbar.

[14] Die z-Transformation für zeitdiskrete Systeme ist das Analogon zur Laplacetransformation für zeitkontinuierliche Systeme, d.h. bildet ein zeitdiskretes Signal vom Zeitbereich auf seinen z-Bereich ab.

$\mathcal{A}_{\mu_{arm},j}$ ist dabei eine Funktion der a_i aus Gleichung 25 und $\mathcal{B}_{\mu_{arm},j}$ eine Funktion der b_i aus derselben Gleichung. μ_{arm} ist die vom Anwender wählbare Anzahl der Markov-Parameter für das Systemmodell und n_{arm} eine vom Anwender wählbare Systemordnung. In dieser Systembeschreibung ergibt sich $y(k)$ also aus den gewichteten n_{arm} Maßwerten y, die μ_{arm} bis $\mu_{arm}+n_{arm}$ Zeitschritte zurückliegen und den letzten $\mu_{arm}+n_{arm}$ Steuerwerten, jeweils ebenfalls entsprechend gewichtet. Diese Maß- und Steuerwerte kann man nun in einen Regressorvektor schreiben. Über die Hinzunahme zusätzlicher Maß- und Steuerwerte erhält man den sogenannten erweiterten Regressor $\Phi(k)$:

$$\begin{aligned}\Phi(k) &= [y(k-\mu_{arm}),\ ...\ ,y(k-\mu_{arm}-p_{arm}-n_{arm}+2),\ ...\\ &\quad u(k),\ ...\ ,u(k-\mu_{arm}-p_{arm}-n_{arm}+2)]^T. \end{aligned} \tag{28}$$

Darin ist p_{arm} ein Fensterparameter, der bestimmt, wie viele Maßwerte zur Bestimmung der Identifikationsgüte herangezogen werden[15]. Über die Definition eines erweiterten Maßvektors

$$Y(k) = [y(k), y(k-1), ..., y(k-p_{arm}+1)]^T \tag{29}$$

in den die letzten p_{arm} Maßwerte eingehen, ergibt sich nun durch Anwendung der Gleichungen 27 und 28 eine Armarkov/Toeplitz-Gewichtsmatrix W so, dass

$$Y(k) = W\Phi(k) \tag{30}$$

gilt. $Y(k)$ ist der Maßvektor, der die letzten p_{arm} Maßwerte enthält, die über eine Anpassung von W, die noch zu schildern ist, aus $W\Phi(k)$ errechenbar gemacht werden sollen. W enthält nun die gesuchten Markov-Parameter H_j, sowie $\mathcal{A}_{\mu_{arm},j}$ und $\mathcal{B}_{\mu_{arm},j}$ aus Gleichung 27. $p_{arm} > 1$ führt zu mehreren Zeilen in $Y(k)$ und W, wobei die Parameter in jeder Zeile von W gegenüber denjenigen in der Zeile darüber um eine Position nach rechts verschoben werden müssen, damit sie mit den passenden Werten aus $\Phi(k)$ multipliziert werden. Daher ergibt sich die Diagonalkonstante, also Toeplitz-Form.

Für eine Schätzung $\hat{W}(k)$ der Systemparameter ergibt sich der geschätzte Maßvektor $\hat{Y}(k) = \hat{W}(k)\Phi(k)$. Definiert man nun ein Kostenfunktional des Schätzfehlers

$$J(k) = \frac{1}{2}(Y(k) - \hat{Y}(k))^T(Y(k) - \hat{Y}(k)), \tag{31}$$

erhält man für einen minimalen Schätzfehler die Bedingung

$$\frac{\partial J(k)}{\partial \hat{W}(k)} = -U \circ [(Y(k) - \hat{Y}(k))\Phi^T(k)] = 0. \tag{32}$$

Hierin ist $\circ$ das Hadamard-Produkt und U eine Matrix mit blockweiser Toeplitz-Form, die so besetzt ist, dass $U \circ [.]$ praktisch eine Elementauswahl aus $[.]$ darstellt. Das (i,j)-Element aus $[(Y(k) - \hat{Y}(k))\Phi^T(k)]$ enthält das Produkt $(Y_i(k) - \hat{Y}_i(k))\Phi_j(k)$, also eine Matrix mit dem dyadischen Produkt aus Schätzfehlern und Regressorvektor. U ist hier daher nur

[15] Je größer p_{arm} gewählt wird, desto glatter, aber auch langsamer verläuft die Konvergenz der identifizierten Systemparameter.

eingeführt, um die Schreibweise zu vereinfachen. Das dyadische Produkt berechnet nämlich einige Steigungen, die nicht berechnet werden dürften, was erst durch U korrigiert wird. Diese Steigungen dürften gar nicht existieren, da sie z.B. eine Abhängigkeit der in das Kostenfunktion eingehenden Kosten eines Messwertes von einem zukünftigen Messwert berechnen. Bestimmte Einträge in $\hat{W}$ müssen null bleiben, was durch U sichergestellt wird. U hat p_{arm} Zeilen und ist über die zeilenweise Anordnung liegender Vektoren definiert, so dass für die j-te Zeile gilt:

$$(U_{j,:}) = [0_{j-1}, 1_{n_{arm}}, 0_{p_{arm}-1}, 1_{n_{arm}+\mu_{arm}}, 0_{p_arm-j}]. \tag{33}$$

Darin stellen $0_{(.)}$ bzw. $1_{(.)}$ eine Serie von jeweils (.) Nullen bzw. Einsen dar.

Mittels der berechneten Ableitung kann nun $\hat{W}$ mit einem Gradientenabstiegsverfahren in jedem Zeitschritt neu berechnet werden:

$$\hat{W}(k+1) = \hat{W}(k) - \eta(k)\frac{\partial J(k)}{\partial \hat{W}(k)}. \tag{34}$$

Dabei bestimmt sich die Schrittweite $\eta(k)$ aus

$$\eta(k) = \frac{\left|\left|Y(k) - \hat{Y}(k)\right|\right|_2^2}{\left|\left|\frac{\partial J(k)}{\partial \hat{W}(k)}\right|\right|_F^2} \tag{35}$$

mit der Frobeniusnorm $||(.)||_F$. $\eta(k)$ ist dabei so definiert, dass es einerseits für eine Umsetzung in einem Rechner geeignet ist und andererseits eine Konvergenz gewährleistet, indem die Steigung des Schätzfehlers immer negativ bleibt. Es lässt sich zeigen, dass mit $\eta(k)$ nach Gleichung 35 die Konvergenz von $\hat{W}$ gegen W gesichert ist, sofern in den Regressionsvektor ein geeignetes Testsignal $u(k)$ einfließt. Geeignet sind Rauschsignale bzw. alle Signale mit einem relativ gleichmäßig besetzten Frequenzspektrum.

2.2.2 Adaptive Regelung

Nach einer anfänglichen Einschwingzeit für die Identifikation wird diese gestoppt und das Identifikationsergebnis wird als Grundlage für die Reglerauslegung verwendet. Bei der hier dargestellten adaptiven Regelung wird lediglich das Übertragungsverhalten zwischen der Stellgröße und der Performancegröße benötigt, d.h. aus der identifizierten $\hat{W}$-Matrix werden lediglich die $\hat{H}_j$ und $\hat{\mathcal{B}}_{\mu_{arm},j}$ weiter verwendet.

Da der Energiegehalt des Maßsignals minimiert werden soll, ist eine gleichzeitige Identifikation und Regelung nicht möglich: Eine erfolgreiche Identifikation würde – abgesehen von Systemrauschen – dem Regler eine perfekte Vorhersage ermöglichen, also das Maßsignal minimieren. Im Regelungsmodus wird eine Steuersequenz erzeugt, die das Maßsignal möglichst konstant bleiben lässt, während im Identifikationsmodus ein möglichst zufälliges

Steuersignal möglichst deutliche Reaktionen des Maßsignals ergeben soll. Der Identifikationsmodus würde daher mit Daten aus dem Regelungsmodus systematisch zu niedrige Sensitivitäten des Systems auf Aktuation schätzen. Auf den Nachteil dieser Einschränkung wird später noch einmal zurückgekommen.

Für die adaptive Regelung wird ein Regler der Form

$$u(k) = \theta^T(k)\tilde{\Phi}_{uy,1}(k) \tag{36}$$

verwendet, mit

$$\begin{aligned}\Phi_{uy} &= [u(k-\mu_{arm,c}),\ ...\ ,u(k-\mu_{arm,c}-n_{arm,c}-p_{arm,c}+2),\ ...\\ &\quad y(k-1),\ ...\ ,y(k-\mu_{arm,c}-n_{arm,c}-p_{arm,c}+2)]^T\end{aligned} \tag{37}$$

und $\tilde{\Phi}_{uy,i}$ einer Unterauswahl aus Φ_{uy} bestehend aus den zum Zeitpunkt $k-i+1$ vorhandenen $n_{arm,c}$ Steuerwerten und den $n_{arm,c}+\mu_{arm,c}-1$ Maßwerten. Für $i>1$ wird entsprechend eine Auswahl zeitlich verzögerter Steuer- und Maßgrößen genommen, die aber alle noch im Regressionsvektor Φ_{uy} gespeichert sind. Das Auswahlfenster "rutscht" gewissermaßen einen Eintrag nach unten. Diese Struktur führt zu einem auf $\mu_{arm,c}$ Markov-Reglerparametern und weiteren Parametern basierenden Regler. Dies ist analog zum Identifikationsverfahren, in dem vergangene Steuer- und Performancegrößen gewichtet das aktuelle Maßsignal ergeben.

Über den Glättungshorizont $p_{arm,c}$ des Regler, also den Horizont über den das vergangene erreichte Maßsignal bewertet wird, kann nun ein erweiterter Steuervektor definiert werden:

$$U(k) = \sum_{j=1}^{p_{arm,c}} \delta_j \theta^T(k-j+1)\tilde{\Phi}_{uy,j}. \tag{38}$$

$U(k)$ enthält die letzten $p_{arm,c}$ errechneten Steuerwerte $u(k)$ bis $u(k-p_{arm,c}+1)$, die auf Basis der zum jeweiligen Zeitpunkt vorliegenden Reglerparameter sowie Maß- und Steuerwerte erhalten wurden. δ_j ist darin ein Operator, der den im nachfolgenden Produkt bestimmten Skalar in die j-te Zeile von $U(k)$ einsortiert, also ein Vektor mit Nullen als Einträge und nur einer 1 an der j-ten Stelle. δ_j ist hier lediglich ein Hilfsmittel, mit dem sich die Konstruktion von $U(k)$ mathematisch knapp darstellen lässt.

Trennt man nun die Systemgleichung 30 in die einzelnen Einflussursachen und nimmt auch noch Störgrößen auf, kann man Gleichung 30 umschreiben in

$$Y(k) = W_{yw}\Phi_{yw}(k) + B_{yu}U(k). \tag{39}$$

Hierin ist

$$\begin{aligned}\Phi_{yw}(k) &= [y(k-\mu_{arm}),\ ...\ ,y(k-\mu_{arm}-p_{arm}-n_{arm}+2),\ ...\\ &\quad d(k),\ ...\ ,d(k-\mu_{arm}-p_{arm}-n_{arm}+2)]^T\end{aligned} \tag{40}$$

und B_{yu} ist eine Untermatrix von W. d beschreibt von außen einwirkende, unbekannte Störungen. Der erste Term in Gleichung 39 beschreibt alle Nichtsteuergrößeneinflüsse auf

den Performancevektor. Die Trennung ist sinnvoll, da für das Stellgesetz nur das Übertragungsverhalten von den Steuergrößen auf die Performancegrößen interessiert, d.h. lediglich B_{yu} ist für die Regelung von Interesse und muss identifiziert werden. Da W nicht bekannt ist, wird hier anstelle von W $\hat{W}$ eingesetzt.

Setzt man nun das Stellgesetz aus Gleichung 38 in Gleichung 39 ein und nimmt weiterhin an, dass sich die Reglerparameter θ über den betrachteten Zeithorizont der letzten p_{arm} nicht ändern[16], d.h. $\theta(k-j+1) = \theta(k)$ für $j = 1 \ldots p_{arm,c}$, so lässt sich ein rückblickender Performancevektor $\tilde{Y}(k)$ definieren als

$$\tilde{Y}(k) = W_{yw}\Phi_{yw}(k) + B_{yu}\sum_{j=1}^{p_{arm,c}} \delta_j \theta^T(k)\tilde{\Phi}_{uy,j} \tag{41}$$

und mit Gleichung 39 erhält man

$$\tilde{Y}(k) = Y(k) - B_{yu}\left(U(k) - \sum_{j=1}^{p_{arm,c}} \delta_j \theta^T(k)\tilde{\Phi}_{uy,j}\right), \tag{42}$$

was aus bekannten Größen errechnet werden kann.

Nun wird analog zum Identifikationsteil eine Kostenfunktion definiert, die minimiert werden soll. Es gilt

$$J_c(k) = \frac{1}{2}\tilde{Y}^T(k)\tilde{Y}(k). \tag{43}$$

Eine Minimierung von $J_c(k)$ führt zu einer Minimierung der Zweiernorm von $\tilde{Y}(k)$, d.h. der Energieinhalt des rückblickenden Performancesignals wird minimiert[17]. Die Minimierung von $J_c(k)$ soll mittels Optimierung der Reglerparameter θ durchgeführt werden. Man findet also die Bedingung

$$\frac{\partial J_c(k)}{\partial \theta} = \sum_{j=1}^{p_{arm,c}} 1_j B_{yu}^T \tilde{Y}(k)\tilde{\Phi}_{uy,j}^T, \tag{44}$$

mit $\tilde{Y}(k)$ wie in Gleichung 42 errechnet.

Hiermit können dann analog zu Gleichung 34 die Reglerparameter angepasst werden

$$\theta(k+1) = \theta(k) - \eta_c \frac{\partial J_c(k)}{\partial \theta}, \tag{45}$$

wobei η_c zu

$$\eta_c = \frac{1}{p_{arm,c}||B_{yu}||_F^2||\Phi_{uy}(k)||_2^2} \tag{46}$$

[16] Das ist gegeben, wenn die Streckendynamik deutlich über der des Reglers liegt. Der Armarkov-Algorithmus darf daher nicht mit zu fein gewählten Abtastraten arbeiten.

[17] Eine Minimierung des Skalarprodukts eines Vektors mit sich selbst sorgt für eine Minimierung der einzelnen Einträge des Vektors bzw. seiner Norm. Aufgrund der Quadrierung der Einträge wird dabei dem stärksten Ausreißer das stärkste Gewicht zugewiesen. Reduzierung dieser starken Ausreißer führt dann schließlich zu einem möglichst wenig schwankenden Signal mit möglichst kleinen Einzeleinträgen also einer möglichst geringen Energie.

gewählt wird. Es soll an dieser Stelle erwähnt werden, dass es verschiedene Wege gibt, η_c zu berechnen. Der hier gezeigte Weg ist aufgrund seiner einfachen programmiertechnischen Realisierbarkeit gewählt worden. Er sichert erneut die Konvergenz, wobei in diesem Fall die Steigung des rückblickenden Maßsignals stets negativ bleibt, sich dieses also stets seinem Minimum annähert.

2.2.3 Bewertung der Einsetzbarkeit und Anmerkungen zur Anwendung

Der hier vorgestellte Algorithmus ist ein prinzipiell einfach einzusetzendes Verfahren, das nur geringes Vorwissen bezüglich der Streckendynamik benötigt. Das zu minimierende Maßsignal kann beliebig gewählt werden. Eine Umsetzung in optimiertem C-Code erreicht Samplingzeiten des Codes im μs-Bereich, wodurch sich der Algorithmus auch zur Regelung von sehr schnellen Prozessen mit Dynamiken im kHz-Bereich eignet [58],[61]. Aufgrund der zeitdiskreten Natur des Armarkov-Modells können besonders Strecken mit Totzeiten gut geschätzt werden, sofern man die Zahl der Markov-Parameter hoch genug wählt. Die Konvergenzzeit der Identifikation bzw. der Regleradaption beträgt üblicherweise ca. 50-100 Rechenzyklen[18].

Allerdings hat sich in Testläufen und in der Anwendung gezeigt, dass die Identifikationsergebnisse stark von der Wahl der Parameter μ_{arm}, n_{arm} und p_{arm} abhängen. Schon kleine Änderungen zeigen hier gegebenenfalls deutliche Auswirkungen. Die ermittelten Markov-Parameter taugen also nur bedingt zur Modellbildung. Lediglich in Kombination mit der Schrittweite η ist eine Bewertung der Güte der Markov-Parameter möglich, wenn man die Annahme trifft, dass ein kleines η andeutet, dass das Kostenfunktional nahe seines Minimums ist. Da η aber in jedem Identifikationsschritt neu errechnet wird und aufgrund von Störungen in den Maßgrößen η und $\partial J/\partial \hat{W}$ selbst gestört sind, wird kein stabiles Minimum der Markov-Parameter erreicht. Daher ist auch diese Bewertung über η eher qualitativ zu verstehen.

Ein weiteres Problem stellt das Signal-Rausch-Verhältnis dar, das den Algorithmus in beiden Teilen stark beeinträchtigen kann. Als Faustregel kann dabei gelten, dass ein Signal-Rausch-Verhältnis von drei noch akzeptable Werte liefert, darüber aber die Identifikations- und Regelungsqualität deutlich nachlässt.

Ein Teil dieser Probleme wird durch die adaptive Natur des Reglers wieder wett gemacht. So kann der Regler selbst bei schwachen Identifikationen noch gutes Minimierungsverhalten erzeugen. Allerdings ist dieses Verhalten nicht garantiert und es gibt auch noch keine Möglichkeit, die Robustheit des Algorithmus abzuschätzen.

Die Trennung von Identifikation und Regelung führt dazu, dass man bei wechselnden Betriebsbedingungen, unter denen sich die Regelungsgüte verschlechtert, zurück auf den Identifikationsmodus schalten muss, was also eine gewisse – wenn auch kurze – Zeit ohne

[18] Zur Veranschaulichung: Beim in Kapitel 5 vorgestellten Experiment entsprach das ca. einer Viertelsekunde.

Regelung bedeutet. Es wären auch immer wieder zwischengestreute Identifikationssequenzen im Bereich von wenigen Zyklen denkbar, allerdings bleibt es bei der Nichtvereinbarkeit von Identifikation und Regelung.

Aus diesem Grund empfiehlt sich das hier vorgestellte Verfahren vor allem für Einsatzzwecke mit hinreichend stabilen Betriebsbedingungen oder wenn schnell ein Regelentwurf benötigt wird. Es kann seine Stärken besonders bei komplexen Prozessen ausspielen, bei denen eine Modellierung zu aufwändig oder gar nicht möglich ist.

2.3 Hauptkomponentenanalyse und Hauptkomponentenregression

Eine Hauptkomponentenanalyse (PCA, von engl. principal component analysis) ist eine Methode aus der Statistik, mittels derer in einem mehrdimensionalen Datensatz eine Transformation auf dessen Hauptachsen durchgeführt werden kann [14]. Hier wird für eine Messmatrix M, bestehend aus n Messgrößen aus m Messvorgängen, die somit in der Größe $m \times n$ vorliegt, eine Projektion auf eine Matrix der Größe $m \times q$ gesucht, so dass durch die Projektion möglichst wenig Informationen verloren gehen. Ein Maß für den Informationsgehalt ist die Varianz einer Messgröße über die m Messvorgänge, sofern die Messungen an unterschiedlichen Messpunkten vorgenommen wurden.

Dieses Verfahren kann z.B. dazu verwendet werden, im Falle von mehreren zu einer ebenfalls gemessenen oder aus beitragenden Sensoren berechneten Größe versteckte Korrelationen zu finden und die dominanten Beiträge zu dieser Größe zu identifizieren. Auf dieser Analyse aufbauend kann dann die Anzahl an Sensoren um diejenigen mit geringem zusätzlichen Informationsnutzen bezüglich der bestimmten Größe reduziert werden.

Zunächst wird aus zeitgemittelten Messdaten verschiedener Messvorgänge eine Messdatenmatrix $M \in \mathcal{R}^{m \times n}$ gebildet. In dieser sind die erwähnten Messvorgänge in Form von liegenden Vektoren vertreten, d.h. im Falle von gemessenen Drücken p gälte $M_{ij} = p_{ij}$, wobei i ein Index des Messvorgangs ist und j der Index des darin aufgenommenen zeitgemittelten Drucksensors. M wird nach dem Aufbau mittelwertbereinigt, so dass die Spalten jeweils Mittelwert 0 haben.

Aus M gewinnt man mittels einer Singulärwertzerlegung $M = U\Sigma V^T$. Hierin enthält $V^T \in \mathcal{R}^{n \times n}$ die Eigenvektoren von $M^T M$ in Form von Zeilenvektoren und Σ enthält die entsprechenden Singulärwerte, die die Eigenvektoren gewichten. Dabei sind die Singulärwerte der Größe nach geordnet, so dass $\sigma_i > \sigma_{i+1}$ gilt. Die zugehörigen Eigenvektoren sind entsprechend ihrer Singulärwerte angeordnet. Nun kann man ein willkürliches Abschneidekriterium zwischen 0 und 1 wählen, mit dessen Hilfe man ein $\bar{n}$ findet, dass gilt, dass $\sum_{i=1}^{\bar{n}} \sigma_i / \sum_{i=1}^{n} \sigma_i$ kleiner als das Abschneidekriterium bleibt. Hierin ist n die Anzahl der Eigenvektoren, also die Anzahl der verwendeten Sensoren bzw. mit einem Messvorgang aufgenommenen Werte. Mit anderen Worten führt beispielsweise eine Wahl von 0,8 dazu, dass beginnend beim größten Singulärwert die geordneten Singulärwerte genommen werden, solange die Summe der gewählten Singulärwerte unter 80% der Summe aller Singulärwerte bzw. der Spur von Σ bleibt.

Aus V werden dann die ersten $\bar{n}$ Spaltenvektoren ausgewählt und aus ihnen wird die reduzierte Eigenvektormatrix $\bar{V}$ erzeugt. Es werden damit nur Hauptachsen mit hohem Informationsinhalt ausgewählt, während Hauptachsen mit geringer Varianz eliminiert werden.

$X = M\bar{V}$ liefert nun die Hauptachsentransformation der Messmatrix M auf den reduzierten Satz von Achsen.

Angenommen man wollte nun Parameterwerte für Sensoren identifizieren, die für einen reduzierten Satz an Achsen eine möglichst gute Reproduktion der m bestimmten Größen darstellen, so konstruiert man zunächst einen (aus Messungen bekannten) Vektor $Y \in \mathcal{R}^{m\times 1}$. Dessen Einträge sind die m in verschiedenen Messungen aus dem vollständigen Satz an $n \cdot m$ Messgrößen bestimmten Größen, z.B. eine Serie von m Auftriebsmessungen mit n Drucksensoren. Y kann nun aus einer Linearkombination der Hauptachsen geschätzt werden[19]. Letztere müssen noch gewichtet werden, daher wird der Ansatz $Y = X\varphi$ verwendet, mit φ als noch unbekanntem Parametervektor. Wir finden dann

$$\varphi = (X^T X)^{-1} X^T Y, \tag{47}$$

wobei $\varphi \in \mathcal{R}^{\bar{n}\times 1}$ die Parameterwerte für die Hauptachsen enthält und $(\bar{V}\varphi) \in \mathcal{R}^{n\times 1}$ daher die Parameterwerte bzw. Gewichte für die unterliegenden Sensordaten, die zu einer optimalen Schätzung von Y aus den reduzierten Hauptachsen führt.

Ausgehend von dem vollen Satz an n Messgrößen (Sensoren) führt man nun eine Hauptkomponentenregression durch, indem man über $\bar{V}\varphi$ den Beitrag jeder einzelnen Messgröße zu Y abschätzt und jeweils denjenigen mit dem geringsten Beitrag eliminiert. Dadurch erhält man einen reduzierten Satz an Messgrößen, der Y gut darstellen kann. Die bis hierhin geschilderte Prozedur wiederholt man nach jeder Messgrößeneliminierung, um den von der eliminierten Messgröße verlorenen Beitrag zur Y-Berechnung neu auf die verbleibenden Messgrößengewichte zu verteilen.

[19] Ein komplizierterer Ansatz mittels eines nichtlinearen Kernels ist denkbar und wäre auch verfolgt worden, hätte der hier gewählte lineare Ansatz nicht bereits sehr gute Schätzungen ergeben.

3 Anwendung und Auswahl der Methoden am 2D-Flügel

Die im vorangegangenen Kapitel beschriebenen und erwähnten Methoden bilden die Grundlage für die im Folgenden vorgestellten Experimente, bei denen die Regelung des Auftriebs an realen Hochauftriebskonfigurationen anhand von drei Versuchsaufbauten zunehmender Komplexität untersucht werden soll. Um die Anwendbarkeit einer Technologie auf ein reales Problem zu testen, beginnt man in der Regel bei vereinfachten Versuchsaufbauten und erhöht im Erfolgsfall den Komplexitätsgrad schrittweise. Im vorliegenden Fall gab es schon zahlreiche Versuche an einfachen Konfigurationen (Platten, Buckel, rückwärts gewandte Stufe, einfache Flügel [16]). Auf diesen aufbauend wurde eine komplexe zweidimensionale Hochauftriebskonfiguration mit Klappenspaltströmung untersucht, wie im Folgenden beschrieben.

Die Erkenntnisse dieser Untersuchungen bildeten die Grundlagen für die weiterführenden Versuche am dreidimensionalen Halbmodell und am realen Flugzeug, die in den Kapiteln 4 und 5 vorgestellt werden.

3.1 Experimenteller Aufbau

Das untersuchte Modell war ein zweidimensionales Modell mit einem zum DLR-F15-Modell identischen Profil und $c = 600\ mm$ Profiltiefe. Es bestand aus einem Hauptelement und einer Hochauftriebsklappe, zwischen denen ein Spalt eine Spaltströmung zuließ. Die Spannweite betrug 1,55 m.

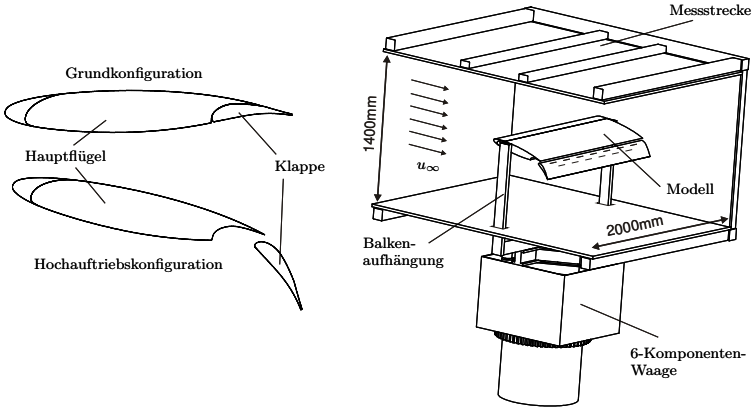


Abbildung 2: Skizze des Versuchsaufbaus im Windkanal am ISTA, TU Berlin [23].

Das Modell (vgl. Abbildung 2) wurde in einem Windkanal der Göttinger Bauweise an der

Technischen Universität Berlin untersucht. Die Anströmgeschwindigkeiten lagen bei 25 bis 30 m/s, was einer Reynoldszahl von $Re_c \approx 10^6$ entspricht.

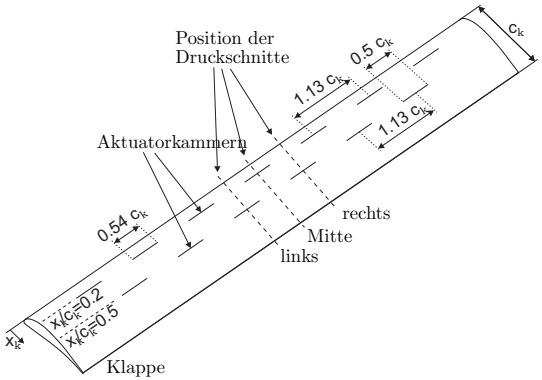


Abbildung 3: Skizze der Hinterkantenklappe mit gestaffelter Aktuatorik [23].

Die Hochauftriebsklappe hinter dem Hauptelement war mit $\delta_k = 45°$ angewinkelt. Die Sehnenlänge der Klappe betrug $c_k = 168\ mm$. Bei $x_k/c_k = 0{,}2$ und 0,5 waren Aktuatorkammern jeweils in einer Reihe in die Klappe eingelassen, wie in Abbildung 3 dargestellt. Die Anordnung der Kammern war dergestalt, dass die beiden Aktuatorkammern der zweiten Reihe hinter den Lücken zwischen den Kammern der ersten Reihe lagen. Diese Kammern waren mit schnellen Magnetschaltventilen verbunden, die wiederrum über ein Druckluftsystem mit komprimierter Luft versorgt wurden. Das ermöglichte es, aus den Austrittsschlitzen der Aktuatorkammern Luft auszublasen. Die Aktuatorkammern besaßen eine Schlitzbreite von $2{,}5 \cdot 10^{-3}\ c_k = 0{,}42\ mm$. Für die Schlitze stromauf bei $x_k/c_k = 0{,}2$ betrug die Länge 0,54 $c_k = 89\ mm$, stromab 0,5 $c_k = 82\ mm$. Die Ausblasung erfolgte unter einem Winkel von $\approx 30°$ und die Ausblasegeschwindigkeit konnte mittels des eingestellten Vordrucks variiert werden. In Vorversuchen wurden geeignete Aktuationsparameter gefunden, so dass für die Regelungsversuche die Parameter auf $f_a = 75\ Hz$ und $DC_a = 50\%$ fixiert wurden. Abbildung 4 zeigt schematisiert den Aufbau der Aktuation, eine Skizze der Situation an der Hinterkante des Hauptflügels und einen zeitaufgelösten Plot der Austrittsgeschwindigkeit aus der Aktuatorkammer in Verbindung mit dem Steuersignal an ein Schnellschaltventil. Die Luft tritt leicht verzögert zur Ventilschaltung aus, was durch den Transport der Luft vom Schnellschaltventil zur Aktuatorkammer begründet ist.

Der Vordruck für die Schnellschaltventile wurde variabel gelassen und war die eigentliche Stellgröße der Regelungsversuche. Tatsächlich wurde in den Identifikationsexperimenten und später vom Regler schnellen Druckregelventilen eine elektrische Spannung als Eingangssignal bereitgestellt, die diese in einen Druck übersetzten. Das elektrische Signal als

Stellgröße wird im Folgenden mit u bezeichnet.

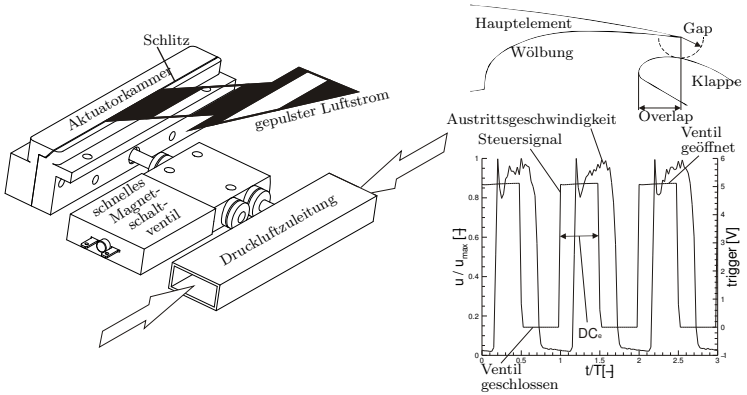


Abbildung 4: Schema der Aktuatorik am 2D-Flügel, der Konfiguration an der Hauptelementhinterkante und Zeitschrieb der Austrittsgeschwindigkeit in Verbindung mit einem Steuersignal an ein Schnellschaltventil [23].

Im Mittelschnitt in Strömungsrichtung waren auf der Ober- und Unterseite von Hauptprofil und Klappe insgesamt 49 Druckbohrungen mit angeschlossenen Drucksensoren eingebracht. Zusätzliche Druckbohrungen mit Sensoren befinden sich auf der Klappe auf zwei Schnitten links und rechts des Mittelschnitts. Desweiteren war das Modell auf einer Waage montiert, so dass sich die Kräfte und Momente messen ließen. Die stationären Messungenauigkeiten lagen typischerweise unter 1 % der maximalen Sensorsensitivität. Weitere Einzelheiten zum Versuchsaufbau finden sich in Veröffentlichungen [23],[24],[27].

3.2 Stationäre Charakteristik der Strecke

Abbildung 5 und 6 zeigen Polaren zeitlich gemittelten Auftriebs bzw. Auftriebsbeiwerts der Konfiguration für verschiedene Volumenströme der Aktuation, erzeugt durch verschiedene Vordrücke.

Die Aktuation zeigt eine deutliche Auftriebssteigerung im Bereich des linearen Auftriebsanstiegs von $\alpha = 0°$ bis $\alpha = 7°$ bis 8° und eine Erhöhung des maximalen Auftriebs. Gleichzeitig wird der kritische Winkel des Auftriebseinbruchs vermindert. Auch nach dem Einbruch des Auftriebs zwischen $\alpha = 7°$ und 8° ist der Auftrieb des aktuierten Systems mindestens gleich hoch wie der Auftrieb des unaktuierten Systems.

Die oben besprochenen Fälle entsprechen einer Aktuation mit $u = 0, 2, 4, 6$ und 8 V, vgl. Abbildung 7.

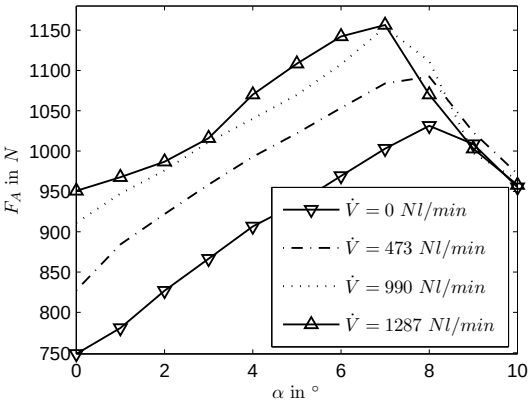


Abbildung 5: Zeitgemittelte Auftriebskräfteschar in Abhängigkeit von $\dot{V}$ und α; $f_a = 75Hz$, $DC_a = 50\%$, $\delta_k = 45°$, $Re_c = 10^6$.

Der Auftriebszugewinn pro Aktuationseinheit nimmt mit steigender Aktuation ab, so dass anzunehmen ist, dass das System eine Sättigung besitzt. Diese wurde mit der verwendeten Druckversorgung noch nicht erreicht, aber verwandte Untersuchungen haben eine solche Sättigung gezeigt [16],[8],[19]. Darüber hinaus wäre es unphysikalisch, würde die Strömung bei beliebig steigender Aktuation auch beliebig steigenden Auftrieb am System erzeugen[20].

Für die Regelung ist hier vorwiegend von Interesse, dass zusätzliche Aktuation zusätzlichen Auftrieb erzeugt und dass dieser Zusammenhang über den gesamten Aktuationsbereich – mit Ausnahme sehr niedriger Aktuationsniveaus – gegeben ist. Das bedeutet, dass die stationäre Karte $F_A(u)$ der Strecke zwar nichtlinear ist, aber diese Nichtlinearität schwach ausgeprägt ist, zumindest für Anstellwinkel, in denen das Hauptelement noch über eine anliegende Strömung verfügt. Es gilt $\partial F_A/\partial u > 0$ für alle Stellgrößen $u > u_{min} = 0\ V$, der Auftrieb verhält sich also monoton steigend mit steigender Stellgröße. Im vorliegenden Fall ist die Linearität in dieser Karte sogar dominant. Diese Beobachtungen führen dazu, dass ein lineares Regelungsverfahren anwendbar ist.

[20] Dies würde bedeuten, dass eine Aktuation mit einem Energiegehalt weit über dem der Strömung immer noch Auftrieb erzeugen würde, obwohl in diesem Fall die Aktuation das Strömungsbild dominieren würde, d.h. es gar keine reguläre Flügelumströmung mehr gäbe. Desweiteren ist der Auftrieb ein Maß für die Krümmung der Stromlinien und ein beliebig hoher Auftrieb würde nun beliebig hohe Krümmung bedeuten. Der möglichen Krümmung ist aber schon durch die Form der Tragfläche eine obere Grenze gesetzt, oder umgangssprachlich formuliert: Mehr als komplett anliegen kann die Strömung nicht.

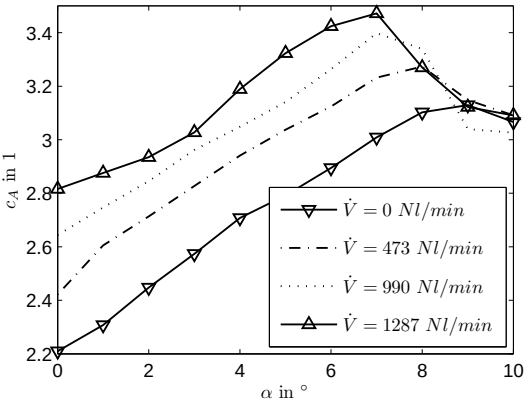


Abbildung 6: Zeitgemittelte Auftriebsbeiwertschar in Abhängigkeit von $\dot{V}$ und α; $f_a = 75Hz$, $DC_a = 50\%$, $\delta_k = 45°$, $Re_c = 10^6$.

3.3 Streckendynamik und Regelung

Für eine Regelung des Auftriebs ist eine zeitaufgelöst messbare Größe – die sogenannte Regelgröße y – vonnöten, die in Zusammenhang mit der zu regelnden Größe – hier dem Auftrieb F_A – steht. Die Windkanalwaage war aus zwei Gründen nicht als Systemausgang nutzbar: Erstens wäre sie in einem künftigen Flugversuch nicht verfügbar[21], zweitens wies sie dominante, schwach gedämpfte Eigenschwingungen auf, die das zeitaufgelöste Signal zu stark verunreinigten und eine lange zeitliche Mittelung erzwangen.

Daher wurden die Drucksensoren des Mittelschnitts (vgl. Abbildung 3) verwendet, um eine Regelgröße zu synthetisieren. Wegen der beschränkten Zahl der Eingangskanäle des digitalen Signalprozessors wurden nur die 32 Sensoren auf der Modelloberseite des Mittelschnitts verwendet. Diese wurden über der Sehnenlänge aufintegriert, so dass damit die Linienlast f_A auf diesem Mittelschnitt zur Verfügung stand. Wie in Abb. 8 zu erkennen ist, steht diese Linienlast in einem monotonen Zusammenhang mit der eigentlichen zu regelnden physikalischen Größe, dem Auftrieb F_A: Ein steigendes F_A korrespondiert auch mit einem steigenden f_A.

Dieser Zusammenhang ist allerdings schwach nichtlinear, was damit erklärt werden kann, dass der Mittelschnitt eben nicht alle Phänomene dieses nur nominell zweidimensionalen Strömungsfeldes erfasst. Real ist das Strömungsfeld dreidimensional und die Einflüsse

[21] Während des Fluges ist ein Flugzeug nicht erdgebunden, eine Waage könnte also keine Reaktions- bzw. Übergangskraft messen. Die Messung mittels in die Flugzeugstruktur eingebetteten Kraftsensoren ist hingegen möglich und ist Gegenstand von entsprechenden Planungen.

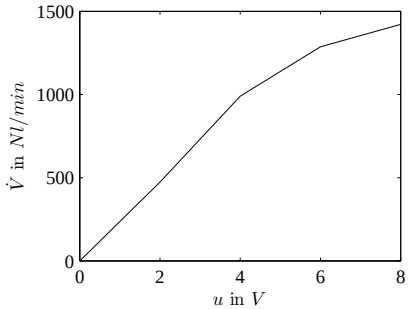


Abbildung 7: Zusammenhang von Volumenstrom $\dot{V}$ und Stellgröße u bei $f_a = 75Hz$, $DC_a = 50\%$.

der Wände oder der Klappenaufhängungen sowie fertigungsbedingte Asymmetrien im Strömungsfeld hängen wohl von Re-Zahl und Anstellwinkel α ab und können von diesem einen Druckschnitt nicht erfasst werden. Darüber hinaus wurden die Sensoren auf der Unterseite nicht berücksichtigt, deren Druckprofil ebenfalls durch die Aktuation beeinflusst wurde. Der genaue Zusammenhang zwischen f_A und F_A kann in einer Nachschlagetabelle modelliert werden.

In der Regelungstechnik genügt es zur Klärung der Frage der geeigneten Regelgröße jedoch, die Richtung und ungefähre Stärke der Reaktion zu kennen und sie messen zu können, was mit den bisher gesammelten Erkenntnissen möglich ist. Dank des monotonen, schwach nichtlinearen Zusammenhangs zwischen der Stellgröße u und der Auftriebskraft F_A und dem monotonen, schwach nichtlinearen Zusammenhang zwischen dem Auftrieb F_A und der Linienlast f_A kann man nun einen monotonen und nichtlinearen Zusammenhang zwischen u und f_A erzeugen:

$$u \leftrightarrow F_A \wedge F_A \leftrightarrow f_A \Rightarrow u \leftrightarrow f_A. \tag{48}$$

Die Linienlast f_A ist demnach als Regelgröße geeignet; es gilt daher $f_A \equiv y$.

3.3.1 Identifikation der Systemdynamik

Um einen linearen robusten Regler auszulegen, benötigt man ein lineares Modell des dynamischen Systemverhaltens. Da in diesem Fall das System eine nichtlineare statische Kennlinie besitzt $y = y(u, \alpha, Re, \delta_k)$, benötigt man lokale lineare Modelle. Aus diesen lokalen, linearen Modellen wird dann eine Modellfamilie gebildet.

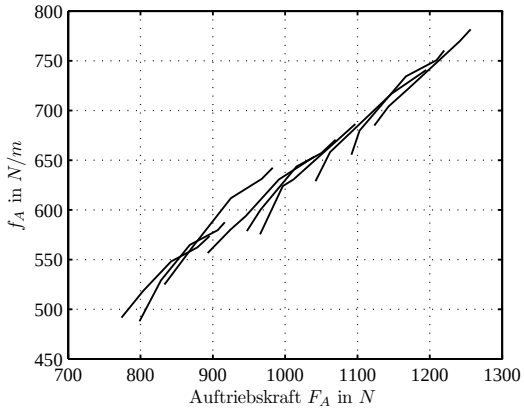


Abbildung 8: Zusammenhang zwischen Linienlast f_A und Auftriebskraft F_A für verschiedene Reynoldszahlen, Anstellwinkel ($\alpha \in [4, 5, 6]^\circ$) und Aktuationsniveaus. Entscheidend ist hier, dass der Zusammenhang monoton und schwach nichtlinear ist. $f_a = 75Hz$, $DC_a = 50\%$, $\delta_k = 45^\circ$, $Re_c = 0{,}94 - 1{,}06 \cdot 10^6$.

Zur Identifikation dieser lokalen, linearen Modelle wurden sogenannte PRBS-Versuche durchgeführt [35]. Hierbei wurde die Aktuation mit einem PRBS-Signal gesteuert und die Systemantwort y gemessen. Dieses PRBS-Signal variierte lediglich den Solldruck der Versorgungsdruckleitung. Die anderen Parameter wie Frequenz und Tastverhältnis der Schnellschaltventile wurden konstant gelassen. Ein PRBS-Signal ist ein pseudo-zufälliges binäres Signal, das dazu führt, dass die Aktuation zwischen zwei Werten pseudo-zufällig hin- und herwechselt. Der Vorteil eines PRBS-Signals gegenüber eines einfachen Sprungs besteht im höheren und gleichmäßigeren Vorkommen von höherfrequenten Anteilen im Frequenzspektrum. Abbildung 9 zeigt beispielhaft einen Messschrieb aus einem solchen Experiment.

Basierend auf den Messdaten wurde nun mittels PEM- [59] und Subspace-Methoden [35] eine Systemidentifikation durchgeführt, d.h. eine Differentialgleichung gesucht, die eine hinreichend gute Vorhersagefähigkeit des Systemausgangs y basierend auf den Systemeingang u liefert. Eine solche gefundene Differentialgleichung heißt Systemgleichung des Systems. Im Bildbereich wird sie durch eine Übertragungsfunktion G repräsentiert, vgl. Gleichungen 3 bis 5.

Da die Systemgleichung die Dynamik zwischen dem Systemeingang u und dem Systemausgang y abbildet, enthält sie in diesem Fall implizit alles zwischen dem Steuersignal und der gemessenen Linienlast, also die Dynamik des Druckversorgungssystems, der Magnetschaltventile, der verschiedenen Versorgungsleitungen, der Aktuationskammern, der Inter-

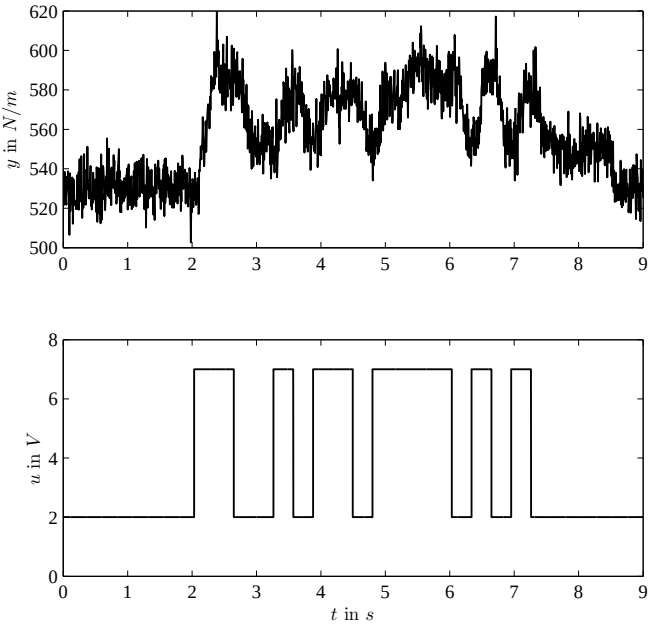


Abbildung 9: Zeitaufgelöste Signale eines PRBS-Versuchs, bei dem die Aktuation zwischen $u = 2\ V$ und $u = 7\ V$ pseudo-zufällig wechselt; $\alpha = 5°$, $f_a = 75\ Hz$, $DC_a = 50\%$, $\delta_k = 45°$, $Re_c = 10^6$.

aktion der ausgeblasenen Luft mit ihrer direkten Umgebung und schließlich die Reaktion der Strömung auf diese Anregung. Dabei haben viele dieser Prozesse keinen messbaren oder einen vernachlässigbaren dynamischen Einfluss auf die Linienlast. Der Vorteil einer black-box-Betrachtungsweise ist hier, dass man die Teilprozesse ausblenden und sich auf das für die Regelung wichtige Resultat bzw. die Wirkungen der dominanten Teilprozesse konzentrieren kann. Die Alternative, eine physikalische Bilanzgleichung von Massen, Impuls und Energie wäre zwar denkbar, aber das entstehende Regelungsproblem, das diese Gleichungen enthalten würde, wäre gewiss nicht in Echtzeit lösbar. Darüber hinaus ist die genaue, hochaufgelöste Kenntnis der physikalischen Prozesse aus Sicht der Regelungstechnik auch nicht unbedingt notwendig, ist doch der Umgang mit gewissen Unsicherheiten und Störungen gerade die Stärke einer Regelung, wenngleich diese natürlich in der Regel von zusätzlicher Information profitiert. Die Identifikation von black-box-Modellen ist daher ein praktisch erfolgreiches und für regelungstechnische Zwecke sehr häufig ausreichendes

Verfahren.

Abbildung 10 zeigt die Simulation einer solchen identifizierten Übertragungsfunktion G für den in Abbildung 9 gezeigten PRBS-Versuch und vergleicht die Vorhersage durch die Systemgleichung (schwarz) mit dem gemessenen Systemausgang (grau).

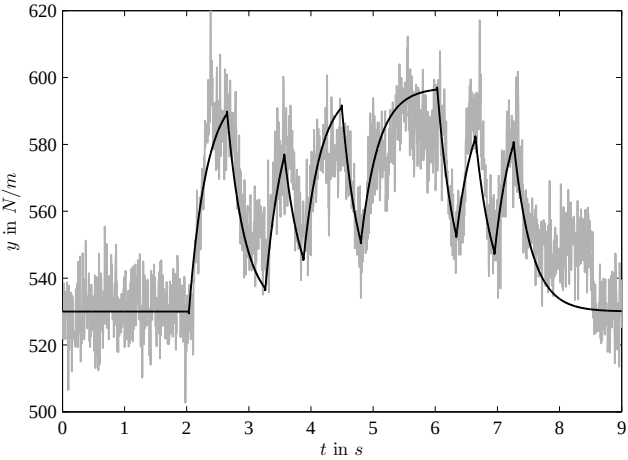


Abbildung 10: Vergleich von Identifikation (schwarz) und Messergebnis (grau) des in Abb. 9 gezeigten PRBS-Experiments; $\alpha = 5°$, $f_a = 75Hz$, $DC_a = 50\%$, $\delta_k = 45°$, $Re_c = 10^6$.

Das hier identifizierte G hat eine Ordnung von 1, d.h. die gefundene Funktion hat in ihrer Laplacedarstellung die Form

$$G(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_1 s + 1}. \tag{49}$$

Der Identifikationsprozess wurde für zahlreiche PRBS-Experimente mit varierenden Aktuationsniveaus und Anstellwinkeln wiederholt. Dabei wurden alle durch das Drucksystem erzielbaren Varianten für die Aktuation getestet ($u \in (0\ V, 1\ V, ...8\ V)$) und verschiedene Winkel ($\alpha \in (4°, 5°, 6°)$) eingestellt, wie sie in einem eventuellen Landeverfahren geflogen werden würden.

Es stellte sich heraus, dass niedrige Ordnungen stets ausreichen, um das dynamische Verhalten der Linienlast als Reaktion auf eine Änderung der Aktuation zu beschreiben. Das ist insofern überraschend, als die Änderung der Linienlast das Resultat einer komplexen Interaktion von Wirbelstrukturen, Druckfeldern, Reibungsprozessen und Massentransporten ist, die bis dato noch nicht vollständig verstanden und auch nicht ohne vereinfachende

Annahmen simulierbar ist. Es scheint allerdings so, dass wenngleich die Prozesse zu kompliziert für eine übersichtliche mathematische Beschreibung sind, ihr aggregiertes Resultat in Form des Auftriebs hingegen relativ einfach zu beschreiben ist.

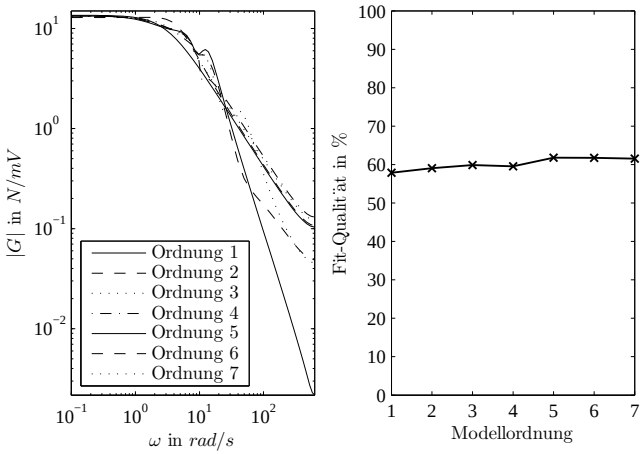


Abbildung 11: Einfluss der Modellordnung auf den identifizierten Amplitudengang (links) und die Fit-Qualität (rechts) nach Gl. 50. Die Modelle zeigen für niedrige Frequenzen das gleiche Verhalten, haben ähnliche Eckfrequenzen und unterscheiden sich erst für hohe Frequenzen und niedrige Verstärkungsfaktoren signifikant durch die unterschiedlichen Amplitudensteigungen.

Eine Erhöhung der Modellordnung hat die Qualität der Identifikation nicht nennenswert beeinflusst, wie in Abbildung 11 gezeigt. Der über die Formel

$$fit = 100 \cdot (1 - ||y_e - y||_2 / ||y - y_m||_2)\% \tag{50}$$

definierte Fit[22] steigt von 58% auf 62%, worin y_e der durch das identifizierte Modell errechnete Wert für das gemessene y ist und y_m der zeitliche Mittelwert von y, berechnet aus der zeitlichen Mittelung über den gesamten Messschrieb. Dieser schmale Zugewinn rechtfertigt die gestiegene Modellkomplexität allerdings nicht[23].

Aus den gefundenen Modellen ergab sich eine Modellfamilie: Abbildung 12 stellt den

[22] Diese Fit-Definition ist analog zur Fit-Definition der Matlab System Identification Toolbox bzw. der compare-Routine.

[23] Bei einer wie hier geplanten robusten Reglerauslegung ist die Ordnung des Reglers durch die Ordnung der Systemfunktion nach unten hin beschränkt. Eine niedrige Ordnung ist nicht nur analog zu Ockhams Rasiermesser, sondern auch mit Hinblick auf die numerische Stabilität zu bevorzugen.

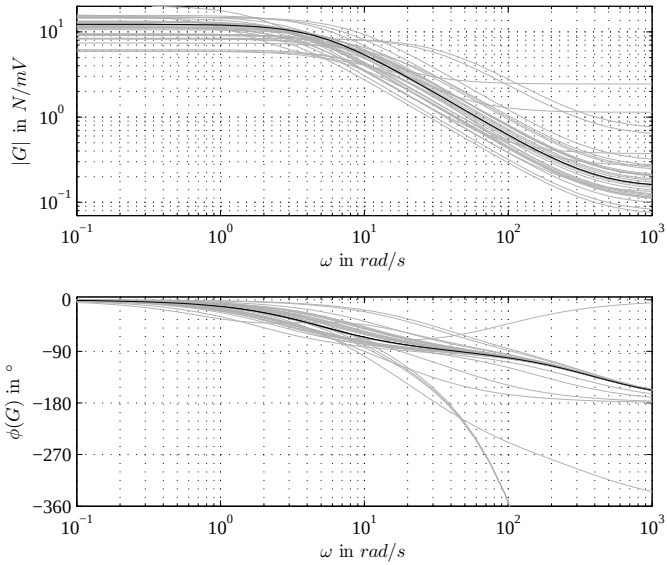


Abbildung 12: Modellfamilie, aus der Gesamtheit der identifizierten Modelle (grau) zusammengesetzt. Nominales Modell (schwarz) ist Stellvertreter für den Reglerauslegungsprozess.

frequenzabhängigen Amplituden- und Phasengang der identifzierten Modelle dar. Es ist auffällig, dass abgesehen von ein paar "Ausreißern" die Modelle sehr ähnliche Amplitudengänge besitzen. So liegen die stationären Verstärkungsfaktoren zwischen 5 und 20 und die Eckfrequenz liegt bei ungefähr 10 rad/s, zusätzlich zur schon erwähnten niedrigen Ordnung aller Systeme, die einen identischen Amplitudengangabfall ergibt. Daraus lässt sich die Schlussfolgerung ziehen, dass die Variierung des Arbeitspunktes nur einen geringen Einfluss auf die Systemdynamik ausübt. Die Aerodynamik verhält sich also in dem für die Anwendung interessanten Bereich sehr ähnlich.

Zu den "Ausreißern" ist zu sagen, dass die für ein bestimmtes Experiment durchgeführte Identifikation nicht notwendigerweise zuverlässig ist. So kann zum einen das Experiment selbst starken Störungen unterliegen, wie z.B. in Abbildung 9 die Stelle ab $t \approx 7{,}2\ s$, wo die Systemantwort trotz fehlender Aktuation für ca. 1 s nicht auf ihren Grundwert zurückfällt, sondern in einem Zwischenzustand verharrt[24]. Andere Versuche zeigen ähnliche Störungen

[24]Dies ist hier kein Hystereseeffekt, denn ein solcher müsste dann stabil sein, solange keine Änderungen der Aktuation erfolgt und er müsste dann auch bei anderen Sprungversuchen an dieser Stelle auftreten,

und Unregelmäßigkeiten.

Diese Probleme hätte man teilweise umgehen können, indem man sehr viel mehr Messungen aufgenommen hätte und diese dann per Mittelung zusammengeführt hätte. Dies war allerdings aufgrund der sehr beschränkten Zeit für die Messkampagne nicht möglich. Aus den oben genannten Gründen darf man einer einzigen Identifikation nicht allzuviel Gewicht zumessen, aber die Gesamtheit der identifizierten Modelle ist – ähnlich wie ein mehrfach aufgenommenes Experiment – im Mittel von lokalen Störeinflüssen gering beeinflusst. Insofern ist die große Ähnlichkeit der stationären Verstärkungsfaktoren und Eckfrequenzen bedeutsam.

Wie Abbildung 13 zeigt, ist die Modellcharakteristik nicht abhängig von der Wahl des Anstellwinkels. Die einzelnen Familien zeigen übergreifend ähnliches Verhalten, so dass geschlossen werden kann, dass die Systemdynamik im Wesentlichen unabhängig vom Anstellwinkel ist. Dies gilt sicherlich nur, solange man sich im linearen Bereich der Polaren aufhält, was für den geplanten Einsatzzweck der Fall ist.

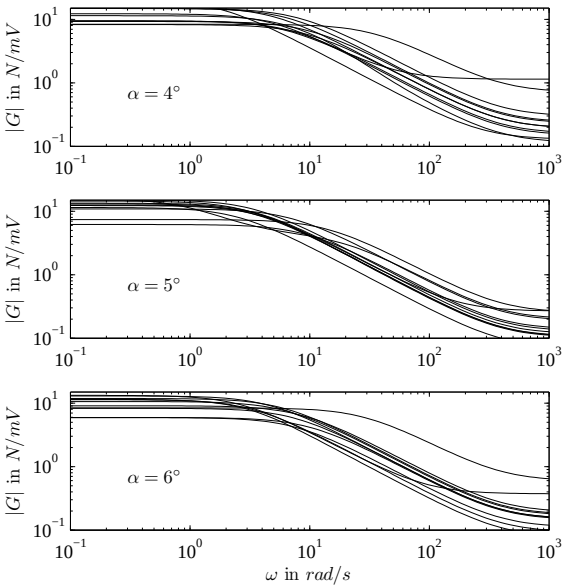


Abbildung 13: Modellfamilien nach Anstellwinkeln aufgeteilt.

was er aber nicht tut.

Obwohl die identifizierten Modelle nicht alle Aspekte der Systemdynamik erfassen, namentlich nicht die richtungsabhängigen Totzeiten[25], Nichtlinearitäten, hochfrequente Dynamiken oder Hystereseeffekte, stellen Sie eine für die Regelung hinreichende Näherung mit genug Informationen dar.

Es stellte sich nach Identifikation der Modellfamilie die Frage, ob man wirkliche Aerodynamik identifiziert hatte, oder diese eigentlich sehr viel schneller reagiert und man lediglich eine eventuell zu langsame Aktuatorik identifiziert hatte. Identifikationsuntersuchungen zur Systemdynamik der Aktuation ergaben allerdings, dass diese eine um den Faktor ≈ 5 höhere Eckfrequenz besitzt, als die Strecke, also deutlich schneller ist. Das Ergebnis dieser Untersuchung ist in Abbildung 14 dargestellt. Analoge Erkenntnisse gewinnt man, wenn man sich Zeitschriebe der PRBS-Experimente ansieht: Die Aktuation bzw. der an den Schnellschaltventilen angelegte Versorgungsdruck gelangt weit früher in einen stationären Zustand als das System selbst. Die identifizierten Eckfrequenzen sind also tatsächlich aerodynamische Eckfrequenzen.

Aus dieser Modellfamilie wurde nun ein repräsentativer Kandidat G_n ausgewählt, das sogenannte Nominalmodell (vgl. schwarz gezogenen Frequenzgang in Abbildung 12). Dieses Nominalmodell repräsentiert näherungsweise ein mittleres Modell des Systemverhaltens und anhand dieser Systembeschreibung wird eine Reglerauslegung vorgenommen. Für die Zahlenwerte der Parameter und Wichtungsfunktionen, die in den jeweiligen Reglerauslegungsverfahren verwendet wurden, siehe Anhang A.

Alle durch das mittlere Modell nicht berücksichtigten dynamischen Eigenschaften, die zu anderen Mitgliedern der Modellfamilie geführt haben, wurden durch eine sogenannte Unsicherheitsmodellierung erfasst. Diese wurde in der weiter unten beschriebenen Robustheitsuntersuchung verwendet, um zu erfahren, ob der entworfene Regler über den gesamten Arbeitspunktebereich stabil arbeiten und wie viel Unsicherheitsreserve er gegenüber unmodellierten Effekten aufweisen würde.

3.3.2 Reglerauslegung

Basierend auf dem Nominalmodell bzw. einem auf eine stationäre Verstärkung von eins normierten Nominalmodell wurden nun mit drei verschiedenen Verfahren jeweils ein Regler ausgelegt: Einem Verfahren basierend auf einer Formulierung eines gemischten Sensitivitätsproblems ($\rightarrow C_{mix}$), einem Verfahren basierend auf einer normalisierten koprimen Faktorenzerlegung des Systemmodells ($\rightarrow C_{ncf}$) und einem robusten Loop-Shaping-Verfahren ($\rightarrow C_{loop}$). Für eine kurze Einführung in die Verfahren sei auf Kapitel 2.1 bzw. die Literatur verwiesen [55],[46].

Abbildung 15 und 16 zeigen die Ergebnisse der Auslegungen. In Abbildung 15 sind die offenen Regelkreise nach Anwendung der drei Auslegeverfahren dargestellt. Zum Vergleich ist der Frequenzgang des normierten Nominalmodells ebenfalls eingezeichnet.

[25] Die Totzeiten bedingt durch den nötigen Transport der Luft von einem Schnellschaltventil zu einer Aktuatorkammer sind davon abhängig, ob der Druck erhöht oder verringert wird.

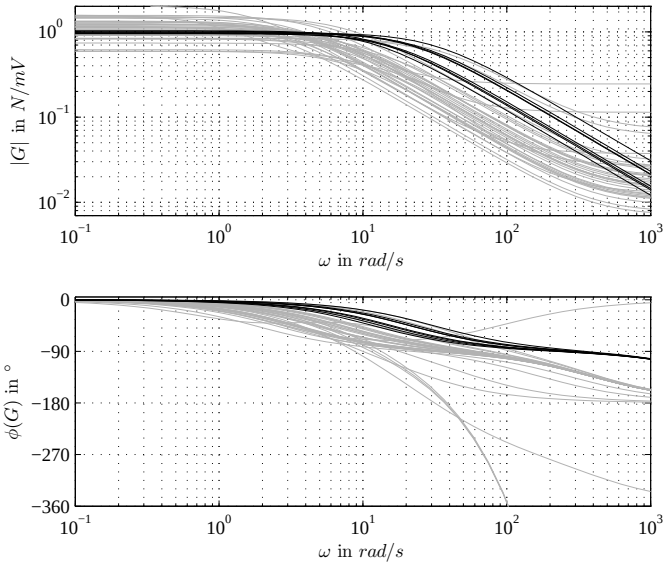


Abbildung 14: Modellfamilie (grau) im Vergleich zu identifizierten Systemverhalten (schwarz) der Druckversorgung, bezogen auf das Übertragungsverhalten von Sollversorgungsdruck auf Istversorgungsdruck. Die Eckfrequenzen der Druckversorgung liegen bei ca. 25 rad/s, also um den Faktor ≈ 5 höher als die Eckfrequenzen der meisten Systemmodelle.

Für stationäre Genauigkeit wurde bei allen drei Verfahren auf ein integrierendes Verhalten geachtet. Wo das Regelauslegungsverfahren die Spezifikation eines solchen nicht zuließ, wurden entsprechend angepasste Gewichte (vgl. Anhang A) verwendet und der erhaltene Regler sofern möglich vereinfacht, so dass er wieder ein integrierendes Verhalten lieferte. Die gewählten Bandbreiten des offenen Regelkreises wurden um ca. 4 rad/s gewählt und damit unter der Eckfrequenz des Nominalmodells, um ein konservatives Verhalten des Reglers zu sichern. Im niederfrequenten Bereich weichen die Frequenzgänge der offenen Regelkreise nur geringfügig voneinander ab. Unterschiede zeigen sich erst in den hochfrequenten Bereichen geringer Verstärkung. Diese Unterschiede sind nicht verfahrensimmanent und könnten mit geeigneter Wahl der entsprechenden Gewichte und Zielfunktionen auch verringert werden. Da sie bei kleinen Verstärkungsfaktoren und Frequenzen jenseits der für die Stabilität und Robustheit relevanten Durchtrittsfrequenz durch $|G| = 1 = 0\ dB$ auftreten, sind sie für das regelungstechnische Problem irrelevant.

Tabelle 1 enthält die Robustheits- und Stabilitätseigenschaften der ausgelegten offenen

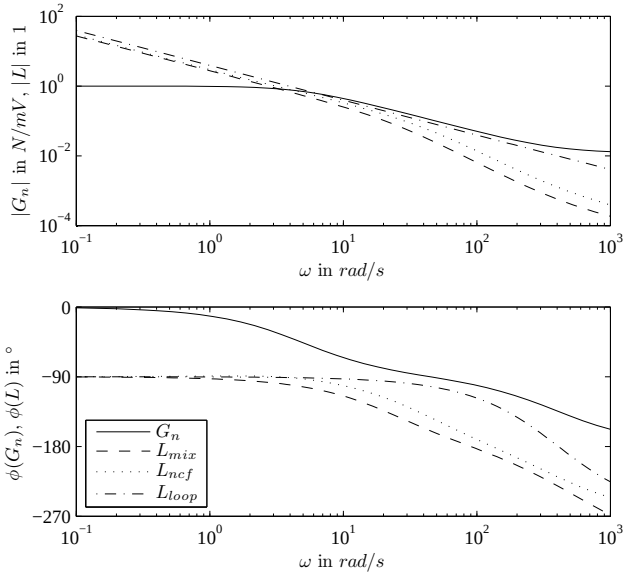


Abbildung 15: Frequenzgang des normierten Nominalmodells G_n und der mit den drei Verfahren ausgelegten offenen Regelkreise. Die konservativ ausgelegten Regler ergeben Bandbreiten des offenen Regelkreises unter der Eckfrequenz des Nominalmodells.

Regelkreise, d.h. unter Annahme der Gültigkeit des Nominalmodells. Dieses ist natürlich nur eine Annäherung an das reale Streckenverhalten, insofern sind die hier genannten Zahlen nur Leitfäden. Die Stabilitätsmaße sind allerdings in allen drei Fällen sehr hoch, so dass eine hohe Robustheit angenommen werden kann, wie auch in Kapitel 3.3.3 gezeigt wird.

Abbildung 16 zeigt die durch das Schließen des Regelkreises resultierenden Übertragungsfunktionen der Sensitivität und des Führungsverhaltens. Beide Funktionen zeigen für die verschiedenen Verfahren ein jeweils ähnliches Verhalten.

3.3.3 Robustheitsuntersuchung

Ein Maß für die Fähigkeit, mit nicht in der Systembeschreibung berücksichtigten Dynamiken umzugehen, ist die Robustheit, vgl. Kapitel 2. Im vorliegenden Fall wurde basierend auf der Wahl des Nominalmodells und der Modellfamilie ein Unsicherheitsmodell mit mul-

Kreis	Phasenreserve	Amplitudenreserve	Reglerordnung
L_{mix}	82,8°	42,1 dB	2
L_{ncf}	90°	41,4 dB	4
L_{loop}	88,9°	40,2 dB	2

Tabelle 1: Robustheitseigenschaften der ausgelegten Regelkreise, basierend auf dem Nominalmodell. Die Reglerordnungen wurden nach Auslegung reduziert.

tiplikativer Eingangsunsicherheit aufgestellt, anhand dessen die Robustheitsuntersuchung durchgeführt wurde.

Das verwendete Modell für die unsichere Strecke hatte die Form

$$G_u = G_n(1 + \Delta w_i). \tag{51}$$

Darin ist w_i ein Gewicht, für das der Amplitudengang von $G_n(1 + w_i)$ alle Mitglieder der Modellfamilie nach oben begrenzt. Δ ist ein Unsicherheitselement für das gilt $||\Delta||_\infty \leq 1$. Mit Δ beschreibt man alle asymptotisch stabilen Übertragungsglieder mit einem maximalen frequenzabhängigen Verstärkungsfaktor ≤ 1, d.h. mit Δ kann jede Phasendrehung und jeder Verstärkungsfaktor < 1 beschrieben werden. Wie G_n auch sind sowohl w_i als auch Δ also Transferfunktionen. Die Zahlenwerte der Parameter finden sich in Anhang A. Entsprechend gelten für den offenen und geschlossenen Regelkreis

$$L_u = G_u C_{(.)}, S_u = (1 + L_u)^{-1}, T_u = L_u S_u. \tag{52}$$

Abbildung 17 zeigt die Ortskurven für $\omega \in [0,\infty[$ aller Mitglieder der Modellfamilie ($\Pi : G_u = G(1 + w_i\Delta), ||\Delta||_\infty \leq 1$) und als graue Fläche den durch das Unsicherheitsmodell abgedeckten möglichen Bereich einer unsicheren Ortskurve aus $G_u(\Delta)$. Es ist zu erkennen, dass alle Ortskurven innerhalb des Unsicherheitsbereichs liegen.

Mittels der Matlabroutine `robuststab` wurde nun errechnet, für welchen Wert K_{krit} der Regelkreis instabil werden würde, nähme man ein Unsicherheitsmodell der Form

$$G_u = G_n(1 + K_{krit} w_i \Delta) \tag{53}$$

an. Hierin sind Δ und w_i die oben beschriebenen Funktionen und es gelten weiterhin die Zusammenhänge nach Gleichung 52.

Ein K_{krit} von 1 bedeutet dann, dass die Strecke mit Erreichen der maximalen Unsicherheit aus der Unsicherheitsbeschreibung instabil würde. Entsprechend bedeutet $K_{krit} > 1$, dass keine Realisierung von Δ den Regelkreis destabilisieren kann und entsprechend $K_{krit} < 1$ dass es eine Realisierung von Δ geben kann, die den Regelkreis destabilisiert. Im letzten Fall muss allerdings nicht zwangsläufig in der Wirklichkeit eine solche Realisierung existieren, da die Unsicherheitsmodellierung sehr konservativ ist und über Δ zahlreiche

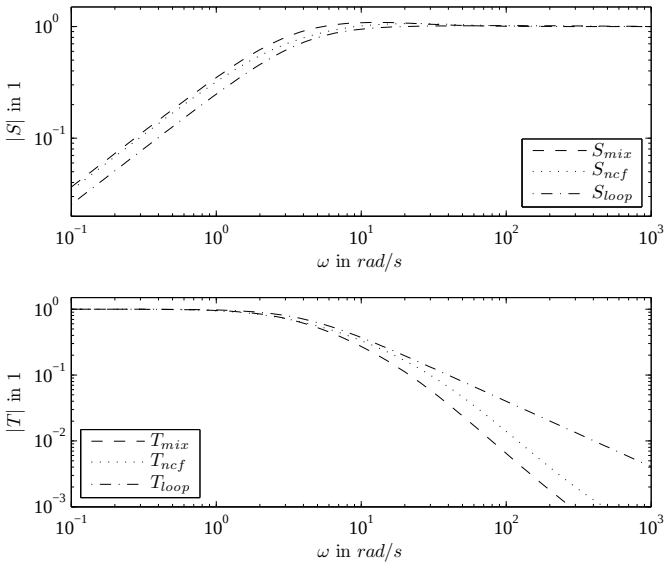


Abbildung 16: Sensitivität und Führungsverhalten des geschlossenen Regelkreises für die drei ausgelegten Regler.

Systembeschreibungen ermöglicht, die real nie auftreten werden bzw. es sogar gar nicht können[26].

Für alle ausgelegten Regler ergibt sich ein $K_{krit} = 1{,}52$. Sie sind also bezüglich der zugrunde gelegten Unsicherheitsmodellierung stabil und es besteht noch eine Reserve von 52% bezüglich ihres Betrages. Die Frequenz, bei der die Destabilisierung aufträte, ist in allen drei Fällen bei $\omega \approx 0\ rad/s$, d.h. die geringsten Reserven finden sich bei der Modellierung in der Nähe der stationären Verstärkungsfaktoren. Das worst-case Unsicherheitselement Δ hat an dieser Stelle eine Phasendrehung von $\approx -90°$. Für steigende Frequenzen steigt auch K_{krit}. Daraus kann geschlossen werden, dass die Genauigkeit der Modellierung bei höheren Frequenzen für Robustheits- und Stablitätsfragen weniger wichtig ist.

Ein $K_{krit} = 1{,}52$ und ein Δ mit Phasendrehung von $-90°$ führt in Gleichung 53 dazu, dass der Klammerausdruck negativ wird, d.h. die Streckenantwort das Vorzeichen wechselt. Das

[26] Dies betrifft v.a. die Phasendrehungen. Δ hat in dieser Unsicherheitsbeschreibung die Aufgabe eines worst-case-Realisators: Es darf jeden Betrag von 0 bis 1 und jede Phase annehmen. Reale Systeme sind allerdings an ihre Physik gebunden. Gerade Strömungen zeigen keine großen Schwankungen im Phasenverhalten in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt.

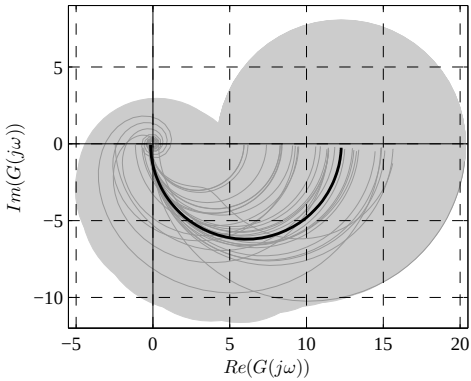


Abbildung 17: Ortskurven der Modellfamilie (dunkelgrau), des Nominalmodells (schwarz) und der Unsicherheitsbeschreibung (hellgraue Fläche).

wäre gleichbedeutend mit einer Inversion des physikalischen Verhaltens: Die Strecke würde auf Aktuation mit einer Reduktion des Auftriebs reagieren. Da das in der Realität aber nicht zu erwarten ist[27], kann geschlossen werden, dass die ausgelegten Regler für alle zu erwartenden Arbeitspunkte asymptotisch stabil sind.

Abbildung 18 zeigt das simulierte Verhalten des geschlossenen Regelkreises am Beispiel des Reglers C_{mix} für alle Mitglieder der Modellfamilie. Der Regler stabilisiert den Regelkreis und zeigt Robustheit für alle identifizierten Streckenverhalten.

3.4 Experimentelle Ergebnisse

Die in der Reglerauslegung gefundenen Regler wurden anschließend im Experiment untersucht. Dazu wurden sie in eine wie in Abbildung 19 dargestellte Regelkreisarchitektur eingebettet. Zur Kompensation der Auswirkungen von Stellgrößenvorgaben außerhalb der Stellgrößenbeschränkungen, also $u < u_{min} = 0\ V$ oder $u > u_{max} = 8\ V$, wurde eine Anti-Reset-Windup-Funktion verwendet, wie von Park und Choi beschrieben [41]. Zusätzlich wurde die Stellgröße sicherheitshalber mittels Abschneiden beschränkt, bevor sie als Signal v auf die Aktuatorik gegeben wurde.

Im Folgenden sollen stellvertretende Ergebnisse dargestellt werden. Bedingt durch die ähnliche Form der drei Regler zeigten diese auch ähnliches Verhalten. Es ist daher im Folgenden nicht wesentlich, ob C_{mix}, C_{ncf} oder C_{loop} dargestellt werden, da die Abweichungen zwischen den dreien minimal waren. Des weiteren soll darauf hingewiesen werden, dass

[27] Es gibt keinen Hinweis in den Messchrieben, dass eine solche Verhaltensänderung möglich ist.

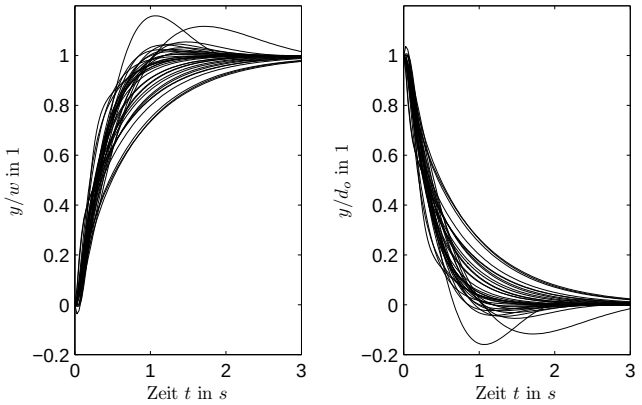


Abbildung 18: Sprunganworten der Führungsübertragungsfunktion (links) für einen Sprung in der Führungsgröße w und der Sensitivität (rechts) für einen Sprung in der Ausgangsstörung d_o für alle Mitglieder der Modellfamilie am Beispiel des Reglers C_{mix}. Der geschlossene Regelkreis ist in der Simulation robust und asymptotisch stabil.

aus Gründen der Darstellung hier nachträglich gefilterte Datenschriebe gezeigt werden. Die Regler haben im Experiment mit sehr stark verrauschten Daten gearbeitet, aus deren Darstellung der Leser wenig Gewinn ziehen würde. Es wurde darauf geachtet, dass die Filterung die wesentliche Charakteristik des Geschehens erhält und nur als Messrauschen anzusehende Signalteile dämpft.

Abbildung 20 zeigt ein Experiment, bei dem für $t < 5.6\ s$ eine Steuerung mit $u = 2\ V$ angeschaltet, d.h. die Strecke schwach aktuiert war. Bei $t = 5.6\ s$ wurde dann der Regler aktiviert und sollte einen Zielwert von $w = 520\ N/m$ erreichen. Die Aktuation wurde vom Regler entsprechend erhöht, bis der neue Zielwert erreicht war. Bei ca. $t = 10\ s$ erhöhte sich die Regelgröße plötzlich über den durch die Führungsgröße vorgegebenen Wert. Der Regler reagierte darauf mit Verminderung der Stellgröße, bis die Regelgröße wieder der Führungsgröße folgte. Da dieses Experiment im linearen Polarenbereich und bei moderater Aktuation durchgeführt wurde und ein solches Verhalten in anderen Zeitschrieben nicht auftritt, sind Hystereseeffekte als Grund für diese plötzliche Erhöhung von y bzw. f_A ausgeschlossen. Es ist daher anzunehmen, dass sich vorher Strömungsstrukturen auf dem Flügel festgesetzt hatten, die erst nach einigen Sekunden gelöst werden konnten. Diese Strukturen haben dazu geführt, dass man stärkere Aktuation benötigt, um den selben Zugewinn in y zu erzielen, haben also die Sensitivität der Strecke gegenüber Aktuation verringert bzw. den Verstärkungsfaktor von u zu y verringert. Nach ihrer Auflösung änderte sich diese Sensitivität, worauf der Regler mit einer Reduktion der Aktuation reagieren

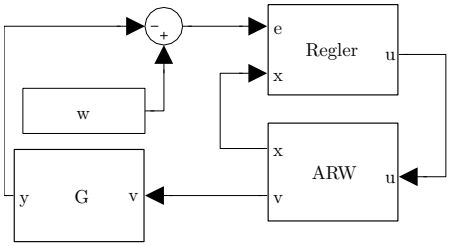


Abbildung 19: Architektur des geschlossenen Regelkreises mit Anti-Reset-Windup-Block (ARW) zur Kompensation von Stellgrößenvorgaben $u < u_{min}$ bzw. $u > u_{max}$.

musste, wollte er das vorgegebene Niveau für y bzw. f_A halten.

Diese Störung in der Strömung könnte lokal oder global gewesen sein. Da die Messung nur lokal stattfand (Druckschnitt in der Modellmitte), lässt sich dies allerdings nicht mit Bestimmtheit sagen. Hier zeigt sich eine Schwäche des Versuchsaufbaus: Durch das Fehlen von flächigen oder volumenbezogenen Messgrößen können lokale Effekte ein globales Verhalten vortäuschen.

Abgesehen von der Frage, ob der gemessene Effekt nun lokal oder global war, zeigt dieses Experiment, dass ein linearer robuster Regler sowohl imstande ist, gutes Führungsverhalten zu gewährleisten, als auch mit unterschiedlichen Sensitivitäten der Strecke bzw. Störungen umzugehen. Im Folgenden wird noch detaillierter auf die Störungsunterdrückung und das Führungsverhalten eingegangen werden.

3.4.1 Störungsunterdrückung

Abbildung 21 zeigt einen Ausschnitt eines Messschriebes, in dem isoliert von anderen Effekten die Störungsunterdrückung des Reglers hervortritt.

Die Führungsgröße lag bei $w = 480\ N/m$. Bei $t \approx 2.5\ s$ trat eine Störung auf, die die Regelgröße schnell und stark erhöhte, was physikalisch einer Auftriebserhöhung entsprach. Die Strömung legte hier also stärker an, als es dem Regelkreis als Zielvorgabe diktiert war. Entsprechend reagierte der Regler mit einer Reduktion der Aktuation, um die Strömung wieder auf den Grad der Ablösung zu bringen, die vorgegeben war. Dies gelang innerhalb von $0.3\ s$.

Die Tatsache, dass vor und nach der Störung unterschiedliche Aktuationsniveaus für ein bestimmtes y notwendig waren, ist ein weiterer Beleg für eine stationäre Störung. Deren Ursache kann hier nicht ergründet werden, das Entscheidende ist jedoch, dass der lineare Regler das angemessene Aktuationsniveau für die Forderung an die Regelgröße einstellte.

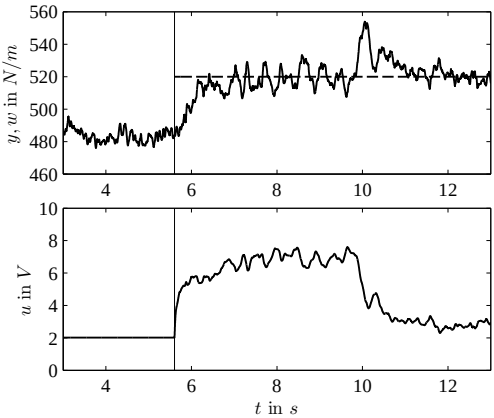


Abbildung 20: Experiment mit C_{ncf} im geschlossenem Regelkreis. Regler wird bei $t = 5.6\ s$ angeschaltet und erhält Führungsgröße $w = 520\ N/m$ (gestrichelt). Regelgröße folgt der Führungsgröße und zeigt wechselnde Sensitivität der Aktuation gegenüber (bei ca. $t = 10\ s$).

Abbildung 22 zeigt die Druckverteilung auf der Klappe vor, während und nach der Störung. Das Druckprofil war vor und nach der Störung praktisch identisch, was ein weiterer Beleg dafür ist, dass mit dem Regler indirekt das Druckprofil geformt wurde.

3.4.2 Führungsverhalten

Abbildung 23 zeigt ein Experiment zur Untersuchung des Führungsverhaltens, bei dem die Führungsgröße zweimal sprunghaft verändert wurde. Beides Mal konnte der Regler der Vorgabe folgen. Dabei zeigte er in der Stellgröße ein leichtes Überschwingen, was darauf hindeutet, dass die lokal am Betriebspunkt vorherrschende Dynamik langsamer war, als die zur Auslegung des Reglers angenommene Dynamik des nominalen Streckenmodells.

Bei der Auslegung war die Bandbreite des offenen Regelkreises als leicht unter der Eckfrequenz des Nominalmodells gewählt worden, was ein asymptotisches Verhalten der Stellgröße als Reaktion auf Führungsgrößensprünge zur Folge hatte. Zeigt die Stellgröße nun aber ein überschwingendes Verhalten, muss die tatsächliche Dynamik von der angenommenen abweichen. In diesem Fall musste die Strecke langsamer als vom Regler "erwartet" reagieren, was zu einem größeren bzw. länger anhaltenden Regelfehler und damit zu größeren Stellgrößen bedingt durch den Integratoranteil des Reglers führt.

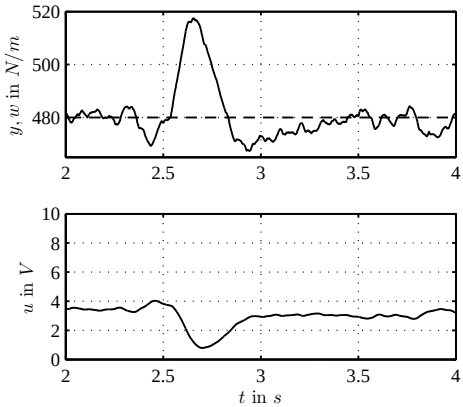


Abbildung 21: Störungsunterdrückung von C_{ncf} im geschlossenem Regelkreis. Störung tritt bei $t \approx 2.5\ s$ auf und wird vom Regler kompensiert.

3.4.3 Effiziente Sensorplatzierung

Im untersuchten Modell wurden insgesamt 49 Sensoren verbaut, von denen 32 zur Generierung der Regelgröße verwendet wurden. Eine solche Anzahl an Sensoren ist für praktische Zwecke zu hoch. An einem realen Flugsystem müsste man aufgrund der Dreidimensionalität der Strömung an mehreren spannweitigen Schnitten und natürlich auf beiden Tragflächen messen, sowie aus Sicherheitsgründen mehrere Sensoren pro Messstelle verwenden, was die Zahl der Sensoren entsprechend vervielfachen würde. Dies würde den systemischen und Wartungsaufwand in unökonomische Höhen schnellen lassen, weswegen eine Lösung mit weniger Messstellen notwendig ist.

Benötigt wird also eine Sensorkonfiguration, die mit weniger Sensoren die gleiche hohe Güte in Bezug auf die dynamische Messbarkeit des Auftriebs aufweist. Um diese Frage zu klären, wurde das Verfahren der Hauptkomponentenanalyse (PCA) verwendet [14], wie in Kapitel 2.3 eingeführt.

Hierzu wurde aus zeitgemittelten Druckmessdaten stationärer Messpunkte bei verschiedenen Anstellwinkeln und Aktuationsstärken die Messdatenmatrix M gebildet. In dieser sind die erwähnten Messpunkte in Form von liegenden Vektoren vertreten, d.h. $M_{ij} = p_{ij}$, wobei i ein Index des Messpunktes ist und j der Index des darin aufgenommenen zeitgemittelten Drucksensors. M wird nach dem Aufbau mittelwertbereinigt, so dass die Spalten jeweils Mittelwert 0 haben. Die Druckmessdaten wurden in Polarenexperimenten gewonnen, in denen bei konstanten Aktuationsparametern der Anstellwinkel von 0° bis zum Strömungsabriss verfahren wurde. Hierbei wurden allerdings nur die Messdaten aus dem

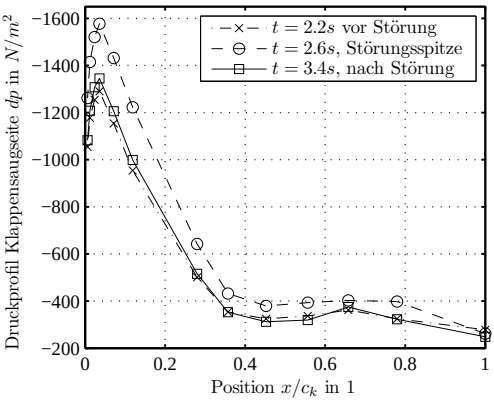


Abbildung 22: Druckprofil am Mittelschnitt vor, während und nach der Störung aus Abbildung 21. Vor und nach der Störung ist das Druckprofil quasi identisch, während der Störung deutet das niedrigere Gesamtdruckniveau einen höheren Auftrieb an.

Bereich linearer Steigung der Polare herangezogen.

Als zu schätzende Größe Y wurde der Auftrieb F_A definiert, so dass die zu einem Messvorgang korrespondierenden Auftriebswerte die Einträge des Vektors Y bildeten.

Mit diesem Datensatz wurden verschiedene gute Sensorkombinationen gefunden. Die Kombination mit der geringsten Sensorenzahl und einem mittleren Fehler von unter 1% (erreicht wurden 0,95% für den Fall mit maximaler Anregung) in jedem einzelnen Datensatz beinhaltete nur vier Sensoren auf dem Hauptflügel. Der durchschnittliche Fehler über alle Datensätze hinweg lag bei 0,65%. Drei Sensoren lagen hier auf der Saugseite, zwischen $x/c = 0{,}093$ und $x/c = 0{,}645$, der vierte lag auf der Druckseite bei $x/c = 0{,}002$, also direkt unter der Vorderkante des Hauptelements.

Die insgesamt beste Sensorkombination benötigte sieben Sensoren, alle auf der Saugseite des Hauptelements angebracht und relativ gleichmäßig von $x/c = 0$ bis $x/c = 0{,}64$ verteilt. Diese Kombination hatte einen durchschnittlichen Fehler von 0,63% über alle Datensätze hinweg und einen Maximalfehler in einem Datensatz von 1%, wieder für den Fall mit maximaler Anregung.

Die Vorhersagekraft fällt in den Bereichen des Strömungsabrisses deutlich ab, jedoch ist dies - aus regelungstechnischer Sicht - nicht bedeutsam. Schließlich soll ein Regler in Bereichen arbeiten, in denen die Tragfläche betrieben werden wird und das ist eben aus Flugsicherheitsgründen der lineare Polarenbereich. Dennoch ist die Vorhersagekraft in den Bereichen nach dem Strömungsabriss immer noch gut genug für regelungstechnische Zwe-

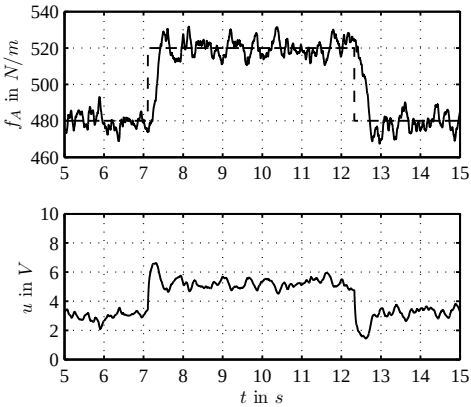


Abbildung 23: Zeitschrieb eines Experiments zur Untersuchung des Führungsverhaltens. Regelgröße (−, oben) folgt der Führungsgröße (− −) gut, während die Stellgröße (−, unten) ein leichtes Überschwingen zeigt, was auf eine lokale Dynamik hinweist, die langsamer als die Auslegungsdynamik ist.

cke.

Abbildung 24 zeigt die Schätzung des Auftriebs unter Verwendung der besten identifizierten Kombination von Sensoren. Die Schätzung trifft den gemessenen Wert in der Regel sehr gut, wobei die größten Abweichungen für den Fall der Messungen bei maximaler Aktuation zu finden sind. Hier ist aber schon die Polare selbst unerwartet unregelmäßig im linearen Bereich, so dass hier von starken Messfehlern auszugehen ist und nicht von einem unerwarteten, aerodynamisch begründeten Verhalten der Strömung.

Diese Sensorkombination wurde auch in einem weiteren Windkanalversuch untersucht, bei dem sich die hohe Qualität der Schätzung erwies. Trotz mehr als verdreifachter *Re*-Zahl und einem anderen Windkanal wurde der Auftrieb bis auf geringe Fehler korrekt geschätzt und konnte für eine Regelung verwendet werden.

3.5 Zusammenfassung

Die Experimente am 2D-Flügel haben gezeigt, dass die Regelung der Auftriebskraft mittels linearer, robuster Regler möglich ist.

Die aggregierte Wirkung der aerodynamischen Teilprozesse in der Scherströmung und Grenzschicht ist dabei durch relativ einfache dynamische Gleichungen zu beschreiben, die sich vorwiegend in den stationären Verstärkungsfaktoren unterscheiden. Diese Unterschie-

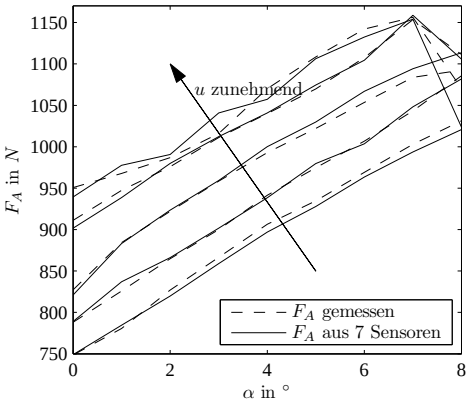


Abbildung 24: Ergebnis der PCA mit Originalpolaren und durch reduzierte Sensorkombination abgeschätzte Polaren.

de sind gering genug, als dass ein nur wenig konservativer Regler immer noch vollkommene Robustheit besitzen kann und nur durch eine dauerhafte Umkehr der Reaktion auf Aktuation den Regler destabilisieren könnte.

Die Regler haben sich im Experiment bewährt, wobei keine nennenswerten Unterschiede zwischen den mit den verschiedenen Verfahren ausgelegten Reglern zu erkennen waren. Mit Hinblick auf einen späteren industriellen Designprozess kann daher jedes der drei Auslegungsverfahren angewandt werden. Es kann das Verfahren basierend auf dem McFarlane-Glover-Algorithmus aufgrund seiner Nähe zum klassischen Loop-Shaping hier empfohlen werden.

Verbesserungspotenzial für spätere Versuchen bot die Sensorik. Hier könnte man mit weniger Sensoren, die dafür in mehreren Schnitten angeordnet wären, ein integraleres Bild der nur scheinbar zweidimensionalen Strömung erzeugen und vermeiden, dass lokale Störungen globale Effekte vortäuschen. Ein sauberes, zeitaufgelöstes Kraftsignal wäre eine weitere wesentliche Verbesserung zum besseren Verständnis des Zusammenhangs von Drucksensorsignalen und Auftriebskraft bzw. der Reduktion von noch verbleibenden Schätzunschärfen.

4 Auftriebsregelung eines industrierelevanten Flügels in 3D

Die vom 2D-Flügel aus nächste Komplexitätsstufe auf dem Weg zu einer industriellen Anwendung ist ein dreidimensional umströmter, industriell relevanter Flügel. Ein solcher wurde in Zusammenarbeit mit Airbus Deutschland in deren LSWT[28] in Bremen untersucht.

Ziel war wie beim 2D-Flügel die Regelung des Auftriebs unter Verwendung von periodisch ausblasenden Ventilen. Hierbei wurde auf Erkenntnissen aufgebaut, die aus Untersuchungen am 2D-Flügel gewonnen worden waren (vgl. Kapitel 3). Es war weiter zu untersuchen, ob die im Zweidimensionalen erfolgreichen Regelungsstrategien auch bei einem geometrisch komplexeren dreidimensionalen Problem erfolgreich sein würden.

Da es im Vorgehen und in den Deutungen verschiedentlich Parallelen zu Kapitel 3 gibt, werden die betreffenden Stellen kürzer abgehandelt, so dass den in diesem Experiment auftretenden Neuerungen mehr Raum und Betonung eingeräumt werden kann. Des weiteren werden aus Gründen der Geheimhaltung in einigen Diagrammen keine Zahlenwerte verwendet. Die Darstellungen geben allerdings stets unverfälscht die Daten wieder.

4.1 Experimenteller Aufbau

Das verwendete Modell war ein industrielles Windkanalhalbmodell zur Untersuchung von Hochauftriebskonfigurationen, bereitgestellt von Airbus, mit einer Skalierung von $1 : 12{,}6$ und entsprechend einer Halbspannweite von $1{,}2\ m$, vgl. Abbildung 25. Seine Formgebung entsprach der Formgebung einer real anzuwendenden Tragfläche, d.h. war endlich, gespitzt, gepfeilt und mit veränderndem Profil über die Spannweite hinweg. Die Hochauftriebshilfen bestanden aus einem Vorflügel und einer einfachen Spaltklappe, unterteilt in eine innere, rumpfnahe und eine äußere, rumpfferne Klappe.

Die Aktuatorik für die Strömungsbeeinflussung wurde wieder vom ILR, TU Berlin, in die Klappe eingebaut, wobei aufgrund der baulichen Beschränkungen nur die Aktuatorkammern Platz fanden. Diese deckten ca. 80% der Klappenspannweite ab. Die Magnetschaltventile und der Rest der Druckversorgung wurden in der Péniche untergebracht. Dies bedingte längere Druckleitungen von den Ventilen zu den Aktuatorkammern, die aufgrund des geringen Platzes zudem über einen geringen Querschnitt verfügen mussten. Dennoch war das Aktuationssystem in der Lage, periodische Signale zu erzeugen. Zwar zeigten diese über eine Periode kein Rechteckverhalten mehr, sondern eher ein um eine Totzeit verschobenes sinusähnliches Signal, was aber in Hinblick auf die Wirksamkeit der Aktuation keine Einschränkung darstellt [7].

Abbildung 26 verdeutlicht den messtechnischen Aufbau von Aktuatorik und Sensorik. Über die Spannungswerte der fünf Drucksensoren in den fünf Ventilinseln und Steuersignale an die Proportionalwegeventile konnte mittels eines schnellen Regelkreises an den

[28] Low Speed Wind Tunnel = Niedergeschwindigkeitswindkanal.

Ventilinseln ein gewünschter Druck als Versorgungsdruck für die Schnellschaltventile realisiert werden. Dieser Regelkreis wurde in Form einer Kaskadenregelung in den äußeren Regelkreis eingebettet, dessen Systemeingang entsprechend der Solldruck an den Ventilinseln und Systemausgang die Differenzdrücke auf der Klappe war. Dieser äußere Regelkreis wird im Folgenden Gegenstand der Untersuchung sein.

Stromabwärts der Aktuatoren waren an sieben spannweitig verteilten Stellen jeweils zwei in Anströmrichtung hintereinander gesetzte Druckbohrungen eingebracht. Diese wurden mit jeweils einem Drucksensor verbunden, so dass an den sieben Stellen jeweils der Differenzdruck zwischen den beiden Druckbohrungen gemessen werden konnte. Aus diesen sieben Differenzdrücken Δp_1 bis Δp_7 wurde die Regelgröße erstellt.

Die Untersuchungen wurden bei $u_\infty = 30\ m/s \equiv Ma = 0{,}2 \equiv Re_c = 1{,}6 \cdot 10^6$ durchgeführt. Weitere Einzelheiten zum Versuchsaufbau, insbesondere eine kritische Diskussion der Aktuatorik, finden sich bei Bauer et al. [7].

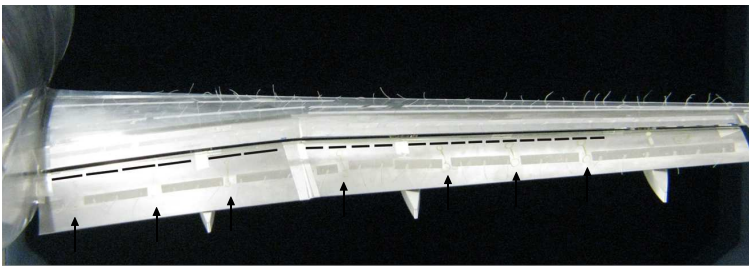


Abbildung 25: Foto des Windkanalmodells, Sicht von stromab entgegen der Strömungsrichtung. Fädchen zur Strömungsvisualisierung befinden sich auf Hauptelement und Klappen. Links ist die rumpfnahe Klappe mit sechs Aktuatorkammern, wobei die linken vier von der ersten Ventilinsel und die rechten beiden von der zweiten Ventilinsel versorgt werden (vgl. Abbildung 26). Die Aktuatorkammern sind der Darstellung halber als dicke schwarze Striche ausgeführt, da sie sonst nicht zu erkennen wären. In der rumpffernen Klappe sind die Aktuatorkammern in Fünferbündeln an jeweils eine Ventilinsel angebunden. Die Druckbohrungen befinden sich jeweils paarweise in Strömungsrichtung ausgerichtet an den mit schwarzen Pfeilen markierten Stellen zwischen den dunkelgrau zu erkennenden breiten Streifen auf den Klappen.

4.2 Stationäre Charakteristik der Strecke

Abbildung 27 zeigt eine Schar von Auftriebspolaren für verschiedene Aktuationsniveaus und als Vergleichsfall die von Airbus optimierte Konfiguration mit ausschließlich passiven Auftriebshilfen. Letztere ist die beste bis zu jenem Zeitpunkt von Airbus gefundene Konfiguration. Sie ist in aktuellen Modellen eingesetzten Konfigurationen überlegen und

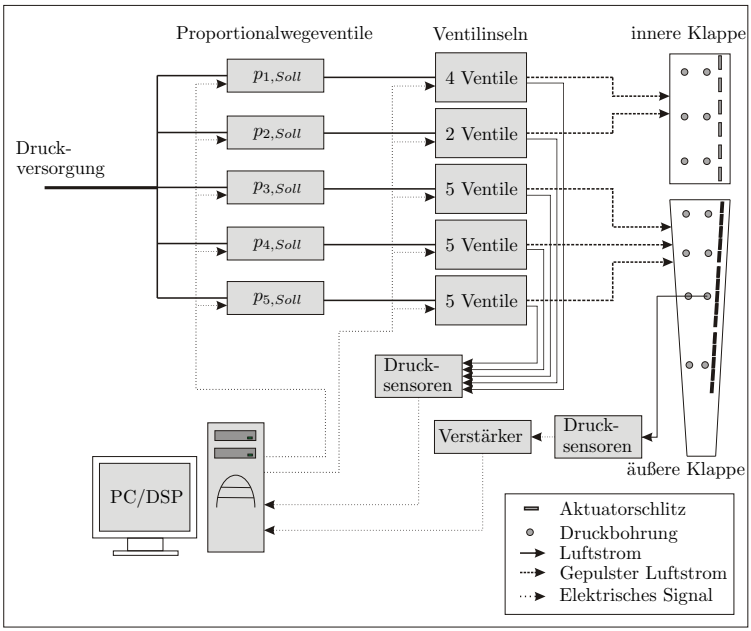


Abbildung 26: Aufbau der Messtechnik nach Bauer et al. [7]. Proportionalwegeventile, Schnellschaltventile und Druckkreissensoren waren in der Peniche des Modells untergebracht, die Drucksensoren der Klappe im Shroud, in der Kehlung, die das Ausfahren der Klappe hinterlassen hat. Kommunikations- und Versorgungsleitungen wurden kraftschlussfrei über die Waage ins Modell geführt.

unterscheidet sich von der Konfiguration, die mit Aktuation betrieben wurde, durch einen geringeren Klappenwinkel von $\delta_k = 45°$ und einen engeren Spalt. Durch die Erhöhung des Klappenwinkels und die Öffnung des Spalts wurde die vorher angelegte Klappenströmung zum Ablösen gebracht und damit die Voraussetzung für eine wirksame Aktuation geschaffen.

Bezüglich der aktuierten Konfiguration ist zu erkennen, dass mit steigendem Impulskoef-

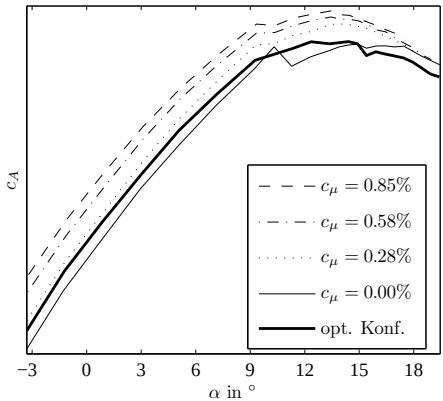


Abbildung 27: Polarenschar für verschiedene Anregungen für $\delta_k = 50°$ (schmale Linien), im Vergleich zur passiven optimierten Konfiguration (dicke Linie); $f_a = 200Hz$, $DC_a = 50\%$, $Re_c = 1{,}6 \cdot 10^6$.

fizienten c_μ[29] der erzielte Auftriebsbeiwert[30] ebenfalls steigt, und zwar über den gesamten Anstellwinkelbereich hinweg. Dabei erreicht c_A Werte, die deutlich über denen der passiven, optimierten Konfiguration liegen, die aktuierte Konfiguration ist also in der Lage mehr Auftrieb zu erzeugen, als eine geometrisch ähnliche, passive Konfiguration. Eine eigens für die Strömungskontrolle entworfene Konfiguration böte hier noch weiteren Spielraum. Sie wäre in der Lage aus geringerer Sehnenlänge den gleichen Auftriebsgewinn zu erzeugen, wie eine größere und schwerere passive Klappe. Alternativ könnte man auch über ein klappenloses Design mit Zirkulationskontrolle nachdenken, wie es z.B. bei Ciuryla [10] zur Flugtrajektorienkontrolle eingesetzt wurde. Auch Wölbklappenentwürfe wären wieder denkbar, vgl. Kapitel 5.

Mit den hier vorgestellten Ergebnissen wurde der Beleg erbracht, dass die Strömungskontrolle auch bei industriell relevanten Profilen den Auftrieb gegenüber passiven Profilen steigern kann, ihr Einsatz also ein Entscheidungsparameter im Flugzeugentwurf werden kann.

In Abbildung 28 ist zu erkennen, dass im linearen Polarenbereich – hier für $\alpha = 3°$ bis $7°$ – die Auswirkung der Aktuation nicht erkennbar vom Anstellwinkel des Profils abhängt. Die

[29] c_μ ist definiert als das Verhältnis von Massenstrom der Aktuation und mittlerer Strahlaustrittsgeschwindigkeit zu Strömungsimpuls und Referenzfläche, also $c_\mu = \frac{\dot{m}\bar{u}_{Strahl}}{qA_{ref}}$ [7]. Da im Experiment keine Messung von $\bar{u}$ erfolgen konnte, wurden die c_μ-Werte nachträglich über eine Kalibration am Versorgungsdruck der Ventilinseln, der als Messwert während der Experimente zur Verfügung stand, ermittelt.

[30] c_A ist definiert als $c_A = \frac{F_A}{qA_{ref}}$.

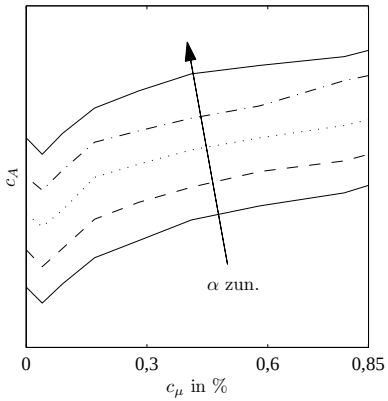


Abbildung 28: c_A über c_μ für $\alpha \in [3{,}4{,}5{,}6{,}7]°$; $f_a = 200Hz$, $DC_a = 50\%$, $\delta_k = 50°$, $Re_c = 1{,}6 \cdot 10^6$.

c_A-Kurve hat für verschiedene α die gleiche Form, die sich lediglich im Offset unterscheiden.

Für niedrige Aktuationsniveaus ist zunächst ein Absinken des Auftriebsbeiwerts zu beobachten, bevor die positive Wirkung einsetzt und c_A monoton mit c_μ steigt. Ein Erklärungsansatz für dieses Verhalten ist, dass eine zu schwache Aktuation mit einem zu langsamen Ausblasen korreliert. Dadurch wird die Grenzschicht abgebremst, was zu einem früheren Ablösen der Strömung führt, da die Grenzschichtströmung nun weniger Impuls aufweist, der durch die Reibung verzehrt werden kann, bevor der Druckgradient in Strömungsrichtung null wird. Siehe hierzu auch Prandtls Untersuchungen an der Grenzschicht [45], in der er auf die Bedeutung des Druckgradienten für die Strömungsablösung eingeht.

Da man in der Regelungstechnik aus Stabilitätsüberlegungen heraus Gewissheit über das Vorzeichen der Streckendynamik haben möchte, wurde hier wie auch schon im 2D-Versuch die Stellgröße auf $u > u_{min} = 1\ V$ beschränkt. Der Zusammenhang zwischen u und c_μ ist in Abbildung 29 dargestellt.

Eine weitere für die Regelungstechnik wichtige Erkenntnis aus den Polaren ist, dass Superposition der beiden Klappen hinsichtlich des Auftriebs gilt. Die Summe des Auftriebsgewinns bei getrennter Aktuation der beiden Klappen entspricht im Wesentlichen dem Auftriebsgewinn durch gleichzeitige, äquivalente Aktuation beider Klappen. Dies legt eine geringe aerodynamische Kopplung und entsprechend eine geringe Querwirkung der Strömung der beiden Klappen nahe, was im Folgenden noch weiter belegt werden wird.

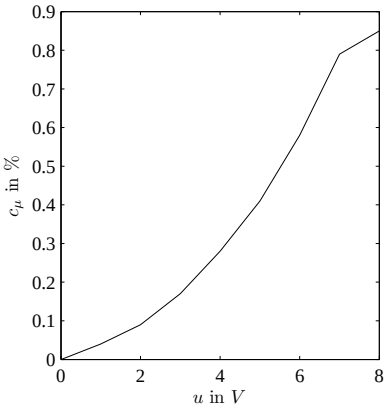


Abbildung 29: Zusammenhang zwischen Impulsbeiwert c_μ und Stellgröße u.

4.3 Streckendynamik und Regelung

Analog zu Kapitel 3 wurde untersucht, ob die verwendeten Sensoren ein gutes Maß für die zu regelnde physikalische Größe – den Auftrieb bzw. den Auftriebsbeiwert[31] – darstellen. Die Sensoren sind also so zu wählen, dass man aus ihren Signalen den Auftrieb schätzen kann.

Abbildung 30 zeigt hierzu die Sensitivitäten der Signale der Differenzdrucksensoren gegenüber der Anregung für verschiedene Anstellwinkel α. Die Signale sind von "rumpfnah" (Δp_1) nach "rumpffern" (Δp_7) geordnet. Nur die Sensoren 1,6,7 zeigen einen eindeutigen Zusammenhang zum Auftrieb über alle Anregungsintensitäten $c_\mu > 0{,}04\%$ bzw. $u > u_{min} = 1\,V$ und alle Anstellwinkel hinweg. Der zweite Sensor zeigt für hohe Anregungen ein uneinheitliches Verhalten, während der dritte Sensor zwar über einen großen Bereich den Auftrieb gut wiedergeben kann, aber für niedrige Aktuationsniveaus ein schlechtes Maß darstellt. Der vierte und fünfte Sensor zeigen jeweils Bereiche der Indifferenz bzw. sogar nicht-monotones Verhalten. Diese Indifferenzbereiche hängen allerdings nicht mit einer Sättigung des Systems mit Aktuation zusammen, denn weitere Aktuation erhöht ja weiter den Auftrieb. Statt dessen zeigt die hier sichtbare fehlende Sensitivität an, dass die Strömung an den beiden Messstellen bereits voll anliegt und sich die Ablösung hinter die stromabwärts gelegene Druckbohrung begeben hat. Damit können die beiden Senso-

[31] Zwar wurde, wie in der Aerodynamik üblich, ausschließlich mit dem Auftriebsbeiwert c_A gearbeitet, aber da dieser mit dem Auftrieb F_A bijektiv verknüpft ist, werden beide Begriffe synonym verwendet. Tatsächlich wurde c_A windkanalseitig aus einer Waagenmessung, also aus einer direkten Messung des Auftriebs F_A gewonnen. Für eine Flugregelung, z.B. mit fallendem $q = \frac{1}{2}\rho u_\infty^2$ bei einer Landung, wäre jedoch eine Regelung von F_A sinnvoller als von c_A.

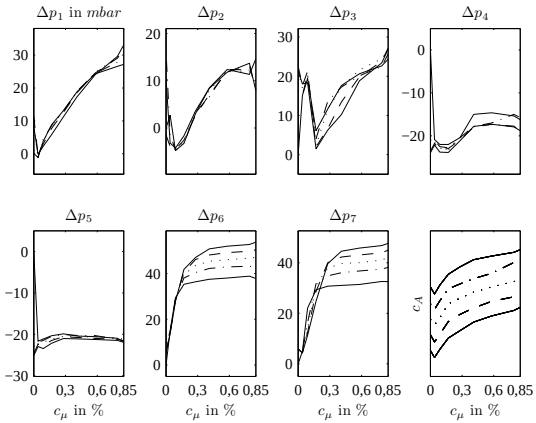


Abbildung 30: Sensitivitäten der Differenzdruckmessungen gegenüber der Anregung für verschiedene $\alpha \in [3{,}4{,}5{,}6{,}7]^\circ$; $f_a = 200Hz$, $DC_a = 50\%$, $\delta_k = 50^\circ$, $Re_c = 1{,}6 \cdot 10^6$.

ren die noch teilweise Ablösung der Klappe nicht messen. Hier ist also eine Schwäche des verwendeten Sensorkonzepts zu erkennen: Die Vorabwahl der Sensorpositionen musste aufgrund fehlender Feldmessdaten oder numerischer Simulationen aus Erfahrungswerten getroffen werden und der geringe Bauraum hat eine Platzierung von mehr Sensoren pro Messstelle – z.B. noch ein Sensor näher an der jeweiligen Klappenhinterkante – verhindert. Die Sensoren 6 und 7 leiden unter dem selben Problem, aber hier bleibt noch eine Restsensitivität erhalten, das weitere Anlegen der Strömung wirkt also messbar stromauf der Restablösung.

Das Verhalten der für die Regelung verwendbaren Sensoren mit den entsprechenden Sensorsignalen bzw. Systemausgängen Δp_1, Δp_6 und Δp_7 ist zwar nicht linear, aber mit der Hilfe von Lookup-Tabellen kann eine bijektive Beziehung zwischen den Δp_i und c_A aufgestellt werden, so dass aus den Δp_i eine gute Schätzung von c_A gewonnen und umgekehrt aus einer Sollvorgabe für c_A ein Sollwert für die Δp_i bestimmt werden kann.

Es wurden zwei Segmentierungsvarianten untersucht: In der SISO-Variante wird für alle fünf Proportionalwegeventile dieselbe Sollgröße u des äußeren Regelkreises als Stellgröße verwendet und der Ausgang entsteht aus $y = \Delta p_1 + \Delta p_6 + \Delta p_7$. In der DIDO-Variante wird zwischen der rumpfnahen und der rumpffernen Klappe unterschieden. Es gibt folglich zwei Eingänge u_1 für die ersten beiden und u_2 für die letzten drei Ventilinseln und zwei Ausgänge $y_1 = \Delta p_1$ und $y_2 = \Delta p_6 + \Delta p_7$.

Im Folgenden wird hier meistens nur die DIDO-Variante gezeigt. Die Ergebnisse und Schlussfolgerungen für die SISO-Variante sind zu denen der DIDO-Variante analog. Hier

wird jedoch die DIDO-Variante vorgezogen, weil sie die aufgrund der besseren räumlichen Auflösung informationsreichere Variante ist, für die Umsetzung in einem realen Flugzeug damit relevanter erscheint und zudem Einblicke in das Kopplungsverhalten zwischen den beiden Klappenteilen gewährt.

4.3.1 Identifikation der Systemdynamik

Zur Bestimmung der lokalen linearen Modelle wurden PRBS-Versuche durchgeführt. Hierbei wurden für den DIDO-Fall die Stellgrößen nacheinander variiert, um – unter der Annahme der Linearität der Systemdynamik – die Einflüsse der Aktuatoren trennen zu können.

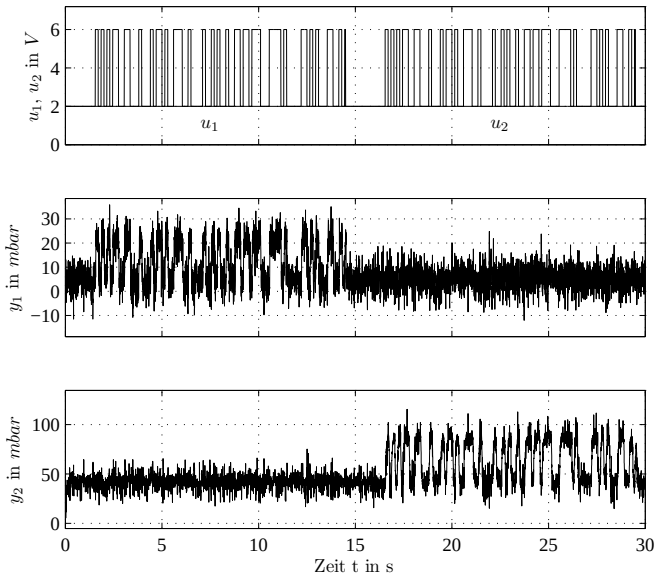


Abbildung 31: PRBS-Versuch mit separater Variation der Stellgrößen; $\alpha = 5°$, $f_a = 200\ Hz$, $DC_a = 50\%$, $\delta_k = 50°$, $Re_c = 1{,}6 \cdot 10^6$.

Abbildung 31 zeigt den Zeitschrieb eines solchen PRBS-Experiments. In den ersten 15 Sekunden wurde u_1 variiert, in den zweiten 15 Sekunden u_2. Die Reaktion der y_i ist am stärksten für eine Variation der jeweiligen u_i, d.h. die Kopplung scheint nur schwach ausgeprägt. Dies wird ebenso in anderen PRBS-Versuchen beobachtet. Wo eine Kopplung aufzutreten scheint, ist sie nicht reproduzierbar. Die Aussage einer sehr schwachen Kopp-

lung wird auch durch eine Korrelationsanalyse gestützt, in der die Korrelationen zwischen den Ein- und Ausgangssignalen untersucht wurde. Die entsprechenden Koeffizienten sind in Tabelle 2 aufgeführt.

	y_1	y_2
u_1	0,751	0,063
u_2	0,015	0,625

Tabelle 2: Korrelationskoeffizienten der Klappensegmente aus PRBS-Versuch.

Auch wenn man den Blick von den Regelgrößen abwendet, die ja aus Sensoren entstehen, die jeweils sehr rumpfnah im Fall des rumpfnahen Segments bzw. rumpffern im Fall des rumpffernen Segments liegen (vgl. Abbildung 25), und sich die restlichen Sensoren ansieht, findet man keine eindeutige und reproduzierbare Korrelation.

Abbildung 32 zeigt die Sensorsignale während des in Abbildung 31 durchgeführten PRBS-Versuches. Auch die Sensoren 2, 3, 4 und 5, die näher an der Kontaktstelle der beiden Klappen liegen, zeigen kein Übergreifen der Aktuation eines Klappensegments auf das jeweils andere Klappensegment, obwohl sie teilweise stark auf das "eigene" Aktuationssignal reagieren, also prinzipiell in diesem Versuch sensitiv waren.

Aufbauend auf einer Vielzahl von PRBS-Versuchen, in denen Anstellwinkel und Aktuationsniveaus variiert wurden, wurde für jeden untersuchten Klappenanstellwinkel $\delta_k \in (45°, 50°)$ und jede Segmentierungsvariante (SISO oder DIDO) eine Modellfamilie erstellt. Da sich die Ergebnisse in ihren Grundaussagen ähneln, werden im Folgenden nur die Modellfamilien für den DIDO-Fall bei $\delta_k = 50°$ vorgestellt. Hier wurden die aus der Korrelationsbetrachtung gewonnen Erkenntnisse genutzt und das System mit zwei nicht gekoppelten SISO-Transferfunktionen beschrieben.

Wie schon in Kapitel 3 besprochen, genügen auch hier niedrigdimensionale Modelle, um das Systemverhalten gut nachbilden zu können. Alle Gleichungen der Modellfamilie haben die in Gleichung 49 in Kapitel 3 angegebene Form.

Der rumpfnahe und der rumpfferne Bereich unterscheiden sich in ihrer Dynamik. Der rumpfferne Bereich hat eine deutlich niedrigere Eckfrequenz, d.h. reagiert langsamer auf eine Änderung des Aktuationssignals. Dies wird sich im folgenden Reglerentwurf widerspiegeln. Für diesen wurde ein Nominalmodell aus der Modellfamilie ausgesucht, in der Abbildung 33 mit einer schwarzen Linie markiert. Kriterium für die Auswahl war, dass das zu wählende Nominalmodell einen mittleren Verstärkungsfaktor und eine Eckfrequenz mindestens über der in der Modellfamilie grob abgeschätzten mittleren Eckfrequenz von 30 rad/s bzw. 25 rad/s (vgl. Abbildung 33) aufweisen sollte. Dieses Nominalmodell war das Modell, das anhand des in Abbildung 31 gezeigten PRBS-Versuchs identifiziert wurde.

Sowohl die Identifikation als auch die Auswahl des Nominalmodells mussten leider unter sehr hohem Zeitdruck während einer Messkampagne beim Industriepartner stattfinden, so dass in beiden Fällen noch Verbesserungspotenzial besteht. Da im Experiment mit diesen Modellen gearbeitet wurde, sollen sie auch hier gezeigt werden.

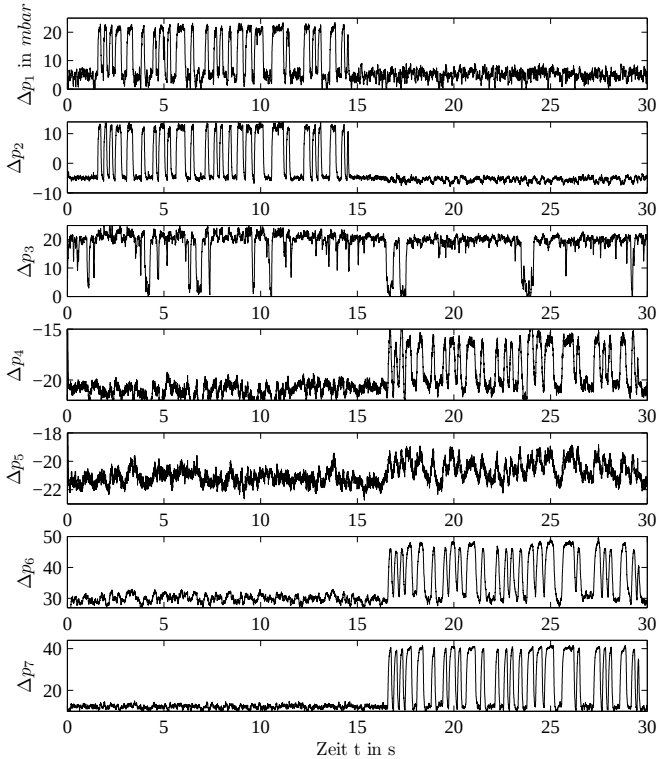


Abbildung 32: Sensorsignale Δp_i während des in Abbildung 31 gezeigten PRBS-Versuchs. Kopplung zwischen den beiden Bereichen ist nicht messbar. Auch für die nicht für ein y_i berücksichtigten Sensoren, die näher an der Kontaktstelle der beiden Klappenteile liegen, zeigt sich keine Kopplung. $\alpha = 5°$, $f_a = 200Hz$, $DC_a = 50\%$, $\delta_k = 50°$, $Re_c = 1{,}6 \cdot 10^6$.

Im Vergleich zur Aktuatorik ist die identifizierte Streckendynamik deutlich langsamer. Der innere Regelkreis der Kaskadenregelung war auf eine Bandbreite von ca. 300 rad/s eingestellt.

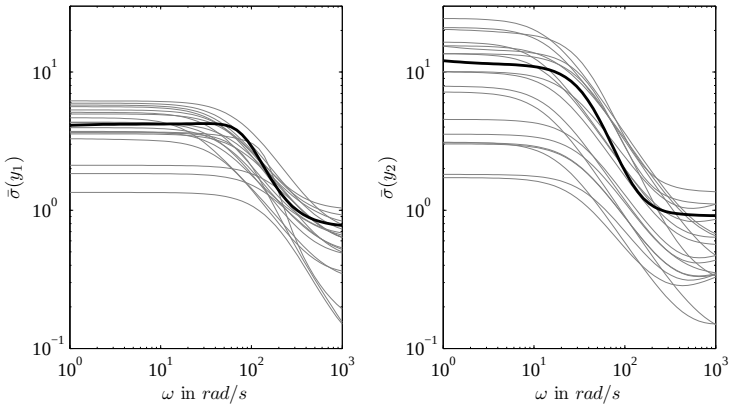


Abbildung 33: Modellfamilie für die DIDO-Konfiguration (grau) mit Nominalmodell für die Reglerauslegung; $\alpha \in (3{,}4{,}5{,}6{,}7)^\circ$, $f_a = 200Hz$, $DC_a = 50\%$, $\delta_k = 50^\circ$, $Re_c = 1{,}6 \cdot 10^6$. Gezeigt werden die maximalen Singulärwerte, die aufgrund der entkoppelten Modellierung mit den frequenzabhängigen Verstärkungsfaktoren bezüglich der beiden Ausgangsgrößen übereinstimmen.

4.3.2 Regelungsauslegung

Abbildung 34 zeigt Übertragungsfunktionen des geschlossenen Regelkreises für einen für die DIDO-Konfiguration ausgelegten Regler. Hierbei wurde das Verfahren auf Basis einer Formulierung als gemischtes Sensitivitätsproblem verwendet. Die Systemübertragungsfunktionen, Gewichte und Reglerübertragungsfunktionen finden sich in Anhang B.

Der ausgelegte Regler war von zehnter Ordnung, wobei niedrigere Ordnungen – gewonnen durch Reduktionsverfahren – das Verhalten im stabilitätsrelevanten Bereich um die Durchtrittsfrequenz herum verschlechterten, indem sie die Phase an dieser Stelle reduzierten. Die hohe Ordnung war also für den Regelungserfolg notwendig und enthielt keine numerischen Artefakte.

Die Sensitivität zeigt einen Mitkopplungsbereich zwischen 20 bis 150 rad/s, in dem Störungen verstärkt werden. Des weiteren ist zu sehen, wie die Anforderung an die Sensitivität bei der komplementären Sensitivität zu einer Übererfüllung der Anforderung führt. Die angepeilte Bandbreite für den geschlossenen Regelkreis von ca. 30 rad/s kann nicht erreicht werden, die Bandbreite sinkt auf ca. 20 rad/s.

Auch diese Reglerauslegung hätte mit mehr verfügbarer Zeit noch besser werden können. Besonders der Mitkopplungsbereich, der auch bei den anderen Verfahren auftrat, hätte dann weniger stark ausfallen können. Im vorliegenden Fall zeigte der Regelkreis ein störungs-

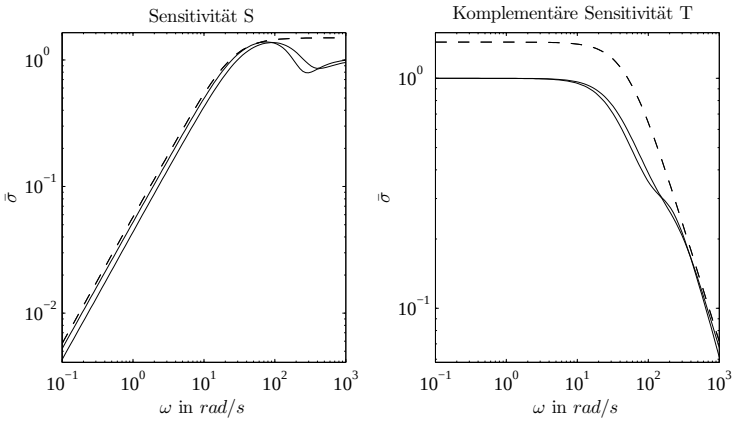


Abbildung 34: Maximaler Singulärwert des geschlossenen Regelkreises für mit Verfahren des gemischten Sensitivitätsproblems ausgelegten DIDO-Regler. Die gestrichelte Linie zeigt das verwendete Gewicht γW_P^{-1} (links) bzw. γW_T^{-1} (rechts) mit $\gamma = 1{,}33$.

verstärkendes Verhalten nur bei sehr wenigen Arbeitspunkten (niedriger Anstellwinkel bei niedriger Aktuation) und dann auch nur im Bereich niedriger Mitkopplungsfrequenzen. Trotz der noch vorhandenen Verbesserungspotenziale war der hier verwendete Entwurf schon zufriedenstellend und erreichte die Stabilitäts- und Performanceziele.

4.3.3 Robustheitsuntersuchung

Basierend auf der Modellfamilie in Abbildung 33 wurde eine Robustheitsanalyse durchgeführt. Für diese Analyse wurde ein mittleres Modell $\bar{G}$ identifiziert. Es sei an dieser Stelle darauf hingeweisen, dass dies nicht das nominale Modell G_n aus der Reglerauslegung ist, welches ein tatsächlich identifiziertes Modell darstellt. Statt dessen wird $\bar{G}$ aus einer Annäherung an die Mittelung der Frequenzgänge aller Modellfamilienmitglieder bestimmt. Dabei ist $\bar{G}$ nur eine Annäherung niedriger Ordnung, eine vollkommene Übereinstimmung mit dem frequenzspezifischen Mittelwert ist aus Gründen der Eigenheit der Modellfamilie nicht möglich. Diese vollkommene Übereinstimmung ist jedoch auch gar nicht nötig, da etwaige Ungenauigkeiten mit der Unsicherheitsmodellierung aufgefangen werden können.

Abbildung 35 zeigt $\bar{G}$ und die maximalen bzw. minimalen Frequenzgänge vor dem Hintergrund der Modellfamilie. Hieraus wurde analog zu Gleichung 51 eine unsichere Streckenbeschreibung G_u konstruiert, mit

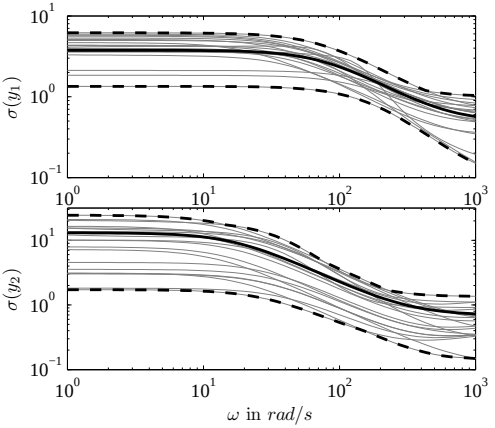


Abbildung 35: Unsicherheitsmodellierung mit Mittelmodell (schwarz) und maximalen bzw. minimalen Frequenzgängen (- -) und der Modellfamilie (grau) als Referenz.

$$G_u = (I + w_o\Delta)\bar{G}. \tag{54}$$

Hierin ist w_o eine ausgangsseitige multiplikative Unsicherheit in Form einer Diagonalmatrix, deren Einträge sich aus der Differenz von Maximal- oder Minimalfrequenzgang zum Mittelmodell $\bar{G}$ ergeben. Δ ist das in Kapitel 3 beschriebene Unsicherheitselement.

Diese sehr konservative Modellierung lässt erwarten, dass auch Streckendynamiken von Arbeitspunkten, an denen nicht identifiziert wurde, mit berücksichtigt werden. Das gilt allerdings nur, solange diese Dynamiken an den nicht betrachteten Arbeitspunkten sich nicht drastisch von denen an den betrachteten Arbeitspunkten unterscheiden, es also eine gewisse Stetigkeit im physikalischen Verhalten gibt, was aus der physikalischen Erfahrung gewährleistet scheint.

Eine analog zu Kapitel 3 durchgeführte Robustheitsanalyse liefert einen kritischen Verstärkungsfaktor von $K_{krit} = 1{,}14$, d.h. es besteht eine Stabilitätsreserve von 14%. Dies ist wie in Kapitel 3 auch in diesem Experiment der Punkt, an dem jede Vorzeicheninformation und damit Richtungsinformation über die Streckendynamik verloren geht. Für ein Experiment oder eine reale Strömung ist ein Vorzeichenwechsel der Reaktion jedoch nicht zu erwarten, da sich die Aerodynamik – von lokalen Störungen abgesehen – verlässlich verhält, vgl. Abbildung 30. Die Stabilitätsreserven sind also ausreichend.

Abbildung 36 zeigt den frequenzabhängigen Verlauf von K_{krit}. Es ist zu erkennen, dass die Sensitivität gegenüber schlechter Identifikation und unsicherer Modellierung mit der

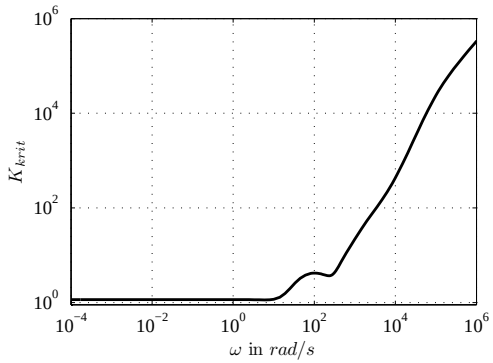


Abbildung 36: Kritischer Verstärkungsfaktor K_{krit}.

Frequenz abnimmt.

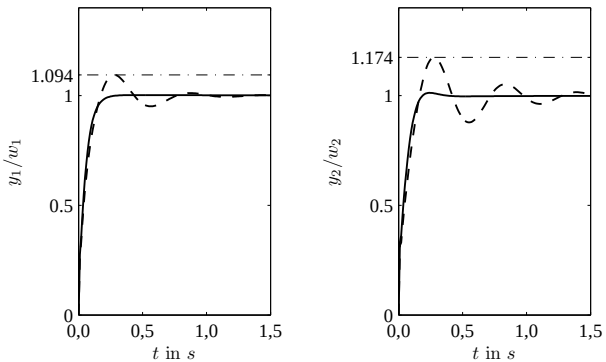


Abbildung 37: Worst-Case Verhalten (- -) und nominales Verhalten (-) des geschlossenen Regelkreises in Reaktion auf einen Führungsgrößensprung, mit Unsicherheitsmodell G_u als Streckenbeschreibung.

Das Verschlechterung des Führungsverhalten im schlechtesten Fall (anstelle von K_{krit} wird jetzt wieder 1 eingesetzt) ist in Abbildung 37 dargestellt. Der geschlossene Regelkreis zeigt im Vergleich zum mit dem ungestörten Nominalmodell gerechneten Fall ein deutliches schwingendes Verhalten, pendelt sich aber in beiden Fällen auf den vorgegebenen Sollwert ein. Das maximale Überschwingen von $\approx$ 17,4% findet sich beim zweiten Sys-

temausgang. Dies war auch zu erwarten, denn die Streckendynamik auf der rumpffernen Klappe ist deutlich langsamer als auf der rumpfnahen Klappe. Hier muss ein Regler die Dynamik stärker beschleunigen, um die Dynamik des geschlossenen Regelkreises wie in der Auslegung gefordert zu erreichen. Entsprechend kann man hier auch geringere Stabilitätsreserven und entsprechend ein unruhigeres Verhalten der Regelgröße erwarten, als bei einer weniger stark beschleunigten Dynamik.

Die oben genannte Stabilitätsreserve lässt sich mittels einer Wiener-Ausgangskompensation noch erhöhen [43]. Hierbei wird für die Ausgangsgrößen y_1 und y_2 jeweils eine nichtlineare Kennlinie $f_1(y_1)$ bzw. $f_2(y_2)$ zur Linearisierung verwendet, so dass ein möglichst linearer Zusammenhang zwischen den Stellgrößen und Regelgrößen entsteht. Eine solche Modellierung führt zu einer wie in Abbildung 38 gezeigten Modellfamilie, mit der entsprechenden angepassten Unsicherheitsmodellierung. Für die Wiener-Kompensation wurden die stationäre Karten wie in Abbildung 30 verwendet. Dies führt dazu, dass die Übertragungsfunktionen nicht wie erwartet einen stationären Verstärkungsfaktor 1 aufweisen, da in der Systemidentifikation gerade bei Experimenten mit niedrigem Aktuationsniveau die stationären Verstärkungsfaktoren häufig unterschätzt wurden. Die Systemidentifikation liefert also tendenziell niedrigere Verstärkungsfaktoren, als es die stationäre Karte erwarten ließe, was die Konservativität des Ansatzes aus Gleichung 54 noch unterstreicht.

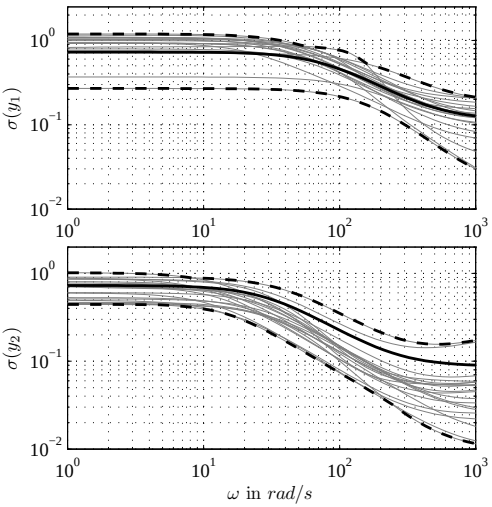


Abbildung 38: Unsicherheitsmodellierung mit Mittelmodell (schwarz) und maximalen bzw. minimalen Frequenzgängen (- -) und der Wiener-kompensierten Modellfamilie (grau) als Referenz.

Eine Robustheitsuntersuchung des selben Reglers am Wiener-kompensierten Unsicherheitsmodell ergibt, dass die Stabilitätsreserve auf 58% gestiegen ist. Ihr Erreichen bedeutet wieder den Verlust über jede Richtungsinformation der Streckendynamik.

4.4 Experimentelle Ergebnisse

Der oben ausgelegte Regler wurde im Windkanalversuch untersucht. In einer Reihe von Experimenten wurde der Anstellwinkel α verändert, während der Regler einen bestimmten Auftriebsbeiwert c_A halten sollte.

Da die Streckendynamik in Bezug auf die Regelgrößen y_1 und y_2 identifiziert wurde, wurde eine vorher vermessene Lookup-Tabelle benutzt, um die c_A-Vorgaben unter Berücksichtigung des jeweils vorliegenden α in Vorgaben für y_1 und y_2 zu übersetzen. Diese Lookup-Tabelle entstand aus Messungen von c_A und der y_i bei homogener Anregung $u = u_1 = u_2$ für verschiedene u und verschiedene α. Diese Festlegung für u erfolgte unter der Annahme, dass für perfektes Führungsverhalten im störungsfreien Fall die Aktuationsniveaus auf beiden Klappen identisch sein würden. Diese Annahme wurde getroffen, um der Regelung zur Störungsunterdrückung maximales Reaktionspotenzial zu gewähren, was dann gegeben ist, wenn beide Klappen minimal aktuiert sind[32]. Natürlich galt $u = u_1 = u_2$ nur für die Bestimmung der Lookup-Tabelle. Im Regelungsversuch wurden beide Stellgrößen vom Regler separat eingestellt.

Die beiden Kennfelder $c_A(u,\alpha)$ und $y_i(u,\alpha)$ wurden dann miteinander verbunden, so dass ein neues Kennfeld $c_A(y_i,\alpha)$ bzw. $y_i(c_A,\alpha)$ entstand. Aus diesem wurde die Sollwertvorgabe für die Regelgröße aus einer Vorgabe für c_A bestimmt. Für Punkte, die nicht in der Lookup-Tabelle niedergelegt waren, wurde der entsprechende Wert aus linearer Interpolation zwischen den Nachbarwerten bestimmt.

Zur Einhaltung der Stellgrößenbeschränkungen wurde ein Anti-Reset-Windup verwendet [41].

Einen Ausschnitt aus einem solchen Experiment, bei dem α in 1°-Schritten von 7° auf 3° geändert wurde, zeigt Abbildung 39. Da für konstante c_A an verschiedenen α verschiedene y_i notwendig sind, bekam der Regler bei $t = 184{,}2\ s$ das Signal zur Änderung der Sollgrößen w_i. Dies geschieht an dieser Stelle aus messtechnischen Gründen sprungartig: Es gab leider keine Messung von α während des Verfahrens des Modells, so dass dieses zuerst verfahren werden musste und dann die Meldung des neuen α an den Regler weitergegeben wurde.

Die beiden oberen Plots zeigen die y_i und dass diese sich schnell an ihre Sollvorgabe annähern. Dabei weist das Signal von y_1 ein schlechteres Signal-Rausch-Verhältnis auf. Das liegt daran, dass der absolute Signalpegel von y_2 höher ist als von y_1, was bei einem vom Signalpegel unabhängigen Rauschverhalten der Sensoren zu einem besseren Signal-Rausch-Verhältnis führt.

[32] Anders formuliert sollten beide Klappen möglichst eine ähnliche Last tragen, insofern sie ihr jeweils vorhandenes Potenzial zur Auftriebssteigung im ungestörten Fall möglichst gleich ausschöpfen sollten.

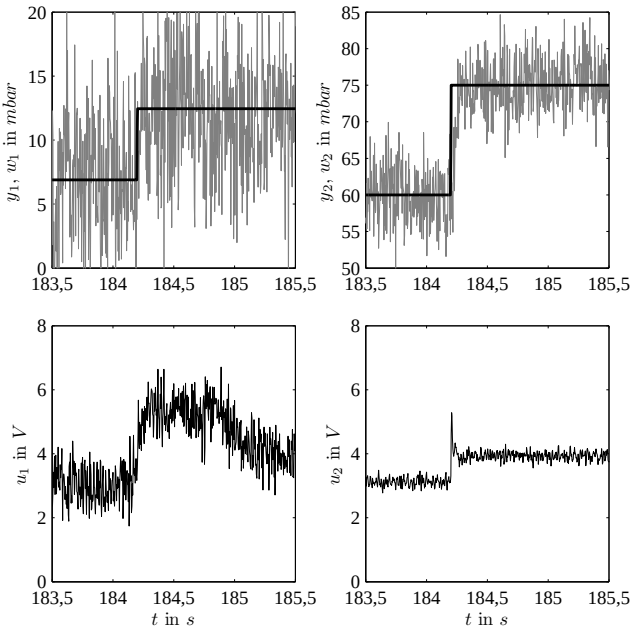


Abbildung 39: Zeitschrieb von y_1 und y_2 und deren jeweiligen Sollgrößen während eines Führungsfolgeexperiments, mit den entsprechenden Stellgrößen.

Die beiden unteren Plots zeigen den Verlauf der Stellgrößen u_i. Hier ist besonders bei u_1 zu erkennen, dass es für den Regler anscheinend notwendig war, für eine gewisse Zeitspanne zu "überaktuieren". Dies ist ein Zeichen für eine zeitliche lokale Störung bzw. einen langsameren Transitionsprozess, der durch die Regelung unterdrückt bzw. ausgeglichen wird. Einer Steuerung wäre dies nicht möglich gewesen.

Es fällt auf, dass die Stellgrößensignale unterschiedliche Varianz aufweisen, was mit dem oben erwähnten schlechteren Signal-Rausch-Verhältnis von y_1 zu erklären ist. Hier wirkt sich das Sensorrauschen stärker auf das Eingangssignal des Reglers und damit indirekt auf die Stellgröße aus. Eine Verbesserungsmöglichkeit des Reglerentwurfs besteht in einer Reduktion der Rauschsensitivität der Stellgröße.

Es sei noch erwähnt, dass in Verbindung mit einer Vorsteuerung oder einem aggressiveren Reglerentwurf, das dynamische Verhalten der Strömung weiter beschleunigt werden konnte. Der geschlossene Regelkreis reagiert dann schneller auf eine Änderung des Sollwertes

und erreicht diesen schneller, als ein rein gesteuertes System seinen stationären Zustand erreichen würde, wie bereits in Kapitel 3 demonstriert.

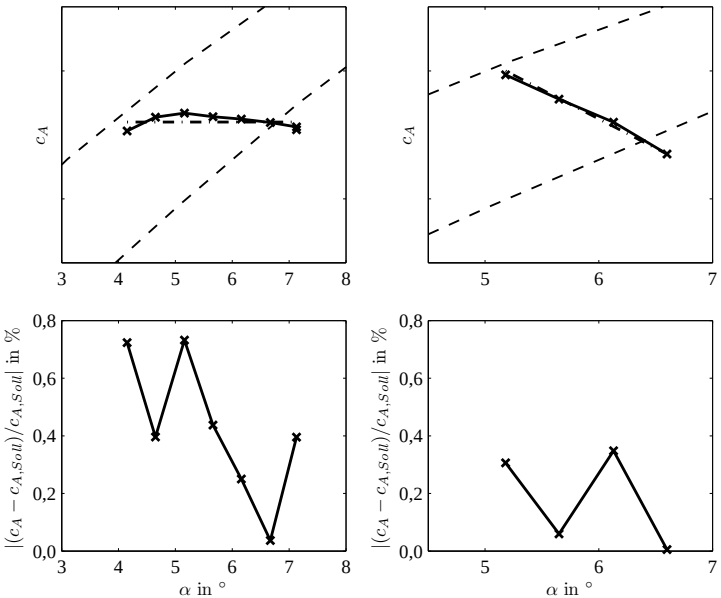


Abbildung 40: c_A-Polaren für Führungsfolgeexperimente (obere Reihe) und mittlere Abweichung vom Sollwert (untere Reihe). Verglichen werden Sollwerte für c_A (--) mit den an den jeweiligen Messpunkte erreichten c_A-Werten (-x-). Linker Plot zeigt Experiment mit konstanter c_A-Vorgabe, rechter Plot mit variabler c_A-Vorgabe. Die gestrichelten Linien markieren Ausschnitte der Auftriebspolaren für $u = 0\ V$ bzw. $u = 8\ V$.

Die Messung von c_A bei dem in Abbildung 39 gezeigten Ausschnitt eines Experiments erfolgte über eine 20-sekündige Mittelung der Windkanalwaagensignale. Das Resultat der c_A-Messungen für zwei verschiedene Experimente ist in Abbildung 40 dargestellt. Dabei war eine Messung die oben erwähnte mit konstanter Vorgabe für c_A bei variierendem α (linke Spalte) und die andere Messung eine, in der sowohl die Vorgabe für c_A als auch α simultan variiert wurden.

In allen Messpunkten lag die Differenz zwischen erreichtem c_A und der Vorgabe unter 0,75%. In verschiedenen Messungen mit konstanter Vorgabe für c_A zeigte die erreichte c_A-Kurve die selbe leicht konvexe Form, war also reproduzierbar. Das lässt darauf schließen, dass der Restfehler im Wesentlichen aus einer fehlerhaft aufgenommenen Lookup-Tabelle

oder einer an diesem Punkt ungültigen Interpolation entstand. Aus diesem Grund ist es ratsam, in späteren Anwendungen mit größerem Bauraum mehr Sensoren zu verwenden. Wie in Kapitel 3 bzw. in [27] gezeigt, genügen hier bereits vier Sensoren auf dem Hauptflügel, um eine sehr gute Schätzung des Strömungszustandes zu erlangen. Gerade bei dreidimensionalen Strömungen ist es allerdings schwierig, ohne Vormessungen vorherzusagen, wo die Sensoren platziert werden müssen, wie auch in Abbildung 30 verdeutlicht. Für eine Regelung des Auftriebs muss daher in Zukunft auf eine Verbesserung der Sensorik und eine genauere Vermessung des Strömungsfeldes Wert gelegt werden, soll die industrielle Anwendung voran getrieben werden.

Die rechte Spalte von Abbildung 40 belegt, dass durch eine Regelung prinzipiell jeder physikalisch erreichbare Strömungszustand stabil eingestellt werden kann. Im Rahmen der durch die Waagenkonfiguration beeinträchtigten Genauigkeit erreicht der Regler seine Sollwerte mit hoher Genauigkeit mit einem maximalen Fehler von 0,38%. An dieser Stelle soll darauf hingewiesen werden, dass mit dieser Methode völlig neue Anflugszenarien verwirklicht und zeitlich oder örtlich lokale Störungen unterdrückt werden können. Indem die bisher zwangsläufige Verbindung von α und c_A aufgebrochen wird, können beide weitgehend unabhängig voneinander eingestellt werden. Damit könnte z.B. ein und dieselbe Landetrajektorie bei unterschiedlichen Anstellwinkeln geflogen werden. Andere Anwendungsmöglichkeiten sind denkbar und müssen im Kontext des gesamten Flugzeugentwurfs gesehen werden[33].

Abgesehen von externen, aus der Aerodynamik stammenden Störungen kann ein System auch durch interne Störungen beeinträchtigt werden, z.B. durch fehlerhafte Bauteile in der Aktuatorik oder Leckagen im Druckversorgungssystem. Ein solcher Fall ist in Abbildung 41 dargestellt. Hier wurde während der Laufzeit des Experiments eine Stellgrößenstörung eingebracht, d.h. die vom Regler erzeugte Stellgröße wurde – natürlich ohne dessen "Wissen" – ab $t = 57{,}3\ s$ um einen bestimmten Betrag verändert, in diesem Fall um $-2\ V$.

Dies führt zu einer Unteraktuation für den geforderten Sollwert, d.h. der Systemausgang sinkt und damit steigt der Regelfehler e, wie im unteren Plot dargestellt. Darauf reagiert der Regler mit einer Anhebung der Stellgröße bis zu einem Niveau, das zu einem um Null schwankenden Regelfehler notwendig ist. Das nun eingestellte Aktuationsniveau ist nach Berücksichtigung der Störung das gleiche Aktuationsniveau wie vor der Störung. Der Regler hat die Auswirkung der Eingangsstörung also kompensiert.

4.5 Simulationsstudie mit dem Armarkov-Algorithmus

Als Vorbereitung für den experimentellen Einsatz wurde mit dem Armarkov-Algorithmus eine Simulationsstudie durchgeführt. Dabei wurde als Streckenmodell das am 3D-SISO-Modell bei $\delta_k = 50°$ identifizierte Nominalmodell

[33] Siehe hierzu auch die Patentanmeldung 15520 / 2009-167SIN bzw. 61/267,514 (US) zur Einbettung der Strömungskontrolle in die vorhandene Flugregelung, eingereicht von B. Gölling, N. Heinz, R. King und W. Nitsche.

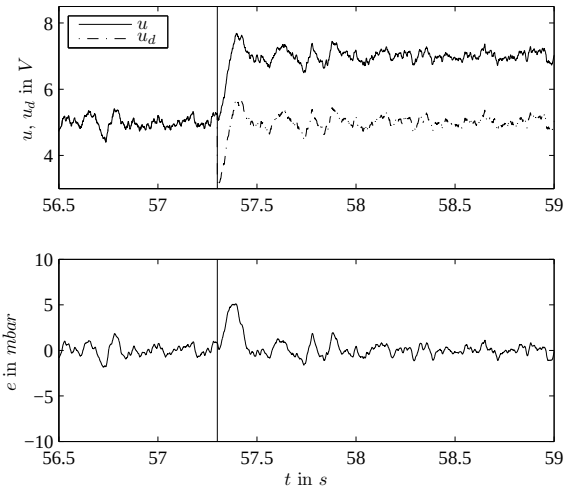


Abbildung 41: Unterdrückung einer Eingangsstörung für den SISO-Fall. u ist die Stellgröße wie vom Regler gefordert, während u_d die tatsächliche an die Aktuatorik ausgegebene Stellgröße ist. e ist der Regelfehler. Störung setzt bei $t = 57{,}3\ s$ ein (senkrechte Linie). Dargestellte Daten sind der Übersichtlichkeit halber gefiltert.

$$G_n(s) = \frac{-0{,}207s + 124{,}3}{s + 12{,}94} \tag{55}$$

verwendet. Da die Charakteristik von linearen Systemen nicht vom Arbeitspunkt abhängt, waren in den Simulationen auch negative Werte für u und y erlaubt.

Die Studie verfolgte zwei Fragestellungen: In welchem Bereich liegen sinnvolle Werte für die Parameter des Algorithmus, unter der Annahme, dass für dynamisch ähnliche Systeme auch ähnliche Parameter sinnvoll sind und ist mit dem Armarkov-Algorithmus so etwas wie eine Führungsfolgeregelung möglich?

Zur Untersuchung wurde eine Simulation mit obiger Dynamik und dem Armarkov-Algorithmus mit verschiedenen Parametern aufgesetzt. Dabei wurde zunächst fünf Sekunden Simulationszeit der Algorithmus im Identifikationsmodus und anschließend fünfzehn Sekunden im Regelungsmodus betrieben. Während der Identifikationszeit wurde ein Rauschsignal aus normalverteilten Zufallszahlen als Steuersignal u verwendet. Das Rauschsignal wurde immer mit den gleichen Anfangswerten und dem gleichen Seeding erzeugt, so dass über verschiedene Simulationen hinweg stets das gleiche Rauschsignal benutzt wurde. Die-

ses und die davon erzeugte Antwort y des Systems bildeten in der Identifikationsphase die Eingänge des Algorithmus, aus denen $\Phi(k)$ und $Y(k)$ generiert wurden. In der anschließenden Regelungsphase wurde die Stellgröße durch den Algorithmus erzeugt und die Systemantwort mit einer Ausgangsstörung d_o überlagert, die vom Algorithmus unterdrückt werden sollte. Um den Einfluss von Messrauschen zu simulieren, wurde zusätzlich während der gesamten Simulationslaufzeit eine zusätzliche Ausgangsstörung in Form eines Rauschsignals aus normalverteilten Zufallszahlen aufgebracht. Zur Bewertung der Identifikationsqualität bzw. der Regelungsqualität wurde nach jeder Simulation eine Maßzahl für die Identifikation bzw. eine für die Regelung bestimmt.

Als Maß für die Güte der Identifikation wurde

$$\Psi_{ID} = \sum_{j=0}^{\mu-1} (H_j(k) - H_j(k-1))^2 \tag{56}$$

definiert. Hierin ist $H_j(k)$ der j-te Eintrag des in Kapitel 2.2 definierten Vektors der Markov-Parameter zum Rechenschritt k. Dieses Maß bewertet, wie stark der Identifikationsteil des Algorithmus die Parameter noch anpasst. Mit zunehmender Identifikationsgüte muss dieses Maß abnehmen und erreicht im Idealfall einer perfekten Identifikation 0.

Als Maß für die Güte der Regelung wurde

$$\Psi_R = \sum_{k=k_R}^{k=k_{end}} (y(k))^2 \tag{57}$$

definiert, worin k_R der Rechenzeitschritt zum Beginn der Regelung ist und k_{end} der letzte Zeitschritt der Simulation. Dieses Maß bewertet die Abweichung des Systemausgangs y vom Sollwert $w(k) = 0$, d.h. wird 0 für den Idealfall perfekter Störungsunterdrückung.

Der untersuchte Parameterbereich betrug $\mu_{arm} \in [1...10]$, $p_{arm} \in [1...6]$, $n_{arm} \in [0...5]$, $\mu_{c,arm} \in [1...10]$ und $n_{c,arm} \in [0...10]$. Der Parameter $p_{c,arm}$ ergab sich gemäß der Herleitung zwingend aus $p_{c,arm} = \mu_{arm} + p_{arm} + n_{arm} - 1$. Die Parameterkombinationen wurden in zwei Simulationsschleifen getestet, da μ_{arm}, p_{arm} und n_{arm} lediglich die Systemidentifikation und $\mu_{c,arm}$ und $n_{c,arm}$ lediglich die Regelung beeinflussen. Aus dem aufgespannten Parameterraum ergibt sich eine Zahl von $360 + 110 = 470$ Simulationen, mit entsprechenden Maßzahlen von Identifikations- bzw. Regelungsgüte.

In den Simulationen zeigte sich, dass es einen Bereich akzeptabler Parameter gibt, der vergleichsweise breit ist. Gute Identifikation erhielt man mit $\mu_{arm}, \mu_{c,arm} \in [5, 6, 7]$, $p_{arm} \in [2, 3]$ und $n_{arm}, n_{c,arm} \in [3, 4]$. Eine gute Regelung ergab sich mit den Parametern $\mu_{c,arm} \in [2...10]$ und $n_{c,arm} \in [3...10]$. Allerdings waren die Unterschiede in den Maßzahlen recht gering, so dass von einem flachen Güteplateau gesprochen werden kann. Besonders bei der Regelung zeigte die Simulation fast keine Sensitivität auf die Veränderung von $\mu_{c,arm}$, solange $n_{c,arm}$ groß genug gewählt wird, was dafür spricht. Eine Regelung mit $\mu_{c,arm} = 2$ und $n_{c,arm} = 10$ war praktisch genau so gut wie eine Regelung mit $\mu_{c,arm} = 8$ und

μ_{arm}	5	$\mu_{arm,c}$	2
p_{arm}	2	$p_{arm,c}$	9
n_{arm}	3	$n_{arm,c}$	10
α_{arm}	1,0	$\alpha_{arm,c}$	1,0

Tabelle 3: Armarkov-Parameter für die in Abbildung 42 dargestellten Simulationen.

$n_{c,arm} = 4$. Es zeigte sich, dass ein Optimum dann erreicht wurde, wenn $\mu_{c,arm} + n_{c,arm} = 12$, allerdings unter der Einschränkung, dass das Gütefunktional insgesamt sehr flach war.

Abbildung 42 zeigt die Zeitschriebe von sechs Simulationen, bei denen die Störungsfrequenz und der Störungsoffset variiert wurden. Für die Simulationen wurden die Parameter wie in Tabelle 3 dargestellt gewählt. In der linken Spalte der Abbildung 42 hat die grau dargestellte Störung d_o eine Kreisfrequenz von $\omega_d = 0{,}2\ rad/s$ und einen Offset von 0, 1 bzw. 5 (von oben nach unten). In der rechten Spalte beträgt die Kreisfrequenz $\omega_d = 2\ rad/s$, bei gleicher Variation des Offsets.

Nach kurzen Einschwingvorgängen regelt der Armarkov-Algorithmus die Störung aus und hält den Systemausgang trotz der Störung ungefähr bei 0. Das Ziel einer Führungsfolgeregelung bzw. Unterdrückung von periodischen und stationären Störungen kann also in der Simulationsstudie erreicht werden. Hier nicht dargestellte Simulationen mit Störungen höherer Kreisfrequenz (z.B. 20 rad/s) haben gezeigt, dass bei diesen lediglich der Offset unterdrückt werden kann, nicht jedoch die schnell schwingenden periodischen Anteile. Eine Variation der Störungskreisfrequenzen hat für obige Parameterkombination eine Bandbreite von ca. 15 rad/s ergeben[34].

Abschließend soll noch erwähnt werden, dass sowohl die Abtastzeit, als auch die Amplitude des Rauschsignals für die Identifikation und des Störungsrauschsignals Einfluss auf die Identifikations- und Regelgüte hatte. Gerade eine Erhöhung des Störrauschens sorgte für eine deutliche Verlangsamung der Regelung bezüglich der stationären Störung. Hier ist also im Hinblick auf eine industrielle Umsetzung zum einen auf eine langsame Abtastrate[35] und auf eine möglichst gute Signalqualität zu achten.

4.6 Zusammenfassung

Die in diesem Kapitel geschilderten Experimente haben gezeigt, dass die in Kapitel 3 eingeführte Methodik auch auf flugrelevante, komplexe Konfigurationen angewendet werden kann. Diese war sowohl in Aerodynamik als auch Sensor- und Aktuatorvoraussetzungen deutlich vom einfacheren zweidimensionalen Fall unterschieden. Das grundlegende Vorgehen bei der Bearbeitung des Problems war jedoch das Gleiche und die vorgestellten

[34] Die Bandbreite war hier als jene Störungskreisfrequenz definiert, bei der der periodische Anteil der Störung durch die Regelung halbiert wurde.

[35] In hier nicht geschilderten Vorversuchen hat sich als Faustregel ergeben, dass die Abtastfrequenz ca. eine Größenordnung über der Eckfrequenz der Systemdynamik liegen sollte.

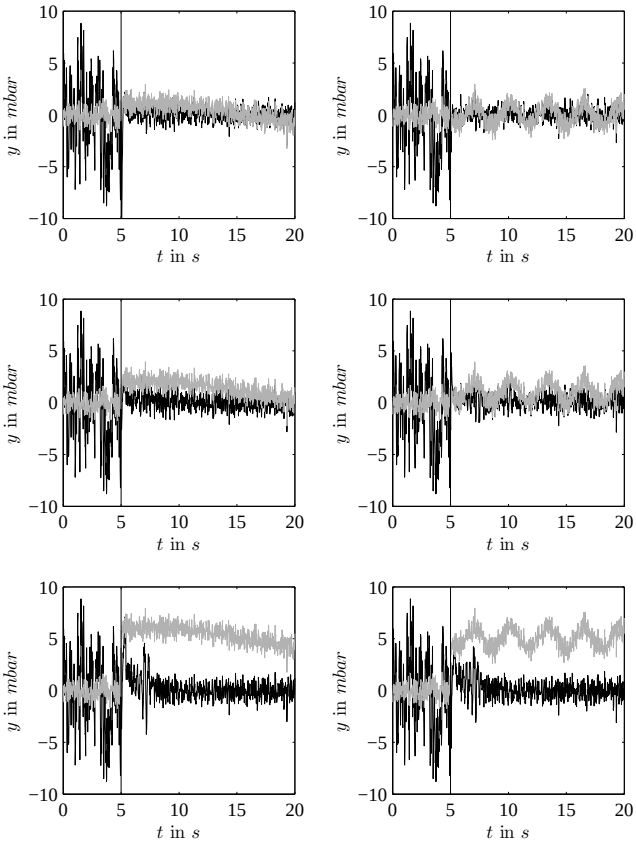


Abbildung 42: Simulationen des Armarkov-Algorithmus mit y (schwarz) und Ausgangsstörung d_o (grau), basierend auf 3D-SISO-Nominalmodell und einer Parameterwahl nach Tabelle 3. Für $t < 5\ s$ Identifikationsmodus, für $t > 5\ s$ Regelmodus, mit verschiedenen Ausgangsstörungen (linke Spalte: $\omega = 0{,}2\ rad/s$, Offset $\in [0, 1, 5]$, rechte Spalte: $\omega = 2\ rad/s$, Offset $\in [0, 1, 5]$).

Methoden besaßen die nötige Flexibilität, um sich den geänderten Bedingungen anzupassen. Sie können damit als im Designprozess verwend- und implementierbar angesehen werden.

Die vorliegende Untersuchung ließ aufgrund baulicher und zeitlicher Beschränkung noch Verbesserungsspielraum. Gerade in der Sensorik wären mehr und besser platzierte Sensoren zu wünschen. Diese benötigten allerdings umfangreicheres Wissen über die Strömung, was nur mit genaueren Simulationen oder entsprechend ausgerüsteten Vorversuchen erlangbar ist. Der momentane Fokus in der industriellen Forschung liegt hier noch zu sehr auf der Messung zeitlich gemittelter statischer aerodynamischer Kenngrößen und zu wenig auf der Erkenntnissuche nach den dynamischen Vorgängen am untersuchten Modell, was sicherlich auch mit dem deutlich höheren Zeit- und damit Kostenaufwand solcher Messungen zu tun hat.

Auch in der Aktuatorik ist noch Verbesserungsspielraum, gerade im Hinblick auf die industrielle Umsetzung. Die verwendeten Standardteile, die ursprünglich für andere Zwecke entworfen wurden, bei denen eine andere Gewichtung von Leistung und Effizienz entscheidend war, werden in späteren Anwendungen durch maßgeschneiderte Aktuatoren ersetzt werden. Diese werden ein höheres Gewicht auf Arbeitseffizienz legen müssen, da in Flugzeugen eine Druckluftversorgung ungleich teurer ist als in erdgebundenen Anwendungen. Darüber hinaus ist aus Zulassungsgründen höhere Zuverlässigkeit gefordert. Eine in dieser Hinsicht interessante Entwicklung stellen die fluidischen Aktuatoren dar, die in zukünftigen Versuchen und aktuellen EU-Forschungsprojekten[36] untersucht werden.

Ungeachtet der Einschränkungen haben die Untersuchungen zweifelsfrei zeigen können, dass aktive Strömungsregelung für ein reales Flugzeug ein Konzept ist, dessen Einsatz Überlegung verdient. Es wurde gezeigt, dass die hier verwendeten Methoden ausreichend sind und von Seiten der Systemdynamik und Regelungstechnik ein Flugversuch erfolgreich unterstützt werden kann.

[36] Z.B.: FP7-Programm, JTI-CS-2010-1-SFWA-01-015, EU-Projekt zum Thema "Smart Fixed Wing Aircraft".

5 Untersuchungen am frei fliegenden Flugzeug

In Zusammenarbeit mit dem Flugzeugbauer Stemme AG aus Strausberg bei Berlin und dem Institut für Luft- und Raumfahrt (ILR) an der Technischen Universität Berlin wurde an einem Profil eines Motorseglers die Möglichkeit der Strömungsregelung bei einem frei fliegenden Flugzeug untersucht. In Vorversuchen wurde dabei ein 1:1-Nachbau des Profils im Windkanal eingesetzt und mit der bereits bekannten Sensorik und Aktuatorik ausgerüstet. Dabei handelte es sich um einen rumpfnahen Ausschnitt des Flügels. Als Auftriebshilfe war eine Wölbklappe angebracht. Nachdem auch hier die Funktionsweise der geplanten aktiven Strömungskontrolle gezeigt werden konnte, wurde analog dazu eine Klappe für ein reales Flugzeug ausgerüstet und in einem Flugversuch getestet.

Hierbei sollte untersucht werden, ob die in den Windkanalversuchen erfolgreichen Konzepte auch in einer realen Flugumgebung erfolgreich arbeiten würden. Insbesondere war die Robustheit gegenüber den stärkeren Störungen und den veränderlichen Umgebungsbedingungen interessant. Die in diesem Kapitel besprochenen Ergebnisse stammen allesamt aus den Flugversuchen.

5.1 Experimenteller Aufbau

Die Flugversuche wurden mit einer für experimentelle Bedürfnisse modifizierten Stemme S10-VT durchgeführt, siehe Abbildung 43. Eine detaillierte Beschreibung des Aufbaus findet sich bei T. Grund [18], der für den Umbau verantwortlich zeichnete. Die S10-VT ist ein einmotoriges, zweisitziges Motorsegelflugzeug mit faltbarem Propeller und einziehbarem Fahrwerk. Unter jedem Flügel waren zwei Außenlastbehälter angebracht, in denen die mitzuführende Druckluft für die Versorgung der Aktuatoren untergebracht war. Aufgrund von baulichen und Gewichtsbeschränkungen war lediglich genug Druckluft für ca. acht bis zehn Minuten Betrieb bei gepulster Aktuation mit konstantem Druck an Bord[37].

Von den Außenlastbehältern gingen Druckleitungen in den Rumpf, wo sie vor einem Proportionalwegeventil zusammen geführt wurden. Hinter diesem Ventil lief eine Versorgungsleitung in den Steuerbordflügel. In dieser Versorgungsleitung war ein Drucksensor angebracht, der den aktuell herrschenden Druck zeitlich hochaufgelöst maß. Mittels eines schnellen Regelkreises wurde die Stellung des Proportionalwegeventils so angepasst, dass in der Versorgungsleitung der gewünschte Druck anlag.

Die Versorungsleitung selbst verzweigte sich erneut in den mit Aktuatoren bestückten Klappenbereich, einen Bereich von ca. 1,50 m Länge, rumpfnah auf der Wölbklappe.

[37] Diese Beschränkung ist für größere Flugzeuge nicht mehr vorhanden, denn diese müssen keine Druckluftflaschen mitführen, sondern können die Druckluft entweder aus dem Triebwerk oder mittels eines Kompressors bereitstellen. Die nötigen Massenströme sind äußerst gering, so dass für ein großes Passagierflugzeug eine mittlere Strahlleistung von ca. 20 kW ausreicht [6]. In diese Leistungsberechnung sind schon Leitungs- und Wandlungsverluste eingerechnet, außerdem ist der worst-case an Effizienz für die Aktuatoren angesetzt, so dass dieser Leistungsbedarf in einem realen Einsatzszenario deutlich niedriger liegen dürfte.



Abbildung 43: Versuchsträger Typ Stemme S10-VT mit Flügelstellung im Parkmodus. Unter den Flügeln sind Außenlastbehälter mit der Druckluftversorgung angebracht. Die Zusammenführung der Druckleitungen von den Außenlastbehältern und die Druckregelung findet im Motorraum (rumpfmittig unter den Solarpanelen) statt. Der aktuierte Bereich befindet sich auf der inneren Steuerbordklappe.

Im Klappenhohlraum befanden sich Schnellschaltventile, die die Aktuationskammern mit Druckluft versorgten. Diese bliesen wie auch bei den in Kapitel 3 und 4 beschriebenen Experimenten aus Schlitzen aus der Klappenschulter Luft in die Umgebungsströmung ein.

Die Wirkung der Beeinflussung wurde mit zwei Druckschnitten von jeweils vier Drucksensoren gemessen. Ein Druckschnitt war dabei in etwa mittig stromabwärts der Aktuatorenreihe angebracht, ein weiterer rumpfferner, ca. 30 *cm* außerhalb des letzten Aktuators, um einen unaktuierten Referenzwert zu haben. Aus den Sensorsignalen wurde mittels eines Kalman-Filters [31] eine Steigung y_1 und ein Offset y_2 eines als mit einer Geradengleichung beschreibbaren Druckprofils aus den betracheten Sensorsignalen errechnet[38]. y_1 ist dabei negativ, wenn das Druckprofil einen steigenden Druck mit zunehmender Sehnenkoordinate aufweist und y_2 ist positiv, wenn die Klappenvorderkante einen Unterdruck gegenüber der Umgebung aufweist. Eine sich von abgelösten Zustand aus anlegende Strömung würde also zum einen y_1 reduzieren und zum anderen y_2 erhöhen, was in Windkanalversuchen bestätigt wurde.

Der Grund für die eben beschriebene Wahl von y_1 und y_2 anstelle einer Regelgröße auf Basis von Differenzdruckmessungen ist der dadurch mögliche Verzicht auf eine Lookup-Tabelle, wie sie im in Kapitel 4 geschilderten Versuch noch vonnöten war. Eine solche hätte im Flugbetrieb stets die selben Bedingungen wie bei Aufnahme der Lookup-Tabelle erfordert, was nicht erfüllbar ist. Darüber hinaus waren in diesem Versuch wegen des größeren Bauraums vier Messstellen in Strömungsrichtung verfügbar, so dass die Messrauschen

[38]Es wurde also angenommen, dass $p(x) = y_1 \cdot x + y_2$ mit x als Längenkoordinate gilt, was in guter Näherung bei der Wölbklappe auch erfüllt war. Für die Parameter der Kalman-Filterung sei auf Anhang C verwiesen.



Abbildung 44: Nahaufnahme Steuerbordflügel mit Aktuatorschlitzen und Druckschnitt hinter dem fünften Aktuator von innen. Referenzdruckschnitt ist außerhalb des Bildes. Auf dem Hauptflügel ist ein Handschuh mit zusätzlichen Druckbohrungen zur Druckprofilbestimmung angebracht.

besser unterdrückende und auch gegen Ausfall von Sensoren robustere hier beschriebene Variante zu bevorzugen war.

y_1 und y_2 hätten alternativ auch mittels eines quadratischen Minimierungsverfahrens bestimmt werden können. Dieses hatte sich jedoch in Voruntersuchungen als weniger anpassungsfähig und ohne zusätzliche Filter gegenüber Messrauschen anfälliger gezeigt. Durch die Einstellung der Kovarianzmatrizen des Kalman-Filters konnte man bei diesem indirekt Dämpfungsverhalten und Dynamik einstellen und damit die Unterdrückung des Messrauschens bestimmen.

Als Stellgröße u für die Aktuation wurde der Solldruck in der Versorgungsleitung gewählt. Dieser wurde – wie oben erwähnt – durch einen schnellen inneren Regelkreis eingestellt, so dass $u = 1\ V$ einem mittleren Druck von $p = 1\ bar$ am Drucksensor entsprach. Abbildung 45 zeigt eine Skizze des Versuchsaufbaus.

Für die Flugversuche wurde die Wölbklappe in Landestellung ($\delta_k \approx 19°$) gebracht und eine möglichst konstante Fluggeschwindigkeit gehalten. Dies erforderte einen kontrollierten Sinkflug und gelegentliche Höhenruder- bzw. Anstellwinkelkorrekturen seitens des Testpiloten. Aufgrund fehlender zeitlicher Korrelation zwischen den Messungen und den Steuervorgängen des Piloten ist eine Kategorisierung von Störeffekten in Störungen aus der Luftströmung und Störungen aufgrund Flugkursänderungen nicht durchführbar.

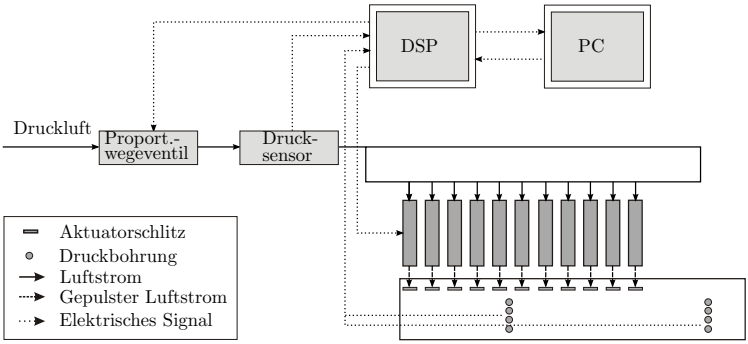


Abbildung 45: Schematische Skizze des Versuchsaufbaus mit Massenstrom- und Signalflüssen. Der verwendete DSP vom Typ MABX1401 war eine freundliche Leihgabe der Firma dSpace GmbH. Der Messaufbau wurde unter Federführung von T. Grund, ILR, TU Berlin umgesetzt.

5.2 Stationäre Charakteristik der Strecke

Abbildung 46 zeigt das stationäre Verhalten der Regelgrößen aus der Wölbklappenumströmung unter dem Einfluss von Anregung bei zwei verschiedenen Fluggeschwindigkeiten. Dabei ist auffallend, dass zunächst einmal y_1 und y_2 selbst ein sehr ähnliches Verhalten mit hoher Korrelation zeigen. Sie enthalten also redundante Informationen und die Verwendung von mehr als einer Regelgröße bietet keinen Informationsgewinn, mit dem sich die Regelungsqualität verbessern ließe. Aus diesem Grund wurde willkürlich y_1 als Regelgröße festgelegt.

Unter einer Erhöhung der Fluggeschwindigkeit – äquivalent zu einer Erhöhung der Anströmgeschwindigkeit in einem Windkanalversuch – legt sich die abgelöste Strömung teilweise wieder an, was sich in einer näherungsweisen Parallelverschiebung der Kurven nach links oben äußert: Die geschätzte Steigung des Druckprofils y_1 wird steiler, ein höherer Druckgradient kann realisiert werden, während gleichzeitig der Druck auf dem Hauptflügel weiter absinkt, so dass y_2 steigt.

Bei einer Fluggeschwindigkeit von 95 km/h gibt es einen Bereich, in dem zu schwache Aktuation mit $u < 0{,}5\ V$ die Strömung sogar noch weiter ablösen lässt, wie es auch schon am 3D-Profil in Kapitel 4 beobachtet werden konnte. Dieser Bereich existiert bei 100 km/h nicht mehr, was damit erklärt werden kann, dass bei einer höheren Anströmgeschwindigkeit die Strömung robuster ist. Sie besitzt dann mehr Impuls und die Verringerung des Impulses durch eine zu schwache Aktuation trifft sie weniger stark bzw. nicht stark genug, um für eine stärkere Ablösung zu sorgen. Aufgrund fehlender Einblicke in die Strömungsfeldgrößen kann über die genauen strömungsphysikalischen Ursachen keine genaue Aussage getätigt

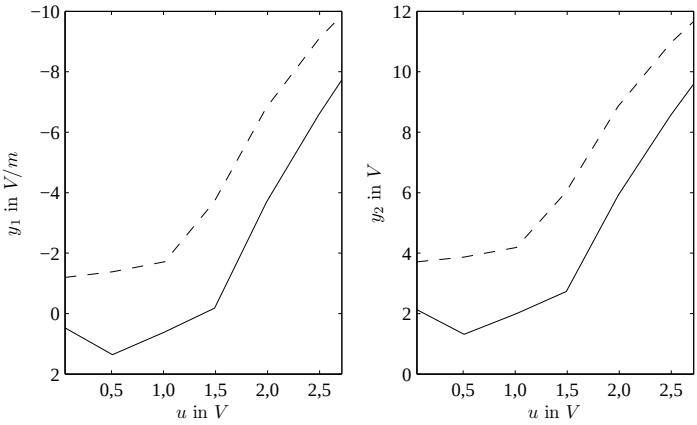


Abbildung 46: y_1 und y_2 in Abhängigkeit von u für zwei verschiedene Fluggeschwindigkeiten 95 km/h (-) und 100 km/h (- -). Für y_1 sind die Koordinatenachsen richtungsverkehrt.

werden.

Um $\partial y_1/\partial u > 0$ zu gewährleisten, wird die Stellgröße auf $0{,}5\ V < u < 3{,}0\ V$ beschränkt. Die obere Grenze stellt dabei einen Kompromiss aus dem Wunsch nach möglichst großer Beeinflussung der Strömung und möglichst langer Beeinflussungsmöglichkeit dar.

Aufgrund von Druckverlusten in der Versorgungsleitung sind die Drücke in den Aktuatorkammern jedoch deutlich geringer als die durch u am Drucksensor hinter dem Proportionalwegeventil vorgegebenen Druck. Die Stellgröße bzw. der entsprechende Druck stellt daher kein gutes Maß für den Massenstrom und damit die Aktuationskosten dar. Kalibrationsmessungen haben jedoch ergeben, dass der Impulskoeffizient c_μ in der Größenordnung von einem Promille bleibt. Dies muss erwähnt werden, da vor dem Hintergrund einer industriellen Anwendung die durch die großen Druckverluste in den Leitungen überhöhte Druckwerte der Aktuation hoch erscheinen. Als letztendlich anzuwendendes Maß zur Einschätzung der Aktuationskosten ist der Volumenstrom geeigneter und hier haben zahlreiche Untersuchungen gezeigt, dass man schon mit geringen Volumenströmen alle Zustände im Spektrum zwischen abgelöster und angelegter Strömung ansteuern kann [16].

5.3 Streckendynamik und Regelung

5.3.1 Identifikation der Systemdynamik

Zur Identifikation des dynamischen Verhaltens des Systems wurden die in den vorherigen Kapiteln genutzten Methoden verwendet. Allerdings wurde diesmal die Systembeschreibung in zwei Teilsysteme aufgeteilt.

Das erste Teilsystem G_1 umfasste den Anfang der Druckversorgung und hatte den Drucksollwert als Eingang und den Druckistwert hinter dem Proportionalwegeventil als Ausgang. Das zweite Teilsystem G_2 hatte den Druckistwert als Eingang und die Drucksensordaten von der Klappe als Systemausgang. Damit galt $G_i = G_1 G_{2i}$, worin i einen Zählindex für Modelle aus verschiedenen PRBS-Experimenten darstellt.

Der Grund für diese Trennung war die Überlegung, dass die Druckversorgung unabhängig vom Arbeitspunkt stets eine sehr ähnliche Dynamik haben dürfte und sich die Nichtlinearitäten des Systemverhaltens hauptsächlich in der Aerodynamik finden lassen müssten. Desweiteren bietet die Trennung eine feinere Analysemöglichkeit des Systemverhaltens.

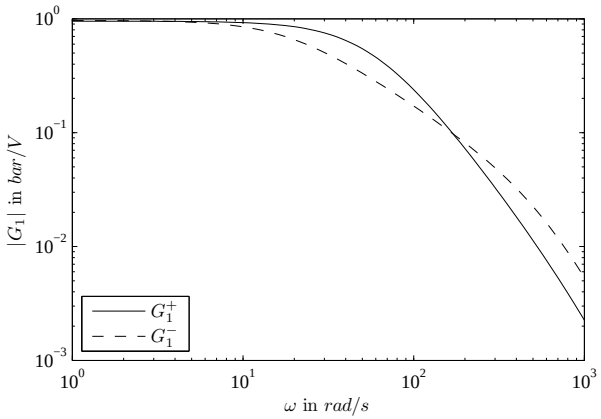


Abbildung 47: G_1 aufgeteilt in die richtungsabhängigen Varianten G_1^+ (-) und G_1^- (- -).

Bei der Analyse der PRBS-Versuche zur Identifikation von G_1 fiel auf, dass dieses eine richtungsabhängige Dynamik besaß, d.h. einen Druckanstieg schneller bewerkstelligte als einen Druckabfall. Dies ist physikalisch plausibel, denn der Ausgang des Systems ist nah am Proportionalwegeventil, das den Durchfluss steuert. Dieses Ventil fungiert als eine Drossel zwischen den Druckluftflaschen und dem als Ausgang von G_1 verwendeten Drucksensor, d.h. mindert den Druck von ursprünglich 10 *bar* auf den der Druckversor-

gung vorgegebenen Sollwert. Ein Öffnen des Ventils erhöht damit sowohl den Druck als auch den Volumenstrom am Ausgang von G_1 und dies mit geringer Verzögerung, weil die Wegstrecke zwischen Ventil und Sensor gering ist. Ein Schließen des Ventils senkt aber lediglich den weiteren Zustrom, während die aufgestaute Luft und der entsprechende Druck durch die lange und verlustbehaftete Versorgungsleitung abgebaut werden müssen. Daher geschieht ein Druckaufbau deutlich schneller als ein Druckabbau. Abbildung 47 zeigt die Frequenzgänge der beiden identifizierten Übertragungsfunktionen, worin G_1^+ die Übertragungsfunktion für einen Druckanstieg und G_1^- die für einen Druckabbau darstellt.

Aufgrund sehr geringer Störungen ist die Identifikationsgüte hier sehr hoch, die identifizierten Übertragungsfunktionen beschreiben das reale dynamische Verhalten also sehr gut.

Die Untersuchung von G_2 ergab dabei ebenfalls ein richtungsabhängiges Verhalten: Wiederanlegevorgänge gingen deutlich schneller vonstatten als Ablösevorgänge. Dies hat wieder mit der Druckversorgungsleitung und ihrer verzögernden Wirkung zu tun. Die Ausflussgeschwindigkeit des Fluids im Aktuatorkammeraustritt, die wesentlichen Einfluss auf die Wirkung der Aktuation hat, hängt von der Druckdifferenz zwischen dem Aktuatorkammerdruck und dem Außendruck ab. Diese steigt bei Druckerhöhung in der Versorgungsleitung ebenso sprunghaft an, fällt allerdings bei Druckminderung entsprechend dem Druckausgleich zwischen Aktuatorkammer und Umgebungsluft ab. Dieser Druckausgleich ist aber nicht sprunghaft, sondern an den Massenfluss gekoppelt.

Die für G_2 identifizierten Dynamiken haben für steigende Drücke (G_2^+) teilweise höhere Eckfrequenzen als G_1^+ und für fallende Drücke (G_2^-) stets niedrigere Eckfrequenzen als G_1^-. Hierfür muss eine Deutung vor dem Hintergrund der kurzen Messzeit geschehen: Aufgrund der begrenzten Druckluftversorgung während eines Fluges und der Anzahl an zu messenden Aktuationsvariationen konnten die einzelnen Messungen nicht häufig genug wiederholt werden, um Störungen und Messungen entweder durch Mittelung oder durch Mehrfachidentifikation gleicher PRBS-Experimente zu unterdrücken. Eine einzelne Identifikation ist daher einer gewissen Unschärfe unterlegen. Daher kann anhand von G_2^+ geschlossen werden, dass die Dynamik der Strömung in etwa der Dynamik der Aktuation entspricht, letztere also noch etwas beschleunigt werden könnte, wollte man aerodynamische Effekte isolieren. Im Fall von G_2^- scheint die Aktuatorik schneller als die Aerodynamik zu reagieren, eine Beschleunigung der ersten brächte also keinen Vorteil.

Da für verschiedene PRBS-Experimente Dynamiken identifiziert werden mussten, gibt es jeweils verschiedene G_{2i}^+ bzw. G_{2i}^-.

Aus $G_i = G_{1,i}^{(.)} \cdot G_{2,i}^{(.)}$ entstehen dann die entsprechenden Gesamtstrecken G_i, die wie bekannt zu einer Modellfamilie zusammengefasst werden. Deren Frequenzgänge werden in Abbildung 48 in grau dargestellt. In schwarz ist der Frequenzgang des Nominalmodells G_n zu sehen. Dieses ist eine Näherung des mittleren Frequenzgangs aller Modellfamilienmitglieder.

Ein normiertes Nominalmodell $G_n' = u_{max} G_n e_{max}^{-1}$ mit $u_{max} = 3{,}0\ V$ und $e_{max} = 8{,}92\ V/m$

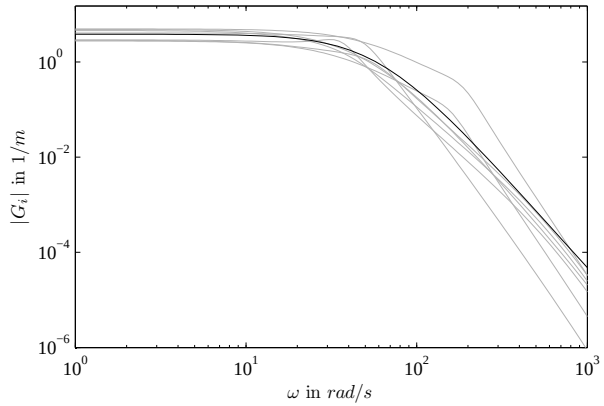


Abbildung 48: Identifizierte Streckendynamik G_i (grau) und nominales Streckenmodell G_n (schwarz). Modellfamilie enthält Modelle dritter und vierter Ordnung, Nominalmodell ist dritter Ordnung.

ist die weitere Grundlage der Reglerauslegung. Außerdem wird mit seiner Hilfe ein Unsicherheitsmodell der Form $G_u = G_n'(1 + w_o\Delta)$ erstellt, wie in den vorigen Kapiteln vorgestellt.

5.3.2 Robuste Regelungsauslegung

Die Reglerauslegung wurde mit zwei verschiedenen Verfahren durchgeführt: Zum einen mit dem Verfahren auf Basis der koprimen Faktorenzerlegung, zum anderen mit der Formulierung eines gemischten Sensitivitätsproblems.

Abbildung 49 zeigt die Frequenzgänge der Sensitivität bzw. Führungsübertragungsfunktion (rechts) für die beiden ausgelegten Regler. Für die genauen Zahlenwerte in den Gewichten siehe Anhang C. Obwohl die Herangehensweise beim Entwurf bei beiden Verfahren sehr unterschiedlich ist, wird ein ähnliches Verhalten erreicht. Aufgrund der ähnlichen Eigenschaften und der Bevorzugung bzw. Empfehlung des Verfahrens auf Basis einer koprimen Faktorenzerlegung aus Kapitel 3 wird im Folgenden nur dieses Verfahren weiter untersucht.

Anhand von Abbildung 50 sieht man, dass der geschlossene Regelkreis die an ihn gestellten Anforderungen erfüllt, d.h. keine der Ausgangsgrößen des normierten geschlossenen Regelkreises über 1 steigt, somit für konstante Eingangs- bzw. Ausgangsstörungen $d_i = u_{max}$ bzw. $d_o = e_{max}$ die Größen y bzw. u unterhalb von e_{max} bzw. u_{max} bleiben.

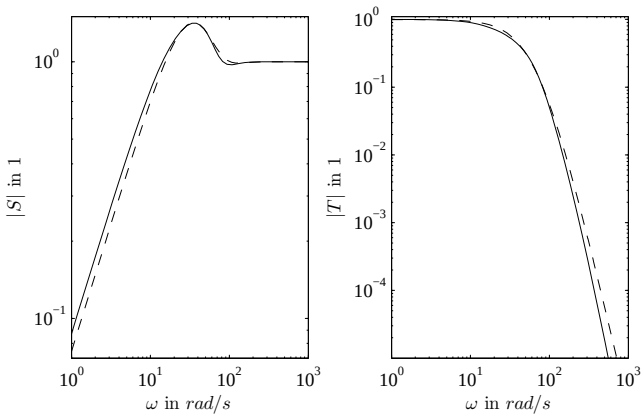


Abbildung 49: Frequenzgänge der Sensitivität (links) und Führungsübertragungsfunktion (rechts) für die Auslegung mittels koprimer Faktorenzerlegung (-) bzw. gemischter Sensitivitätsformulierung (- -).

5.3.3 Robustheitsuntersuchung

Analog zu Abbildung 50 zeigt Abbildung 51 die zeitlichen Verläufe der Ausgänge des geschlossenen Regelkreises, wenn man in das Unsicherheitsmodell G_u zufällige erzeugte Dynamiken für Δ einsetzt. Es ist zu erkennen, dass alle Regelkreise stabil sind, wenngleich in manchen Fällen die Ausgänge unter 0 fallen oder über 1 steigen. Würden die der jeweiligen Realisierung des Unsicherheitselements zugehörigen Übertragungsfunktionen in der Realität auftreten, dann würde der Regler also zumindest kurzzeitig Stellgrößen außerhalb des zulässigen Bereichs fordern bzw. würde den Regelfehler über den als maximal zulässigen Wert ansteigen lassen. Dieses Verhalten träte aber nur bei maximal starken Störungen auf, wie oben bereits erläutert.

Im Fall der Stellgrößen ist dies kein Problem, da die Stellgrößenbeschränkung dafür sorgt, dass bei unzulässigen Anforderungen die zulässigen Grenzwerte für die Stellgröße angewandt werden. Da alle Stellgrößenplots langfristig auf einen stabilen und zulässigen Wert konvergieren, kann hier mittels eines Anti-Windup-Reset-Algorithmus die Regelungsdynamik bei Stellgrößenverletzung erhalten werden, d.h. der Regler wird die Störung ausregeln, wenn auch etwas langsamer oder unruhiger.

Auch im Fall des Systemausgangs ist diese Grenzverletzung in diesem Umfang kein Problem, denn zum einen sind die zu erwartenden Störungen fast immer klein, zum anderen ist auch hier die Stabilität und das letztendliche Einpendeln auf den Zielwert nicht beeinträchtigt.

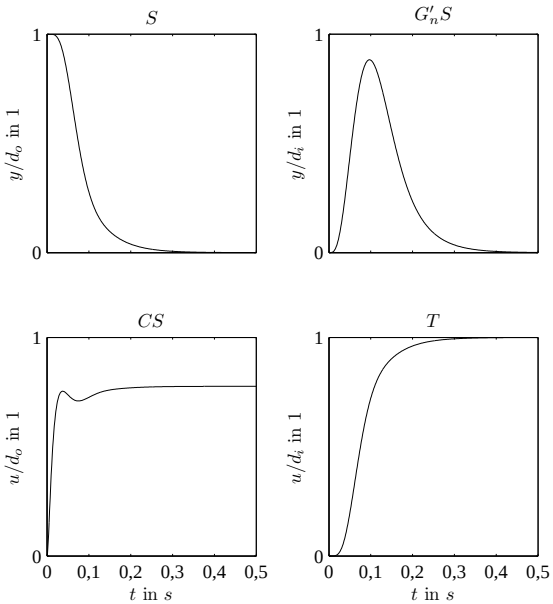


Abbildung 50: Simulation der zeitlichen Verläufe der Ausgänge des normierten geschlossenen Regelkreises als Reaktion auf eine sprunghafte Änderung von Eingangs- und Ausgangsstörung bei $t = 0$ s, berechnet mit dem normierten Nominalmodell.

Führt man an diesem Regelkreis die aus Kapitel 3 und 4 bekannte Analyse des kritischen Verstärkungsfaktors K_{krit} durch, der im Unsicherheitsmodell $G_u = G'_n(1 + K_{krit} w_o \Delta)$ eingeführt werden müsste, um den geschlossenen Regelkreis zu destabilisieren, so findet man $K_{krit} = 2{,}82$. Bezüglich der modellierten Unsicherheit ist der geschlossene Regelkreis also robust und besitzt eine große Stabilitätsreserve.

5.3.4 Auslegung der Armarkov-Parameter

Neben den PRBS-Experimenten wurden auch Experimente vorgenommen, in denen die Aktuation mit einem Rauschsignal aus normalverteilten Zufallszahlen um einen gewissen Basispegel herum perturbiert wurde. Der Vorteil eines solchen Aktuationssignals liegt in seiner gleichmäßigeren spektralen Leistungsdichte. Da auch der Armarkov-Algorithmus für die Identifikation seines Systemmodells auf ein verrauschtes Testsignal angewiesen ist, konnten diese Versuche als Offlinebenchmark zur Einstellung der Armarkov-Parameter

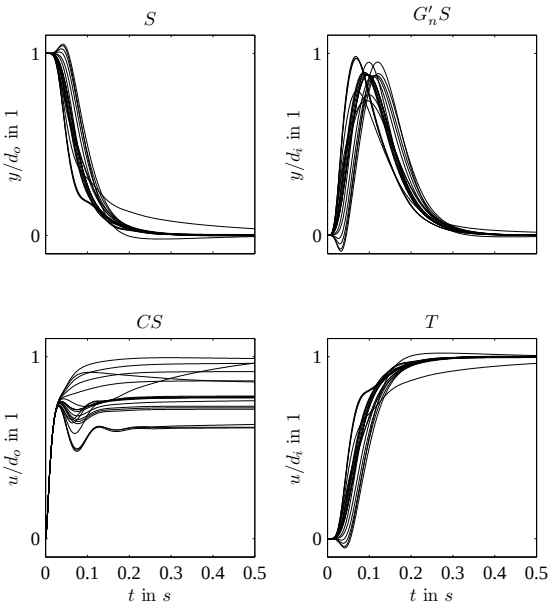


Abbildung 51: Auswahl zeitlicher Verläufe der Ausgänge der unsicheren normierten geschlossenen Regelkreise als Reaktion auf eine sprunghafte Änderung von Eingangs- und Ausgangsstörung (bzw. Führungsgröße).

genutzt werden.

Dabei wurde der Algorithmus offline, d.h. in einer Simulationsumgebung, mit Aktuations- und Messwerten aus dem Rauschexperiment versorgt, als wäre er in einem tatsächlichen Experiment. Eine Parameterstudie wie in Kapitel 4.5 geschildert ergab dann die für den Versuch geeigneten Armarkov-Parameter, wie in Tabelle 4 dargestellt. Das Gütekriterium war in dieser Studie die Nachbildungsgüte des Nominalmodells G, d.h. ein Vergleich des durch den Armarkov-Algorithmus identifizierten Frequenzgangs mit dem aus den PRBS-Experimenten identifizierten Frequenzgang. Zur Gewinnung eines Frequenzgangs aus den Markov-Parametern wurde dabei der Eigensystem-Realisierungsalgorithums [30] verwendet, der aus Impulsantworten ein Zustandsraummodell erzeugen kann.

Abweichend vom Vorgehen in Kapitel 4 wurden die Parameter $\mu_{arm,c}$ und $n_{arm,c}$ nicht aus der Simulationsstudie übernommen, sondern auf größere Werte gesetzt, die in der Simulation noch gute Ergebnisse zeigten. Dies erfolgte in der Erwartung, dass man bei einem

μ_{arm}	8	$\mu_{arm,c}$	10
p_{arm}	2	$p_{arm,c}$	9
n_{arm}	0	$n_{arm,c}$	6
α_{arm}	1,0	$\alpha_{arm,c}$	1,0

Tabelle 4: Armarkov-Parameter.

komplexeren Störungsverhalten, wie es in einem Freiflug zu erwarten ist, gewissermaßen "Parameterreserven" einbauen könnte, so dass eine komplexere Reglerstruktur entstehen könne.

Mit den gefundenen Parameterwerten zeigte der Armarkov-Algorithmus in der Simulation hervorragende Störungsunterdrückungseigenschaften und Führungstreue, auch bei höheren Offsetwerten für die aufgeprägte Ausgangsstörung.

5.4 Experimentelle Ergebnisse

Mit den oben ausgelegten Reglern wurden in Flugversuchen verschiedene Experimente zur Störungsunterdrückung und dem Führungsverhalten durchgeführt. Dabei wurde insbesondere untersucht, wie der lineare, robuste Regler mit Störungen hinsichtlich der Fluggeschwindigkeit, einer Änderung des Anstellwinkels oder des Klappenwinkels umgeht.

Da zwischen den ersten Messflügen, die der Aufnahme der stationären Karte und der Messung der ersten Sprungversuche dienten und den Regelungsversuchen der Versuchsaufbau verändert wurde, unterscheiden sich die beiden stationären Karten signifikant. Die Karte in Abbildung 46 wurde nun durch die Karte in Abbildung 52 ersetzt.

Der Unterschied im Messbau war nötig, weil in der zweiten Flugserie ein Handschuh über dem Hauptflügel mit zusätzlichen Sensoren das Druckprofil über dem Hauptflügel mit messen sollte, vgl. Abbildung 44. Die Sensoren waren aufgrund von Lieferschwierigkeiten für die erste Flugserie nicht zur Verfügung gestanden. Die geänderte stationäre Karte änderte jedoch nichts Wesentliches an der Streckendynamik, wie durch erneut durchgeführte Sprungversuche gesichert wurde.

5.4.1 Armarkov-Regler

In Versuchen mit dem Armarkov-Regler wurde die Regelgröße bzw. ein definiertes Regelfehlersignal $e(t) = w(t) - y(t)$ als Maßsignal verwendet. Die erwartete Energieminimierung des Maßsignals sollte gutes Führungsverhalten erzeugen. Dies war in numerischen Voruntersuchungen (siehe Kapitel 4.5 und 5.3.4) an verschiedenen synthetischen Systemen bereits gelungen.

Im Experiment gelang es nicht. Das Hauptproblem bei der Umsetzung im Experiment ist dabei die Identifikation bzw. die Abbruchbedingung für dieselbe. Die Güte der Identifi-

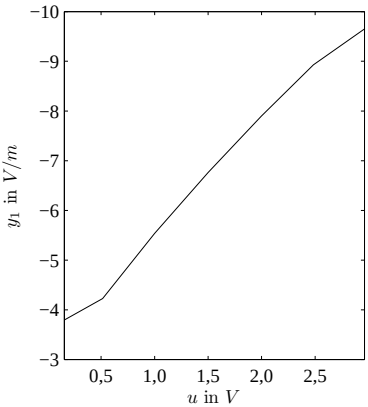


Abbildung 52: y_1 in Abhängigkeit von u für $u_\infty = 95\ km/h$.

kation war im Experiment sehr schlecht und will man regeln, muss man, wie in Kapitel 2.2 beschrieben, die Identifikation stoppen und in den Regelmodus übergehen. Wenn aber zum Zeitpunkt des Übergangs ein System mit falschen Eigenschaften identifiziert wurde, erhält man auch ein entsprechend schlechtes Regelverhalten.

In Simulationen hat sich der genaue Zeitpunkt des Umschaltens zur Regelung zwar auch als einflussreich auf den Regelerfolg gezeigt, aber nach einer gewissen, kurzen Zeitspanne waren alle Identifikationsergebnisse, obwohl unterschiedlich, gut genug für eine Regelung. Im Experiment jedoch konnte keine gesicherte Konvergenz in einen Bereich brauchbarer Modelle erzielt werden. Nach den ersten Fehlschlägen im Flugversuch wurden die Parameterwerte erhöht, um einer vermutet höheren Komplexität Rechnung zu zollen. Doch auch die erhöhten Parameterwerte zeigten wenig stabiles Identifikationsverhalten. Dabei war es unerheblich, ob man der Identifikation einen fixierten Zeitraum zugestand oder ein Umschaltkriterium verwendete. Ein solches wurde basierend auf der Annahme von Konvergenz definiert: Wenn die Identifikation konvergiert, so kann man das an abnehmenden Veränderungen in den Markov-Parametern erkennen, also am abnehmenden Betrag Ψ_{ID} des Gradientenvektors der Markov-Parameter (vgl. Gleichung 56). In den Vorsimulationen hatte sich dies als geeignetes Kriterium herausgestellt, wie in Kapitel 4.5 und 5.3.4 gezeigt.

Im Experiment zeigte sich jedoch, dass die Zeit, bis dieses Kriterium erreicht wurde, und die dann erzielte Streckengüte stark schwankten. Abbildung 53 zeigt den zeitlichen Verlauf zweier Gütemaße Ψ_{ID} während zweier Versuche mit identischen Armarkov-Parametern. Die anfänglichen Nullwerte stammen aus einer Wartezeit für den Algorithmus, während der die Vektoren mit Werten besetzt werden, bevor der Identifikationsalgorithmus sie verarbeitet.

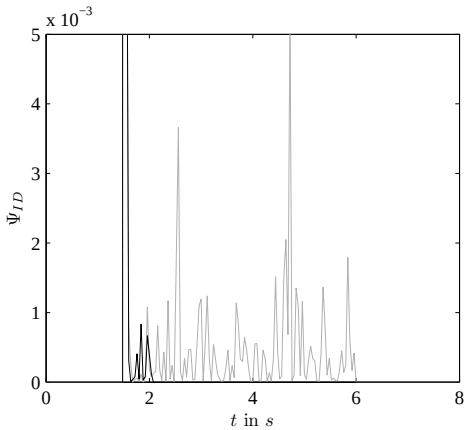


Abbildung 53: Verlauf der Hankelgradienten Ψ_{ID} während zweier Versuche mit identischen Armarkov-Parametern. Die Identifikationsphasen sind jeweils deutlich unterschiedlich lang.

Das Umschaltkriterium bestand beide Male in einer Umschaltung bei Unterschreiten von $\eta = 10^{-6}$. Das Kriterium wurde unterschiedlich schnell ausgelöst, wobei es auch Versionen gab, in denen das Kriterium überhaupt nicht ausgelöst wurde, was darauf hindeutet, dass die Wahl von 10^{-6} bereits recht streng war.

Die zu den Fällen zugehörigen identifizierten Strecken wurden mittels des Eigensystem-Realisierungsalgorithums [30] in Zustandsraummodelle umgewandelt. Abbildung 54 zeigt die Amplitudengänge der Systemmodelle der jeweils zum Umschaltzeitpunkt identifzierten Modelle aus den bereits in Abbildung 53 vorgestellten Experimenten.

Die vom Armarkov-Algorithmus identifizierte Systemdynamik ist von der des oben identifizierten Nominalmodells deutlich verschieden. Selbst untereinander unterscheiden sich die beiden Systemmodelle sehr stark. Ihr stationärer Verstärkungsfaktor liegt zwei Größenordnungen auseinander, ihre Eckfrequenz eine Größenordnung. Auf Basis dieser Modelle ist es nicht möglich, geeignet zu regeln.

Entsprechend gelangen auch lediglich die Auftriebsmaximierungsversuche, bei denen die Regelgröße minimiert werden sollte, was durch Zurücknahme der Aktuation auch geschah. Die Führungsversuche misslangen, wobei die Regelgröße zwar immerhin in die richtige Richtung gesteuert wurde, aber weder den Regelfehler minimierte, noch einen deutlichen Zusammenhang zwischen Sollgröße und verbleibendem Regelfehler erkennen ließ.

Die Ursache für dieses Verhalten ist wohl zum einen in der unzureichend breitbandigen

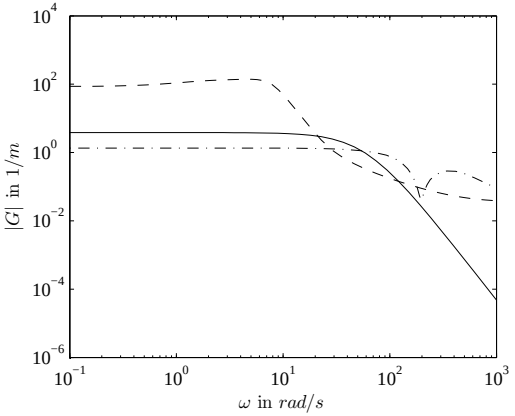


Abbildung 54: Amplitudengänge der identifizierten Systemmodelle im Vergleich zum oben identifizierten Nominalmodell (schwarz).

Aktuation zu suchen, zum anderen in der Physik der Aktuation selbst. So sind zum einen die Aktuatoren relativ langsam und nicht in der Lage, ein breitbandiges Aktuationssignal zu erzeugen. Zum anderen erzeugen sie ein durch die Stellgröße amplitudenmoduliertes sinusoidales Signal in der Strömung, das sich deutlich in den Sensoren und der Regelgröße niederschlägt. Ein Identifikationsalgorithmus wird hier aber dazu neigen eine Resonanz in der Strömung zu detektieren, die lediglich ein Artefakt der regelungstechnischen Abstraktion der Stellgröße ist und keine Verstärkung einer bestimmten Frequenz, denn jede Stellgrößenfrequenz erzeugt in der Strömung die als vermeintliche Resonanz erkannte Frequenz.

5.4.2 Führungsverhalten mit robustem Regler

Anhand von Sollgrößensprüngen bei $u_\infty = 95\ km/h$ wurde das Führungsverhalten des Reglers auf Basis des Verfahrens von McFarlane und Glover im Flug untersucht. Abbildung 55 zeigt einen solchen Zeitschrieb. Die Sollgröße lag zu Beginn des Experiments niedriger als physikalisch realisierbar, was ein Test für den Anti-Reset-Windup darstellt. Diese anfängliche, physikalisch für die Regelgröße nicht realisierbare Sollgröße sorgte dank des Anti-Reset-Windup nicht für eine Integration im Regler, so dass dieser seine geplante Dynamik und damit Reaktivität erhielt. Sobald eine physikalisch realisierbare Sollgröße vorgegeben wurde, konnte diese vom Regler innerhalb von weniger als 0,5 s erreicht werden.

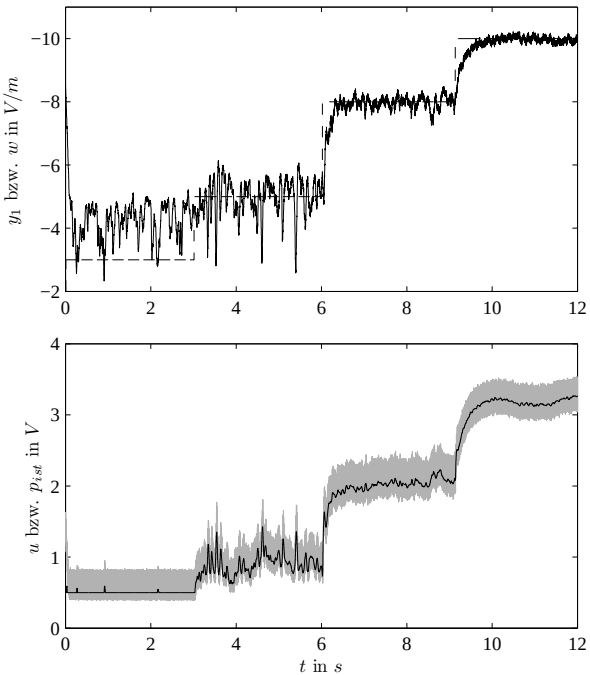


Abbildung 55: Führungsverhalten des geschlossenen Regelkreises im Experiment anhand von Sollgrößensprüngen bei $u_\infty = 95\ km/h$. Regelgröße y_1 (-) und w (gestrichelt) sind im oberen Plot dargestellt, Stellgröße u (schwarz) und der tatsächliche angelegte Druck p_{ist} (grau) im unteren Plot.

5.4.3 Störungsunterdrückung mit robustem Regler

Zur Untersuchung der Störungsunterdrückung wurden verschiedene Experimente durchgeführt. Da im Gegensatz zum Führungsexperiment weniger der genaue Sollwert, sondern die Unterdrückung von Störungen relativ zum Arbeitspunkt interessant sind, wurde der Sollwert nun nicht mehr vorgegeben, vielmehr wurde er mit einer Tiefpassfilterung aus der aktuellen Regelgröße errechnet. Dazu wurde ein Filter zweiter Ordnung mit einer Eckfrequenz von 2 rad/s verwendet. Diese Eckfrequenz wurde willkürlich gewählt und kann an bestimmte flugdynamische Wünsche angepasst werden. Die Kombination von direkt gemessener und per Tiefpass gefilterter Regelgröße ermöglicht die unterschiedliche Inter-

Versuch	gesteuert in V^2/m^2	geregelt in V^2/m^2
1	0,0099	0,0081
2	0,0346	0,0239
3	0,0448	0,0318

Tabelle 5: Varianzen der Regelgrößensignale von gesteuertem und geregeltem Zeitschriebteil im Vergleich, $u_\infty = 95\ km/h$.

pretation von Frequenzbereichen in der Regelgröße[39].

Zunächst wurde untersucht, ob ein Regler im Vergleich zu einer Steuerung Störungen unterdrückt. Dazu wurde die Aktuation zunächst für 10 s mit konstanten Parametern betrieben und danach für 10 s der Regler eingeschaltet. Der Sollwert des Reglers wurde mittels des oben beschriebenen Führungsfilters erzeugt, d.h. die Aufgabe des Reglers war es in diesem Experiment, das von der Steuerung vorher erreichte Niveau der Strömung weiterhin zu halten. Dabei zeigte sich, dass die geregelten y_1 eine geringere Varianz aufwiesen, als die Messwerte aus den gesteuerten Versuchsteilen, wie in Tabelle 5 dargestellt.

Während der Flugversuche lagen sehr ruhige atmosphärische Bedingungen vor. Das Sensorrauschen und die Signalanteile durch die Aktuation bringen ein gewisses Grundniveau in die Varianz mit ein, so dass hier ein Fall von Flugbedingungen mit niedrigen Störungen und vergleichsweise hohem Anteil an nicht regelbarem Messrauschen vorliegt. Es kann daher angenommen werden, dass die Störungsunterdrückung bei unruhigeren Flugbedingungen noch deutlicher hervortreten würde.

Abbildung 56 zeigt ein Experiment, bei dem die Fluggeschwindigkeit nach Einschalten des Reglers über die Restdauer des Experiments erhöht wurde[40]. Der Regler hält den Sollwert über die gesamte Dauer des Experiments, trotz der geänderten Anströmbedingungen. Bei höheren Fluggeschwindigkeiten neigt die Strömung stärker zum Anliegen, was auch in der reduzierten Stellgröße zum Ausdruck kommt. Da die Regelung jedoch kausal arbeitet, ist sie zwangsläufig immer etwas langsamer, als die Störung selbst. Dadurch kann diese immer zuerst auf die Regelgröße wirken, bevor dies vom Regler versucht wird zu kompensieren. Da die Sollgröße aber aus der tiefpassgefilterten Regelgröße entsteht, bleibt so bei einer rampenförmigen Störung ein kleiner Regelfehler erhalten, der zu einem Gleiten der Sollgröße führt. Bei einer aus der Flugsteuerung entstehenden Sollgröße würde dieses Gleiten nicht auftreten. Eine solche stand allerdings nicht zur Verfügung.

Ein analoges Experiment mit Absenken der Fluggeschwindigkeit zeigte entsprechende Ergebnisse.

[39] Es sind auch Mischdefinitionen denkbar und über die Verwendung von Führungsgrößenfiltern, in die noch andere Größen der Flugzeugsteuerung Eingang finden, lassen sich negative Effekte der Mischdefinition auf die Flugdynamik kontern.

[40] Die Kontrolle der Geschwindigkeit wurde vom Testpiloten anhand eines eingebauten Tachometers vorgenommen. Die die Umrechnungsformel von der Spannung des Tachometers auf die Fluggeschwindigkeit zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Arbeit nicht verfügbar war, sind hier die Spannungen angegeben. Diese hängen immerhin monoton und eindeutig mit der Fluggeschwindigkeit zusammen.

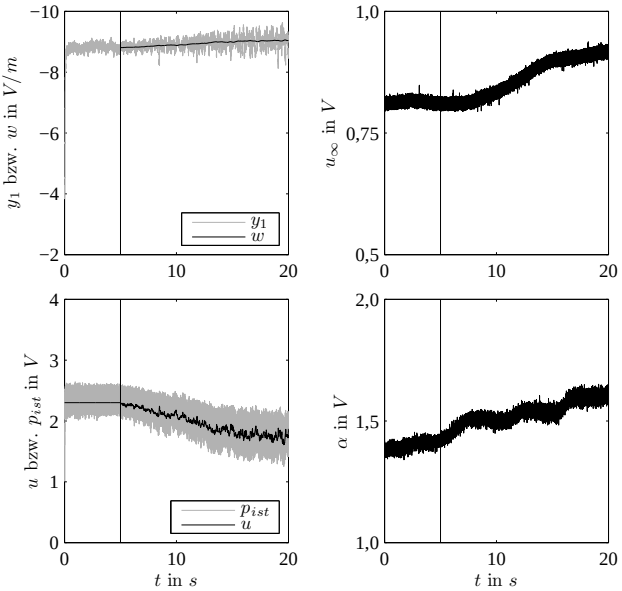


Abbildung 56: Experiment zum Störungsverhalten bei langsamer Änderung der Fluggeschwindigkeit von $u_\infty = 95\ km/h$ auf 100 km/h. Die senkrechten Linien markieren den Einschaltzeitpunkt des Reglers

Um nun auch die Störungsunterdrückung bei höherfrequenten Störungen zu testen, wurde der Anstellwinkel nach einer anfänglichen Einschwingzeit für das Sollsignal von $t = 3\ s$ sinusoidal variiert, wie in Abbildung 57 dargestellt. Der Regler kann die Störungen stark dämpfen, obwohl diese mit $1 - 2\ rad/s$ schon nahe an der Bandbreite der Sensitivität lag. Auch das Sollgrößenfilter, das ja eine Eckfrequenz von 2 rad/s aufweist, führt zusätzlich noch mit einer eigenen Phasenverschiebung zu einer zusätzlichen Störung, so dass davon ausgegangen werden kann, dass die hier gewählte Störungsfrequenz den Regelkreis hoch belastet. Die dennoch erzielte Dämpfung auch bei hohen Anstellwinkelschwankungen ist ein Beleg für den Nutzen der Regelungstechnik zur Störungsunterdrückung. Zum Vergleich: Messschriebe von Störungsexperimenten ohne Regelung lassen etwa drei- bis fünfmal so hohe Regelgrößenschwankungen erwarten.

Ein ähnliches Experiment, nun mit nichtperoidischen, schnellen Änderungen des Anstellwinkels zeigt Abbildung 58. Der Regler gleicht die Störungen aus und hält die Regelgröße auf dem durch die Sollgröße vorgegebenen Niveau.

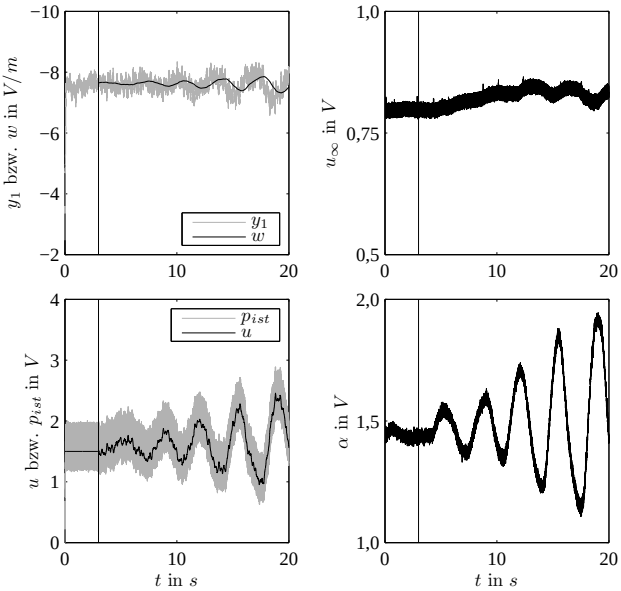


Abbildung 57: Experiment zum Störungsverhalten bei sinusoidaler Veränderung des Anstellwinkels.

In einem weiteren Experiment wurde der Winkel der Landeklappen um jeweils 10° vermindert bzw. wieder erhöht. Dies hatte größeren Einfluss auf den Auftrieb als die Aktuation auszugleichen imstande war, so dass hier die Regelung die Aktuation maximal ansteuerte, ohne den Sollwert halten zu können. Der Sollwert war durch die Rücknahme des Klappenwinkels von 16° auf 6° aus dem Bereich des mit dieser Aktuation Erreichbaren gerutscht, zumal die Aerodynamik hier auch nicht mehr sensitiv für die Aktuation war, da die Strömung schon von selbst anlegte. Für kleine Änderungen des Klappenwinkels blieb die Sensitivität augenscheinlich[41] noch erhalten. Da es aber keine Messsignale vom tatsächlichen Klappenwinkelstand gab, lässt sich dies nicht mit den Zeitschrieben korrellieren und auf eine Darstellung soll hier verzichtet werden.

Eine selbstätige Korrektur der aerodynamisch negativen Auswirkungen von Klappenfehlstellungen kann mittels Strömungskontrolle also nur bedingt geschehen. Für einen solchen Fall müsste man über andere Aktuationskonzepte nachdenken, z.B. solche die in der Lage

[41] "Augenscheinlich" bedeutet hier, dass sowohl Testpilot als auch der Autor dies während des Fluges durch gleichzeitige Überwachung beobachten konnten.

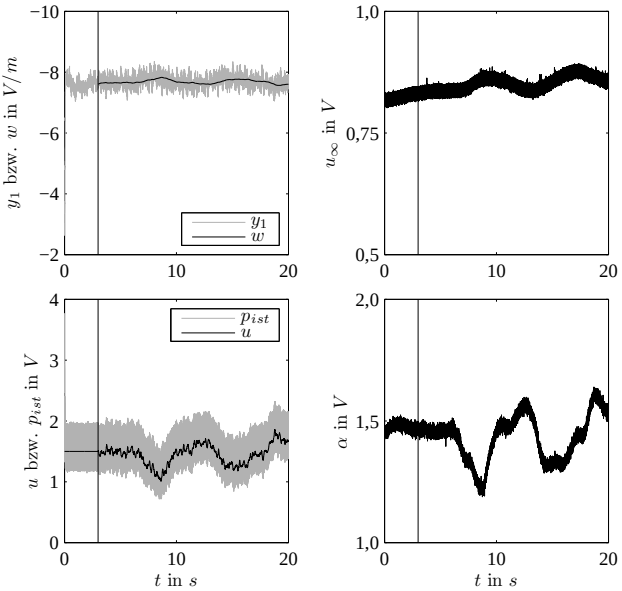


Abbildung 58: Experiment zum Störungsverhalten bei nichtperiodischer Veränderung des Anstellwinkels.

wären, eine virtuelle Profilverdickung zu erzeugen.

5.5 Zusammenfassung

Auch in Flugversuchen hat die bisher verwendete Methodik Erfolg gehabt.

Im Vergleich zu den vorigen Experimenten wurde eine dritte Regelgröße getestet: Eine per Kalman-Filterung erzeugte Steigung eines Druckprofils als Maß für den Auftrieb. Das erhaltene Messsignal hatte dabei noch bessere Signal-Rausch-Eigenschaften als die bisher verwendeten Druckintegrationen bzw. Differenzdrucksignale.

Erneut genügte ein Modell niedriger Ordnung zur Beschreibung der Dynamik für die Reglerauslegung.

Ein Armarkov-Regler konnte trotz Voruntersuchungen im Experiment keine zufrieden stellenden Ergebnisse liefern. Sein Einsatz kann aufgrund der Beschränkungen der Problemstellung nicht empfohlen werden, zumal der Hauptgrund für seinen Einsatz, die schnel-

le Reglergewinnung ohne vorherige langwierige Systemidentifikation durch die prinzipiell bekannte Systemdynamik wegfällt[42] und nur noch der Nachteil der Notwendigkeit einer Online-Identifikation und deren generelle Unsicherheit bleiben.

Die linearen robusten Regler ergaben ein gutes Führungs- und Störungsunterdrückungsverhalten. So reduzierte die Regelung das Störniveau in der Regelgröße im Vergleich zu einer Steuerung und konnte mit Schwankungen in Anstellwinkel und Fluggeschwindigkeit umgehen. Dieses Verhalten geschah vor dem Hintergrund eines Arbeitsbereichs, für den der Regler ursprünglich nicht ausgelegt war, was die Hypothese der Robustheit des Reglers einerseits und eines linearen bzw. nur schwach nichtlinearen Verhaltens der Strömungsdynamik andererseits deckt.

[42] In den vergangenen Kapiteln 3, 4 und diesem Kapitel konnten jeweils sehr ähnliche Systemdynamiken identifiziert werden, so dass man davon ausgehen kann, bei einem Hochauftriebssystem ein Tiefpassverhalten niedriger Ordnung vorzufinden. Auf dieser Annahme baut auch das in Kapitel 6 eingeführte vereinfachte Reglerauslegungsverfahren.

6 Vergleich und Fazit

6.1 Vergleich der Experimente

Die hier vorgestellten Experimente haben drei in ihrer Komplexität und Anwendungsnähe unterschiedliche Fälle abgedeckt. Obwohl Strömungen sensitiv für Änderungen der Konfiguration oder der Randbedingungen sind, zeigen sich in den drei Experimenten – und in anderen, hier nicht vorgestellten Fällen – gewisse Gemeinsamkeiten. Diese können genutzt werden, um für den weiteren praktischen Einsatz relevante, allgemeine Aussagen zu treffen.

Zunächst fällt auf, dass in allen drei Fällen zur Modellierung des Systemverhaltens Gleichungen niedriger Ordnung ausreichten. Dies ist durchaus erstaunlich, wenn man bedenkt, dass hier eine im Wesentlichen zweidimensionale Spaltklappenkonfiguration, eine dreidimensionale Spaltklappenkonfiguration und eine schwach dreidimensionale Wölbklappenkonfiguration verglichen werden. Man sollte annehmen, dass solche gravierenden geometrischen und aerodynamischen Unterschiede sich in unterschiedlicher Modellkomplexität niederschlagen bzw. sich wenigstens durch die Klappenkonfigurationen voneinander unterscheiden. Dies ist jedoch nicht der Fall. Es scheint, als ob das Wiederanlegen einer Strömung für eine Flügel-Klappen-Konfiguration allgemein mit einem Modell niederer Ordnung beschreibbar ist.

Die spezifischen Parameter dieses Modells unterscheiden sich dabei natürlich, d.h. die stationären Verstärkungsfaktoren und die Eckfrequenzen sind für jedes Problem anders. Für ein Modell niedriger Ordnung sind diese jedoch leicht zu bestimmen, wie noch gezeigt wird.

Die Unterschiede in den stationären Verstärkungsfaktoren haben im Wesentlichen zwei Ursachen.

Zum einen sind sie versuchsimmanent, da Sensoren unterschiedlicher Bauart natürlich unterschiedliche Messspannungen liefern und in jedem Versuch auch eine andere Regelgröße verwendet wurde: Im zweidimensionalen Versuch eine Linienlast, im dreidimensionalen Versuch eine Synthese aus Differenzdrücken und im Flugversuch eine mittels einer Kalman-Filterung geschätzte Steigung eines Druckprofils. Diese basieren zwar alle auf derselben physikalischen Messidee der Druckmessung bzw. der Äquivalenz von Druck auf der Tragfläche und Auftrieb, stellen aber doch unterschiedliche Interpretationen der Messsignale dar.

Zum anderen unterscheiden sich die Konfigurationen in ihren erzeugten Auftrieben, ihren Auftriebsbeiwerten und ihrer Rezeptivität der Anregung gegenüber, gerade auch im Verhältnis zu Auftriebsbeiwerten. So ist es entscheidend, welchen Grundauftrieb die abgelöste Strömung noch erzeugt und wie stark die Ablösung im untersuchten Punkt ist, will man vorhersagen, wie stark die Aktuation wirkt. Die Experimente an den verschiedenen Konfigurationen zeigen, dass die Verstärkungsfaktoren stark von der Flügel- und Klappengeometrie abhängen und deshalb nicht ohne Versuche vorab bestimmt werden

Experiment	c_k	f_a	N_{Wirbel}	ω_{eck}	$St(\omega_{\text{eck}})$
2D	0,168 m	75 Hz	45	10 rad/s	0,009
3D (innen)	0,10 m	200 Hz	50	30 rad/s	0,007
3D (außen)	0,08 m	200 Hz	60	25 rad/s	0,004
Flug	0,12 m	125 Hz	26	30 rad/s	0,022

Tabelle 6: Vergleich der Eckfrequenzen und der für Wiederanlegen charakteristischen Dynamiken verschiedener Experimente.

können. Allgemeine, über die Experimente übergreifende Aussagen, sind hier daher nicht zu treffen.

Die Unterschiede in den Eckfrequenzen sind ebenfalls durch die unterschiedlichen Geometrien, Klappenvarianten und auch Störungsniveaus der Strömung zu erklären. So zeigte sich, dass die zweidimensionale Strömung schneller auf Aktuation reagierte, also sich schneller wieder anlegte bzw. ablöste, als die dreidimensionale. Die Strömung um den Segelflugzeugflügel war jedoch schneller als beide, wenngleich langsamer als eine numerisch untersuchte Strömung an einer Spaltklappenströmung mit massenstromneutralem Ausblasen [28]. Vergleicht man die für ein Wiederanlegen der Strömung zu erzeugende Anzahl an Wirbeln N_{Wirbel} durch Vergleich der Wiederanlegezeit anhand der identifizierten Eckfrequenz mit der Aktuationsfrequenz, so erhält man die Tabelle 6, in der zum Vergleich die Strouhalzahl der Eckfrequenz bezogen auf die jeweilige Klappensehnenlänge mit angegeben ist. Die angegebenen Werte für N_{Wirbel} sind leider nur Abschätzungen, da eine einheitliche Definition, wann der stationäre Zustand erreicht wurde, nicht getroffen werden kann.

Alle Zeitschriebe zeigen ein Verhalten mit zwei erkennbaren Dynamiken: Einer schwachen langsamen Dynamik und einer starken schnellen Dynamik. Dabei unterscheidet sich die Ausprägung der schwachen Dynamik zwischen den Versuchen, allerdings nie so, dass sie die Dominanz der schnellen Dynamik herausfordern könnte. D.h. die Zeitschriebe zeigen alle einen linearen schnellen Anstieg, dessen Steigung abnimmt, je näher der Messwert an den zu erwartenden stationären Wert kommt. Zusätzlich überlagert existiert ein langsamer, flacher Anstieg, der erst nach Abklingen des schnellen Anstiegs sichtbar wird. Dessen Steigung ist beim zweidimensionalen Versuchsaufbau erkennbar, aber sehr schwach, beim dreidimensionalen Versuchsaufbau gerade noch erkennbar und beim Flugversuchsaufbau am deutlichsten. Deshalb ist die Ordnung der identifizierten Modelle beim Flugversuchsaufbau auch höher als bei den beiden anderen Versuchen, wenngleich auch hier die Ordnung reduziert werden könnte, ohne dass die Robustheit davon gefährdet wäre. In den beiden anderen Fällen ist die langsame Dynamik zu schwach, als dass ihre Identifikation die Modellgüte nennenswert beeinflussen würde (vlg. hierzu auch Kapitel 3 bzw. Abbildung 11).

Weswegen sich die N_{Wirbel} so unterscheiden, lässt sich ohne umfangreiche weitere Messungen nicht klären, allerdings ist zu vermuten, dass die Strömung um die passiv optimierte dreidimensionale Konfiguration "steifer" ist, als um die in ähnlichem Umfang optimierten

anderen Geometrien.

Beim Flugversuch wiederum könnte der höhere Turbulenzgrad die Instabilitäten in der Strömung leichter anregbar gemacht haben. Dies wird dadurch unterstützt, dass die identifizierten Eckfrequenzen im Flugversuch über denen in vorab durchgeführten Windkanalversuchen lagen, obwohl in beiden Fällen das gleiche Profil mit der gleichen Sehnenlänge bei gleichen Strömungsgeschwindigkeiten verwendet wurde.

Eine finale Klärung der Ursache der unterschiedlichen Eckfrequenzen kann hier nicht ohne weitere umfangreiche und vergleichende Messungen erfolgen, in denen das Strömungsgeschehen umfassend und von möglichst vielen Richtungen bzw. Messideen her erfasst wird. Dabei müssen die verschiedenen Messmethoden zusammenarbeiten, um ein zeitaufgelöstes und möglichst komplettes Bild der Vorgänge zu liefern. Dies liegt allerdings außerhalb der in dieser Arbeit angesprochenen Aufgabenstellung.

Mit Hinblick auf die Umsetzung in industriellen Konfigurationen ist die Klärung jedoch nicht entscheidend, da jede Konfiguration sowieso komplett neu vermessen werden muss, die notwendigen Informationen für die Reglerauslegung also zur Verfügung stehen werden. Darüber hinaus sind die Variationen jeweils innerhalb einer Größenordnung, könnten also mittels einer konservativen Abschätzung gut angenähert werden, wobei verbleibende Unsicherheiten über die Robustheit des entworfenen Reglers aufgefangen werden.

Welche Regelgröße für eine Auftriebsregelung verwendet wird, scheint – solange sie druckbasiert ist – für den Regelerfolg nicht relevant zu sein. Wichtig ist lediglich, dass sie zeitlich hinreichend aufgelöst ist. Diese zeitliche Auflösung sollte hoch genug sein, um die Strömungsdynamik – repräsentiert durch die Eckfrequenz – zu erfassen[43]; in den hier gezeigten Beispielen im Bereich über $\approx 500\ rad/s$.

Die Betrachtung der Zeitskalen in Tabelle 6 lässt nun auch die niedrige Modellordnung plausibel erscheinen: Selbst wenn der Haupttreiber für das Anlegen der Strömung die durch die Aktuation erzeugten großen Wirbelstrukturen wären, so benötigt es eine große Anzahl an Wirbeln, bevor die Strömung wieder anlegt. Über den Zeitraum des Anlegens der Strömung betrachtet bilden Entstehen und Abschwimmen eines einzelnen Wirbels ein kurzes Ereignis. Dieser einzelne Wirbel erzeugt direkt keine bleibende Druckabsenkung auf der Saugseite, sondern indirekt über das Entrainment von Fluid aus der Grenzschicht, was die Scherschicht näher an die Tragflächenoberfläche zieht. Das erfordert aber die Beschleunigung von bis dahin im Vergleich zur Außenströmung ruhendem Fluid, was ein tendenziell langsamerer Prozess als die direkte Druckänderungswirkung des Wirbels selbst ist, da dafür Massen bewegt werden müssen, anstatt nur Druckinformationen zu transportieren.

Die Änderung des mittleren Druckfeldes über den Flügel ist insofern das Aggregat zahlreicher Prozesse und zeigt als solches ein langsameres Anwachsen, entsprechend dem jeweiligen Einzelbeitrag eines Wirbels. Solche Prozesse lassen sich näherungsweise mit einem Modell niedriger Ordnung gut beschreiben.

[43] Natürlich müssen auch Aliasingeffekte unterdrückt werden. Da dies aber messtechnische Grundlagen sind, sollen sie hier nicht weiter vertieft werden.

Dies wird auch durch die Küssner-Funktion unterstützt, die die Dynamik des Auftriebsaufbaus bei Änderung des Anstellwinkels beschreibt [9]. Hier ist die Physik durchaus vergleichbar, da die Dynamik bei diesem Vorgang durch den verzögerten Aufbau von Wirbeln auf der Tragfläche entsteht.

In guter Näherung kann die nichtlineare Küssner-Funktion mit einem Modell erster Ordnung[44] beschrieben werden, bei dem die Zeitkonstante von der Flügelstreckung, der Machzahl und der Fluggeschwindigkeit abhängt [50].

Zum Themenkomplex der Dynamik gehört auch die Frage nach der nötigen Aktuationsgeschwindigkeit und der nötigen Reglergeschwindigkeit. Hier haben numerische Untersuchungen [28] gezeigt, dass ein zu schneller Regler seinem eigenen Aktuationssignal entgegen arbeiten würde, wodurch die physikalische Grundlage des Auftriebsgewinns zerstört würde. Die maximale Reglergeschwindigkeit wird daher für ausblasende Aktuation durch die minimale Abtastzeit des Reglers in Höhe einer Aktuationsperiode begrenzt, also von $T_{\mathrm{s,Regler,max}} = 1/f_a = 2\pi/\omega_a$.

Die effektive Bandbreite des Reglers ist jedoch noch geringer. Ein Regler, der hohe Stelleingriffe im Frequenzbereich seiner Samplingfrequenz forderte, würde damit in einem Bereich operieren, in dem die Strömung gar nicht auf die schnellen Wechsel reagieren könnte, selbst wenn man ein Aktuationssystem hätte, das diese schnellen Wechsel umsetzen könnte. Das Anlegen bzw. Ablösen der Strömung benötigt Zeit und auch wenn man es in einem gewissen Maß beschleunigen kann, ist dieser Beschleunigung doch eine Grenze gesetzt. Glücklicherweise ist eine so schnelle Regelung auch gar nicht notwendig, sind doch die Flugzeuge, für die ein solches System in Frage kommt, in der Regel in der Größenordnung von $10^5\ kg$ schwer und stellen damit selbst Tiefpasssysteme mit niedriger Eckfrequenz dar, die schnellen Änderungen der Aerodynamik nicht folgen können. Eine Bandbreite des offenen Regelkreises im Bereich von $30 - 60\ rad/s$ scheint daher zur Störungsunterdrückung ausreichend. Eine solche wurde teilweise bereits in den vorliegenden Versuchen verwirklicht.

Abbildung 59 zeigt die bei verschiedenen Flughöhen zu erwartenden Störungsspektren – das sogenannte Dryden-Spektrum – in der Luftströmung, wie sie von einem mit einer Geschwindigkeit von $95km/h$ fliegenden Flugzeug erfahren werden würden. Als Regler wurde dabei der im Flugversuch eingesetzte Regler aus Kapitel 5 verwendet und für die Wirkung der Luftströmung auf den Auftrieb wurde eine Näherung der Küssner-Funktion wie bei [50] beschrieben verwendet.

Die im Flug auf das Flugzeug wirkenden Störungen der Anströmung werden für niedrige Frequenzen – also langwellige Störungen – gut gedämpft. Dies gilt bis in niedrige Flughöhen. Knapp über dem Boden wird der Frequenzinhalt des Dryden-Spektrums jedoch auch bei mittleren Frequenzen so stark, dass die Störungsunterdrückung sich verschlechtert. Allerdings werden selbst für eine Flughöhe von unter 10 m die Störungen um

[44] Dieses Modell hat die Übertragungsfunktion $G_k(s) = \frac{1}{Ts+1}$ mit $T = \frac{\bar{c}}{2u_\infty}T^*$, worin $\bar{c}$ die mittlere Flügeltiefe und T^* einen Faktor zwischen 2 und 6 darstellen.

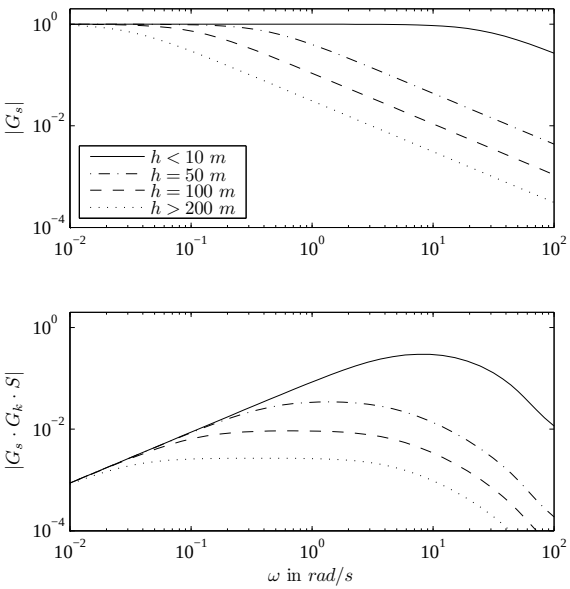


Abbildung 59: Störungsspektrum $G_s(s)$ nach Dryden (oben) für verschiedene Flughöhen und das mit dem in Kapitel 5 ausgelegten Regler und einer Näherung der Küssner-Funktion $G_k(s)$ unterdrückte Störungsspektrum (unten) für eine Fluggeschwindigkeit von $u_\infty = 95km/h$.

mindestens 70% gedämpft, was immer noch ein bedeutender Zugewinn an Komfort und Sicherheit ist.

Für größere Passagierflugzeuge verändert sich das Dryden-Spektrum, indem es sich etwas ins Hochfrequente verschiebt. Allerdings ist durch die größere Flügeltiefe und die höhere Machzahl auch die Trägheit der Wirbelbildung über den Tragflächen höher, so dass sich auch hier keine Notwendigkeit für einen schnelleren Regelkreis ergibt.

6.2 Vorschlag eines Verfahrens zur schnellen Reglerauslegung

Im Folgenden soll nun ein vereinfachtes Verfahren zur schnellen Reglerauslegung vorgestellt werden. Die hier gezeigten Schritte sollen einfach nachzuvollziehen und schnell durchzuführen sein, so dass auch Anwender mit geringen regelungstechnischen Vorkenntnissen eine Auftriebsregelung entwerfen können. Das Verfahren basiert auf einer Streckeniden-

tifikation durch graphische Bestimmung von Verstärkungsfaktor und Zeitkonstante einer Sprungantwort und einer rechnerischen Bestimmung von Koeffizienten eines PIT_1-Reglers. Damit entspricht es üblichen vereinfachten Verfahren, wie sie in Grundlagenvorlesungen der Regelungstechnik vorgestellt werden. Nach Beschreibung des Algorithmus soll an einem Beispiel seine Wirksamkeit gezeigt werden und die erhaltene Regelgüte soll mit einem mittels der komplexeren Verfahren erhaltenen Regler verglichen werden.

Die einzelnen Schritte der Reglerauslegung sind:

1. Sprungversuche durchführen
2. Vereinfachtes dynamisches Streckenmodell ablesen
3. Reglerkoeffizienten bestimmen
4. Umrechnung in ein diskretes Zustandsraummodell
5. Regelkreis im Experiment testen

1. Sprungversuche durchführen
Am ausgerüsteten Modell im laufenden Experiment wird an einem für die Auslegung charakteristischen Arbeitspunkt (z.B. Anstellwinkel wie bei der Landung, Reynoldszahl möglichst ähnlich) die Stellgröße der Aktuation auf $u^- = 0{,}2\ u_{max}$ eingestellt und dann sprungartig auf $u^+ = 0{,}8\ u_{max}$ geändert. Von der Regelgröße wird ein Zeitschrieb aufgenommen, der sowohl den stationären Zustand mit $u = u^-$ als auch den für $u = u^+$ erzeugten stationären Zustand zeigt. Idealerweise wird der Versuch häufig wiederholt und die Zeitschriebe werden ensemblegemittelt.

2. Vereinfachtes dynamisches Streckenmodell ablesen
Sei y^- die stationäre Regelgröße bei $u = u^-$ und y^+ bei $u = u^+$, sowie t_0 der Zeitpunkt der ersten Reaktion der Strecke auf die Änderung der Aktuation im Zeitschrieb. Durch Anlegen einer Geraden an die anfängliche Steigung von y nach sprunghafter Änderung der Aktuation und Wahl ihres Schnittpunktes mit y^+ wird über das Lot auf die Zeitachse t_1 bestimmt. Es gelten dann

$$T = t_1 - t_0 \tag{58}$$

$$K = \frac{y^+ - y^-}{u^+ - u^-} \tag{59}$$

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1}. \tag{60}$$

Alternativ findet man t_1 auch als den Zeitpunkt, an dem der Zeitschrieb $y^* = 0{,}63\ (y^+ - y^-) + y^-$ durchstößt.

Abbildung 60 veranschaulicht das oben beschriebene graphische Verfahren.

3. Reglerkoeffizienten bestimmen
Mit der oben identifizierten Strecke findet man die Reglergleichung zu

$$C(s) = \frac{1}{K} \cdot \frac{Ts + 1}{0{,}333\ T^2 s^2 + Ts}. \tag{61}$$

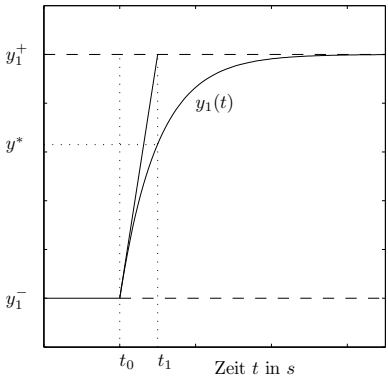


Abbildung 60: Graphisches Verfahren zur Identifikation der Zeitkonstanten.

Der ausgelegte Regler erhält dabei im Wesentlichen die identifizierte Dynamik, d.h. die Durchtrittsfrequenz des offenen Regelkreises entspricht der Eckfrequenz der identifizierten Strecke. Diese Wahl wurde getroffen, damit der Regelkreis so schnell reagieren kann, wie es eine reine Steuerung täte und noch ausreichend Stabilitätsreserven besitzt. Die hier erzielte zu erwartende Reaktionsgeschwindigkeit des Regelkreises entspricht den zu erwartenden Anforderungen durch den Flugbetrieb. Des weiteren verfügt er über einen Integratoranteil, der für ein Verschwinden des bleibenden Regelfehlers sorgt, einen P-Anteil für den mittleren Frequenzbereich und eine Dämpfung im oberen Frequenzbereich zur Reduktion hochfrequenter Stellgrößenschwingungen.

4. Umrechnung in ein diskretes Zustandsraummodell
Für eine Umsetzung in einem in diskreten Zeitschritten arbeitenden Rechner muss obiges zeitkontinuierliches Modell noch in ein diskretes Zustandsraummodell übersetzt werden. Das im Rechner umzusetzende Zustandsraummodell lautet dann

$$\begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} x_1(k-1) \\ x_2(k-1) \end{bmatrix} + Be(k-1) \tag{62}$$

$$u(k) = C \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} \tag{63}$$

mit den Systemmatrizen

$$A = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & (1 - \frac{3}{T}\Delta t) \end{bmatrix} \tag{64}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta t \end{bmatrix} \tag{65}$$

$$C = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} \frac{3}{T^2} & \frac{3}{T} \end{bmatrix}. \tag{66}$$

Hierin sind $x_i(k)$ die Zustände – interne Rechengrößen – zum k-ten Zeitpunkt, $e(k-1)$ der gemessene Regelfehler und $u(k)$ die vom Regler ausgegebene Stellgröße für den aktuellen Zeitschritt k. Δt ist die Samplingzeit des Reglers, die wie oben beschrieben bei maximal der halben Zykluslänge der Aktuation liegen darf, damit der Regler nicht gegen sein Aktuationssignal arbeitet.

5. Regelkreis im Experiment testen
Für einen Test im Experiment sollten dem Regler zunächst mit der Aktuation erreichbare Sollwerte w für y vorgegeben werden. Der Regelfehler e errechnet sich aus $e(k) = w(k) - y(k)$. Hat der Regler einen bestimmten Sollwert erreicht, sollte dieser sprunghaft innerhalb des physikalisch möglichen Bereichs verändert werden, um das Führungsverhalten des Reglers abzuschätzen.

Das hier geschilderte Verfahren ist natürlich nur eine erste Näherung bzw. eine Überbrückungslösung, bis ein komplexerer und robusterer Regler entworfen werden kann. Auf zahlreiche Feinheiten kann hiermit nicht eingegangen werden, insbesondere die Berücksichtigung von Totzeiten oder das Verhalten bei Erreichen der Stellgrößensättigung ist hier suboptimal.

Sollte es sich beim vorliegenden Problem um ein MIMO-System handeln, dann sind die einzelnen Segmente unter Annahme von Entkopplung entsprechend und getrennt voneinander zu behandeln.

6.3 Umsetzung und Bewertung des vereinfachten Verfahrens am Beispiel der Stemme S10-VT

Mittels des vereinfachten Verfahrens wurde am Beispiel des Flugversuchs ein Regler ausgelegt. Zur Veranschaulichung sollen dabei die einzelnen Schritte gezeigt und das erzielte Ergebnis mit dem komplexeren Reglerentwurf, wie in Kapitel 5 vorgenommen, verglichen werden.

Schritt 2: Vereinfachtes dynamisches Streckenmodell ablesen
Aus einem obigen Kriterium entsprechenden PRBS-Experiment bzw. eines Zeitschriebteils daraus wurden die Konstanten $T = 0{,}075\ s$ und $K = -4{,}3\ 1/m$ abgelesen, wie in Abbildung 61 zu sehen.

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass ausgehend von $u_{min} = 0\ V$ und $u_{max} = 3\ V$ eigentlich $u^- = 0{,}6\ V$ und $u^+ = 2{,}4\ V$ hätte gewählt werden müssen. Jedoch war obere Schranke u_{max} nicht durch aerodynamische oder messtechnische Gründe bestimmt, sondern durch den Wunsch, sparsam mit der in Pressluftflaschen bereit gestellten Aktuationsluft umzugehen (vgl. Kapitel 5). Windkanalvorversuche mit dem gleichen Profil haben gezeigt, dass auch bei $u = 8\ V$ eine Sättigung noch nicht erreicht ist. Demzufolge wurde hier ein Zeitschrieb mit anderen Werten für u^- und u^+ ausgewertet, der näher am Bereich höchster Rezeptivität gegenüber der Aktuation liegt.

Abbildung 62 vergleicht die Systembeschreibung, die aus der Bestimmung von T und K

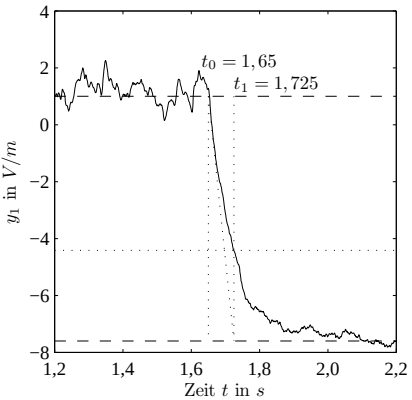


Abbildung 61: Einfache Streckenidentifikation an geeignetem Sprungversuch an der Stemme S10-VT, $u^- = 1\ V$, $u^+ = 3\ V$.

gewonnen wurde mit der in Kapitel 5 identifizierten nominalen Systembeschreibung. Die vereinfachte Beschreibung hat dabei eine geringere Bandbreite, die jedoch immerhin in der gleichen Größenordnung liegt.

Schritt 3: Reglerkoeffizienten bestimmen
Man findet die Reglerübertragungsfunktion

$$C(s) = \frac{-0{,}0174s - 0{,}233}{0{,}00188s^2 + 0{,}075s}. \tag{67}$$

Legt man als Systembeschreibung für den Reglervergleich das nominale Streckenmodell zugrunde, so erhält man Frequenzgänge für die offenen Regelkreise wie in Abbildung 63 gezeigt. Die Bandbreiten des offenen Regelkreises sind ähnlich und die unterschiedlichen Ordnungen der Regler wirken sich erst bei höheren Frequenzen deutlich aus.

Bei den geschlossenen Regelkreisen sieht man jedoch deutlichere Unterschiede, wie in Abbildung 64 dargestellt. Beide Regler zeigen ein sehr ähnliches Störungsunterdrückungsverhalten und lassen ein vergleichbares Führungsverhalten erwarten. Der komplexere Regler lässt sich jedoch weniger stark von Störungen in der Stellgröße beeinflussen ($G(s)S(s)$), reagiert allerdings mit stärkeren Stellgrößenausschlägen auf Störungen in der Aerodynamik ($C(s)S(s)$).

Eine Untersuchung der Robustheitseigenschaften zeigt dann einen deutlicheren Unterschied zwischen den Reglern: Wo der robuste Regler noch ein $K_{krit} = 2{,}82$ vertrug, bevor der Regelkreis instabil werden würde – basierend auf der Unsicherheitsbeschreibung gemäß

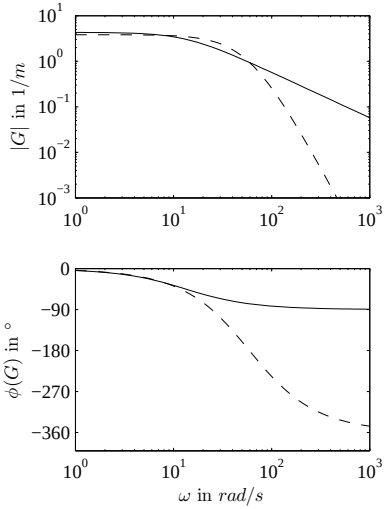


Abbildung 62: Identifiziertes einfaches Systemverhalten (-) im Vergleich zum in Kapitel 5 identifzierten Systemverhalten (- -).

der Modellfamilie – würde der vereinfacht ausgelegte Regler bereits ab $K_{krit} = 1{,}68$ instabil werden. Dies wird weiter unterstützt durch die geringere Amplituden- und Phasenreserve des einfachen Reglers von 7,54 dB bzw. 62° im Vergleich zum robusten Regler mit 11,7 dB bzw. 72°.

Der vereinfachte Regelentwurf liefert also einen brauchbaren Regler, der gegenüber einem robusten Regler die erwartbaren Nachteile geringerer Stabilitätsreserven aufweist. Diese Stabilitätsreserven machen sich besonders dann bemerkbar, wenn die näherungsweise Streckenmodellierung aus Schritt 2 ungenau ist, was bei falscher Anwendung oder einem dynamischen Verhalten höherer Ordnung der Fall sein kann. Dennoch scheint aus der Erfahrung der durchgeführten Experimente dieses Reglerentwurfsverfahren sinnvoll und empfehlenswert, wenngleich es nicht die komplexere regelungstechnische Behandlung des Problems ersetzen sollte.

Abbildung 65 zeigt den Zeitschrieb eines Experiments zum Führungsverhalten des vereinfachten Reglers wie oben ausgelegt. Aufgrund der vorhandenen Regelkreisstruktur lief dieser Regler auch mit einem Anti-Reset-Windup. Die Regelgröße folgt der Führungsgröße wie prognostiziert ähnlich gut wie für das Experiment mit dem robusten Regler in Kapitel 5. Bei diesem Experiment sind keine Verschlechterungen im Regelverhalten durch den vereinfachten Regelungsentwurf zu erkennen. Zwar stellt das vorliegende Experiment keine

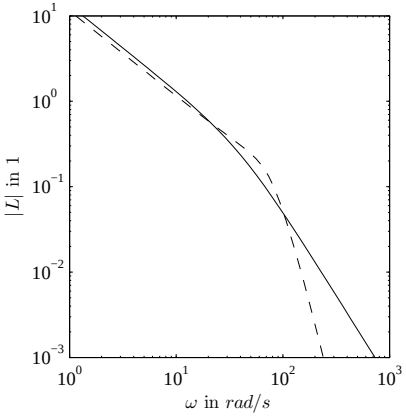


Abbildung 63: Vergleich der offenen Regelkreise von vereinfacht ausgelegtem Regler (-) mit komplexem Regler wie in Kapitel 5 (- -). Als Systembeschreibung wurde das nominale Modell verwendet.

erschöpfende Untersuchung des Parameterraums dar, jedoch wird ein breiter Bereich der zulässigen Regelgröße abgedeckt, ohne dass an einer Stelle instabiles Verhalten angedeutet wird[45].

Ohne an dieser Stelle weiter darauf einzugehen, sei erwähnt, dass das vereinfachte Verfahren auch bei den in Kapitel 3 und 4 vorgestellten Konfigurationen robuste, stabilisierende Regler liefert. Da das Verfahren allerdings nach Abschluss der jeweiligen Experimente strukturiert wurde, gibt es hierzu keine Messdaten, sondern lediglich entsprechende Berechnungen der Robustheit.

6.4 Fazit und Ausblick

Die Untersuchungen an komplexen zwei- und dreidimensionalen Hochauftriebskonfigurationen haben gezeigt, dass bezogen auf den Auftrieb und von ihm abgeleitete Messgrößen, einfache dynamische Gleichungen zur Modellierung des Strömungsverhaltens genügen. Diese einfachen Gleichungen können mit Standardmethoden aus dem Baukasten der Systemidentifikation bestimmt werden, wobei sogar ein graphisches Verfahren eine gute Annäherung an die Systemdynamik liefert.

[45] Instabiles Verhalten, sofern es keine Singularität im Parameterbereich darstellt, würde sich klassischerweise mit einem schwingenden Verhalten ankündigen. Der Regler zeigt aber für die drei Führungsgrößenwerte asymptotisches Verhalten.

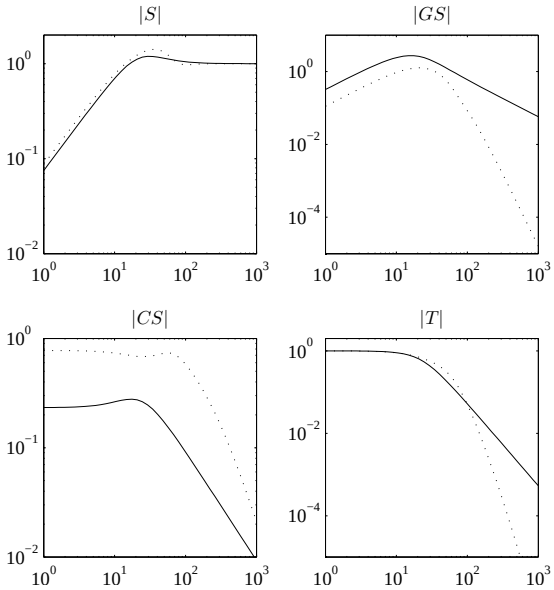


Abbildung 64: Vergleich der geschlossenen Regelkreise von vereinfacht ausgelegtem Regler (-) mit komplexem Regler wie in Kapitel 5 (- -). Als Systembeschreibung wurde das nominale Modell verwendet.

Aufbauend auf den Systemmodellen konnten mit verschiedenen Verfahren, darunter auch einem vereinfachten Regelungsentwurfsverfahren, funktionierende Regler ausgelegt werden. Sie zeigten gutes Führungsfolge- und Störungsunterdrückungsverhalten und erfüllten die an den Regelkreis gestellten Ziele.

Je nach Arbeitspunkt und Auslegungsziel konnten die an linearen, mittleren Modellen ausgelegten Regler die Strecke beschleunigen. Die Hinzunahme einer Vorsteuerung hat diesen Effekt noch verstärkt. Geregelte Strecken waren im Mittel daher reaktiver als ungeregelte, gesteuerte Strecken.

Störungen wurden im für den Flugbetrieb relevanten Bereich unterdrückt, wenngleich man sich dies mit einer Störungsverstärkung in einem mittleren Frequenzbereich erkaufte. Dieser ist aber für die Flugdynamik wenig relevant und eine Betrachtung der in der Atmossphäre zu erwartenden Störungen zeigte, dass diese deutlich gedämpft werden würden, also ein ruhigerer und sicherer Landeanflug möglich ist.

Die Bestimmung der Regelgrößen erfolgte mit jeweils unterschiedlichen Methoden: eine in-

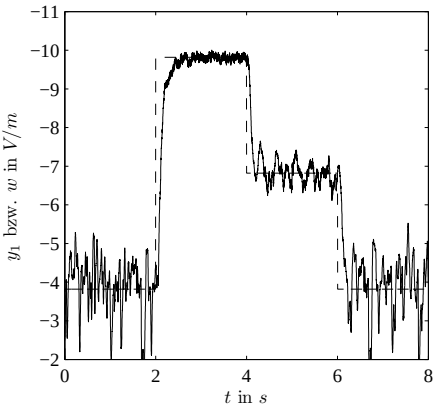


Abbildung 65: Experiment zum Führungsverhalten des vereinfachten Reglers mit Regelgröße (-) bzw. Führungsgröße (- -).

tegrale Druckmessung, eine Differenzdruckmessung und eine Gradientenbestimmung mittels eines Kalman-Filters. Alle diese drei Methoden stellten für sich ein gutes Maß für den Auftrieb dar und eigneten sich als Regelgrößen, wobei die integrale Druckmessung und die Gradientenschätzung besonders gute Schätz- und Regeleigenschaften besaßen. Es konnte hier also gezeigt werden, dass nicht die Wahl der Regelgröße für den Regelungserfolg entscheidend ist, sondern die Verbindung der Regelgröße zur physikalischen Größe, dem Auftrieb.

Mittels der Regelung konnte der Auftrieb vom Anstellwinkel entkoppelt werden. Damit kann innerhalb eines physikalisch durch die Aktuation bestimmten Bereichs eine beliebige Kombination von Auftrieb und Anstellwinkel verwirklicht werden. Das ermöglicht bisher nicht realisierbare Flugtrajektorien oder z.B eine von der Flügelgeometrie losgelöste Polare/Polarensteigung[46].

Aus regelungstechnischer Sicht kann das Problem damit als beschrieben und eine Lösung als skizziert betrachtet werden.

Die im Themenkreis der Auftriebsregelung mittels Strömungskontrolle noch offenen Punk-

[46]Das ist insofern interessant, als beim Flugzeugentwurf der Anstellwinkel einer Landung über $c_{A,max}$ bestimmt wird. Es muss mit dem α gelandet werden, an dem 60% von $c_{A,max}$ erzielt werden. Im Falle einer flachen Auftriebspolare könnte dies also zu sehr kleinen, sogar negativen α führen und im Falle einer steilen Auftriebspolare entsprechend zu hohen α, die evtl. über dem liegen, was der Rumpf bei Bodenkontakt zulässt, so dass das Heck aufsitzen würde. Auftriebskontrolle wird so zu einem Designparameter, der die Form des Flugzeugrumpfs beeinflussen kann und Regelung kann hier eine erhöhte Sicherheit für die Erreichung der Zielwerte bieten.

te betreffen nun eher die Aktuatorik und Sensorik, Fragen der Integration in bestehende Regelungs- und Kontrollkonzepte, der Zulassung für den Flugbetrieb und der generellen Zielsetzung von Auftriebskontrolle, d.h. die Einsatzszenarien.

Wo die Verzahnung mit der klassischen Flugregelung und die Definition von Einsatzszenarien weitgehend der Forschung entzogen und in der Hand der industriellen Anwender liegen, bieten Aktuatorik und Sensorik interessante Ansätze für die weitere Verbesserung und schrittweise Heranführung der hier gezeigten Prinzipuntersuchungen an eine reale, industrielle Umsetzung.

Im Fall der Sensorik kann z.B. über gänzlich andere, ggf. robustere Sensoren nachgedacht werden. Oberflächenheißfilme oder Kraftmesser in der Flugzeugstruktur stellen denkbare Lösungen dar, die in bereits genehmigten EU-Forschungsprojekten teilweise schon untersucht werden.

Was die Aktuatorik angeht, so wird momentan die Idee der fluidischen Aktuatorik wieder aufgenommen und in Forschungsprojekten untersucht. Da gerade bei der Aktuatorik und ihrer noch hohen Ausfallrate – bedingt durch die Verwendung von Bauteilen, die nicht für den Dauerbetrieb ausgelegt sind – der meiste Verbesserungsspielraum für eine Erhöhung der Gesamtsystemzuverlässigkeit besteht, ist dies sicherlich das Gebiet, in dem Forschungsvorhaben den größten Fortschritt für die Strömungsregelung erzielen können.

Insgesamt vermittelt sich das Bild, dass die Auftriebskontrolle an Hochauftriebskonfigurationen dem Stadium der Grundlagenuntersuchungen entwachsen ist und sich auf dem Weg in die Entwicklung für die industrielle Anwendung befindet.

Anhang A - Parameter aus den Versuchen am 2D-Flügel

Als nominales Streckenmodell wurde die Übertragungsfunktion

$$G(s) = \frac{-150s + 6 \cdot 10^4}{s + 4{,}895} \tag{68}$$

identifiziert. Die entsprechende Darstellung im Zustandsraum hat die Matrizen

$$A = -4{,}895,\ B = C = 246{,}5,\ D = -150 \tag{69}$$

für ein zeitkontinuierliches Zustandsraummodell wie in Gleichung 1 und 2 beschrieben.

Das Unsicherheitsmodell hat die Übertragungsfunktion

$$w_i(s) = \frac{0{,}027s^4 + 0{,}241s^3 + 0{,}802s^2 + 1{,}188s + 0{,}660}{0{,}0017s^4 + 0{,}350s^3 + 1{,}480s^2 + 2{,}105s + 1} \tag{70}$$

bzw. die Zustandsraummodellmatrizen

$$A = \begin{bmatrix} -204{,}3 & -26{,}98 & -4{,}795 & -1{,}139 \\ 32 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 \end{bmatrix} \tag{71}$$

$$B = \begin{bmatrix} 64 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{72}$$

$$C = \begin{bmatrix} -48{,}18 & -6{,}424 & -1{,}14 & -0{,}269 \end{bmatrix} \tag{73}$$

$$D = 15{,}78. \tag{74}$$

Für die Reglerauslegung mit dem McFarlane-Glover-Algorithmus wurden die Gewichte

$$W_1 = \frac{0{,}9s + 3}{s} \tag{75}$$

$$W_2 = \frac{1}{0{,}03s + 1} \tag{76}$$

verwendet.

Für das Verfahren der gemischten Sensitivität fanden die Gewichte

$$W_P = \frac{0{,}667s + 0{,}5}{s + 5 \cdot 10^{-6}} \tag{77}$$

$$W_u = \frac{s}{s + 5} \tag{78}$$

$$W_T = \frac{1}{0{,}0667s + 1} \tag{79}$$

Anwendung und für das robuste Loop-Shaping wurde

$$L_w = \frac{4}{s} \tag{80}$$

als Wunschübertragungsfunktion für den offenen Regelkreis angesetzt.

Die sich daraus ergebenden Regler hatten die Übertragungsfunktionen

$$C_{ncf} = \frac{0{,}0024s^3 + 0{,}1s^2 + 0{,}672s + 1{,}216}{s^4 + 79{,}07s^3 + 1678s^2 + 5104s} \tag{81}$$

$$C_{mix} = \frac{-4{,}269 \cdot 10^{-7}s^2 + 1{,}066 \cdot 10^{-3}s + 5{,}274 \cdot 10^{-3}}{s^2 + 23{,}59s + 1{,}179 \cdot 10^{-4}} \tag{82}$$

$$C_{loop} = \frac{0{,}02718s + 0{,}1331}{s^2 + 416s}. \tag{83}$$

Hierbei wurde bei C_{loop} ein Nennerparameter in der Größenordnung von 10^{-17} weggelassen.

Anhang B - Parameter aus den Versuchen am 3D-Flügel

Als nominales Streckenmodell wurde die Übertragungsfunktion

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{0{,}4888s+293{,}3}{s+78} & 0 \\ 0 & \frac{0{,}6938s+222}{s+17} \end{bmatrix} \tag{84}$$

identifiziert. Die entsprechende Darstellung im Zustandsraum hat die Matrizen

$$A = \begin{bmatrix} -78 & 0 \\ 0 & -17 \end{bmatrix} \tag{85}$$

$$B = \begin{bmatrix} 16 & 0 \\ 0 & 16 \end{bmatrix}^T \tag{86}$$

$$C = \begin{bmatrix} 15{,}95 & 0 \\ 0 & 13{,}14 \end{bmatrix} \tag{87}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0{,}489 & 0 \\ 0 & 0{,}694 \end{bmatrix} \tag{88}$$

für ein zeitkontinuierliches Zustandsraummodell.

Das Unsicherheitsmodell hat die Übertragungsfunktion

$$w_o(s) = \begin{bmatrix} \frac{0{,}8229s+115{,}2}{s+180} & 0 \\ 0 & \frac{0{,}9127s^2+117{,}7s+985{,}7}{s^2+120{,}3s+1133} \end{bmatrix} \tag{89}$$

bzw. die Zustandsraummodellmatrizen

$$A = \begin{bmatrix} -180 & 0 & 0 \\ 0 & -120{,}3 & -35{,}41 \\ 0 & 32 & 0 \end{bmatrix} \tag{90}$$

$$B = \begin{bmatrix} 8 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{91}$$

$$C = \begin{bmatrix} -4{,}114 & 0 & 0 \\ 0 & 1{,}985 & -0{,}378 \end{bmatrix} \tag{92}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0{,}8229 & 0 \\ 0 & 0{,}913 \end{bmatrix}. \tag{93}$$

Für die Reglerauslegung mit dem McFarlane-Glover-Algorithmus wurden die Gewichte

$$W_1 = \begin{bmatrix} \frac{0{,}9286s+65}{s+0{,}05} & 0 \\ 0 & \frac{1{,}667s+50}{s+0{,}05} \end{bmatrix} \tag{94}$$

$$W_2 = \begin{bmatrix} \frac{40}{s+200} & 0 \\ 0 & \frac{30}{s+200} \end{bmatrix} \tag{95}$$

verwendet.

Für das Verfahren der gemischten Sensitivität fanden die Gewichte

$$W_P = \begin{bmatrix} \frac{0{,}769s+20}{s+0{,}002} & 0 \\ 0 & \frac{0{,}769s+20}{s+0{,}002} \end{bmatrix} \tag{96}$$

$$W_u = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{97}$$

$$W_T = \begin{bmatrix} \frac{0{,}016s+0{,}8}{1\cdot 10^{-5}s+1} & 0 \\ 0 & \frac{0{,}016s+0{,}8}{1\cdot 10^{-5}s+1} \end{bmatrix} \tag{98}$$

Anwendung und für das robuste Loop-Shaping wurde

$$L_w = \begin{bmatrix} \frac{30}{s} & 0 \\ 0 & \frac{30}{s} \end{bmatrix} \tag{99}$$

als Wunschübertragungsfunktion für den offenen Regelkreis angesetzt.

Die resultierenden Regler sind von neunter bis dreizehnter Ordnung. Auf eine Darstellung sei daher hier verzichtet. Auf Wunsch können die Übertragungsfunktionen im Matlabformat vom Autor bezogen werden.[47]

[47] Senden Sie bei Interesse bitte eine E-Mail mit Ihrer Anfrage an notger.heinz@googlemail.com.

Anhang C - Parameter aus den Flugversuchen

Als nominales Streckenmodell wurde die Übertragungsfunktion

$$G(s) = \frac{-1{,}996 \cdot 10^{-3} s^3 + 1{,}512 s^2 - 560{,}3 s - 4{,}774 \cdot 10^7}{s^4 + 239{,}5 s^3 + 2{,}135 \cdot 10^4 s^2 + 8{,}415 \cdot 10^5 s + 1{,}246 \cdot 10^7} \tag{100}$$

identifiziert. Die entsprechende Darstellung im Zustandsraum hat die Matrizen

$$A = \begin{bmatrix} -239{,}5 & -83{,}41 & -51{,}36 & -23{,}77 \\ 256 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 64 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 32 & 0 \end{bmatrix} \tag{101}$$

$$B = \begin{bmatrix} 8 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{102}$$

$$C = \begin{bmatrix} -2{,}496 \cdot 10^{-4} & 7{,}385 \cdot 10^{-4} & -4{,}275 \cdot 10^{-3} & -11{,}38 \end{bmatrix} \tag{103}$$

$$D = 0 \tag{104}$$

für ein zeitkontinuierliches Zustandsraummodell.

Das Unsicherheitsmodell hat die Übertragungsfunktion

$$w_i(s) = \frac{0{,}5007 s^5 + 1033 s^4 + 7{,}437 \cdot 10^5 s^3 + 2{,}034 \cdot 10^8 s^2 + 1{,}153 \cdot 10^{10} s + 1{,}551 \cdot 10^{11}}{s^5 + 843{,}3 s^4 + 3{,}102 \cdot 10^5 s^3 + 6{,}61 \cdot 10^7 s^2 + 8{,}662 \cdot 10^9 s + 5{,}377 \cdot 10^{11}} \tag{105}$$

bzw. die Zustandsraummodellmatrizen

$$A = \begin{bmatrix} -843{,}3 & -302{,}9 & -252{,}2 & -129{,}1 & -125{,}2 \\ 1024 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 256 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 256 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 64 & 0 \end{bmatrix} \tag{106}$$

$$B = \begin{bmatrix} 32 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{107}$$

$$C = \begin{bmatrix} 19{,}09 & 17{,}96 & 20{,}3 & 3{,}349 & -0{,}8303 \end{bmatrix} \tag{108}$$

$$D = 0{,}5. \tag{109}$$

Für die Reglerauslegung mit dem McFarlane-Glover-Algorithmus wurden die Gewichte

$$W_1 = \frac{0{,}375 s + 15}{0{,}02 s^2 + s} \tag{110}$$

$$W_2 = \frac{0{,}033 s + 1}{4{,}76 \cdot 10^{-5} s^2 + 0{,}0176 s + 1} \tag{111}$$

verwendet.

Für das Verfahren der gemischten Sensitivität fanden die Gewichte

$$W_P = \frac{0{,}75s + 11{,}25}{s + 0{,}1} \quad (112)$$

$$W_u = 10 \quad (113)$$

$$W_T = w_i \quad (114)$$

Anwendung.

Die resultierenden Regler sind von zwölfter Ordnung. Auf eine Darstellung sei daher hier verzichtet. Auf Wunsch können die Übertragungsfunktionen im Matlabformat vom Autor bezogen werden. [48]

Die Regelgröße wurde mittels eines linearen Kalman-Filters als Steigung des Druckprofils aus den Druckmessungen geschätzt. Hierzu wurden die Systemmatrizen

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (115)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (116)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0{,}9 & 1 \\ 0{,}91 & 1 \\ 0{,}93 & 1 \\ 0{,}94 & 1 \end{bmatrix} \quad (117)$$

genutzt. Die Zahlenwerte in C sind die Sensorpositionen der zugehörigen ausgewerteten Sensoren.

Als Wichtungsmatrizen wurden

$$P = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix} \quad (118)$$

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (119)$$

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (120)$$

verwendet.

[48] Senden Sie bei Interesse bitte eine E-Mail mit Ihrer Anfrage an notger.heinz@googlemail.com.

Literatur

[1] Akers, J. C. und D. S. Bernstein: *ARMARKOV least-squares identification.* In: *Proceedings of the American Control Conference 1997*, Band 1, 1997.

[2] Akers, J. C. und D. S. Bernstein: *Time-domain identification using ARMARKOV/Toeplitz models.* In: *Proceedings of the American Control Conference 1997*, Band 1, 1997.

[3] Allan, B. G., J. N. Juang, D. L. Raney, A. Seifert, L. G. Pack und D. E. Brown: *Closed-loop separation control using oscillatory flow excitation.* ICASE report, 32:2000, 2000.

[4] Åström, K. J. und R. M. Murray: *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers.* Princeton University Press, 2008.

[5] Ausseur, J. M., J. T. Pinier, M. N. Glauser, H. Higuchi und H. Carlson: *Controller Development for Closed-Loop Feedback Control of Flows.* In: *AIAA 35th Fluid Dynamics Conference and Exhibit, AIAA 2005-5264*, 2005.

[6] Bauer, M. Persönliche Mitteilung, Januar 2011.

[7] Bauer, M., I. Peltzer, W. Nitsche und B. Gölling: *Active Flow Control on an Industry-Relevant Civil Aircraft Half Model.* In: King, R. (Herausgeber): *Active Flow Control II*, Seiten 95–108. Springer Berlin, 2010.

[8] Becker, R., R. King, R. Petz und W. Nitsche: *Adaptive closed-loop separation control on a high-lift configuration using extremum seeking.* AIAA Journal, 45(6):1382–1392, 2007.

[9] Brockhaus, R. und M. Pelegrin: *Flugregelung.* Springer, 2001.

[10] Ciuryla, M., Y. Liu, J. Farnsworth, C. Kwan und M. Amitay: *Flight control using synthetic jets on a Cessna 182 model.* Journal of Aircraft, 44(2):642, 2007.

[11] Darabi, A. und I. Wygnanski: *Active management of naturally separated flow over a solid surface. Part 1. The forced reattachment process.* Journal of Fluid Mechanics, 510:105–129, 2004.

[12] Darabi, A. und I. Wygnanski: *Active management of naturally separated flow over a solid surface. Part 2. The separation process.* Journal of Fluid Mechanics, 510:131–144, 2004.

[13] Dimotakis, P. E. und G. L. Brown: *The mixing layer at high Reynolds number: large-structure dynamics and entrainment.* Journal of Fluid Mechanics, 78(03):535–560, 1976.

[14] Dunteman, G.H.: *Principal components analysis.* Sage Publications, Inc, 1989.

[15] Gopalkrishnan, R., M. S. Triantafyllou, G. S. Triantafyllou und D. Barrett: *Active vorticity control in a shear flow using a flapping foil.* Journal of Fluid Mechanics, 274:1–21, 1994.

[16] Greenblatt, D. und I. Wygnanski: *The control of flow separation by periodic excitation.* Progress in Aerospace Sciences, 36(7):487–545, 2000.

[17] Grund, T. und W. Nitsche: *Active Flow Control on a S10 Glider Configuration.* In: King, R. (Herausgeber): *Active Flow Control II*, Seiten 31–43. Springer, 2010.

[18] Grund, T. und W. Nitsche: *Wind Tunnel- and Flight Tests with Active Flow Control on a S10 Glider Configuration (submitted).* New Results in Numerical and Experimental Fluid Mechanics VIII, NNFM, 2010.

[19] Günther, B., A. Carnarius, F. Thiele, R. Becker und R. King: *Simulation Study of the Robust Closed-Loop Control of a 2D High-Lift Configuration.* In: *IUTAM Symposium on Unsteady Separated Flows and their Control*, Seiten 505–516. Springer, 2009.

[20] Hak, M. Gad-el: *Flow control: passive, active, and reactive flow management.* Cambridge University Press, 1997.

[21] Hak, M. Gad-el und D.M. Bushnell: *Separation control: review.* Journal of Fluids Engineering, 113(1):5–30, 1991.

[22] Haucke, F., M. Bauer, T. Grund, W. Nitsche und B. Gölling: *An Active Flow Control Strategy for High-Lift Flaps.* In: *Proceedings of the CEAS/KATnet II Conference*, 2009.

[23] Haucke, F., I. Peltzer und W. Nitsche: *Active Separation Control on a Slatless 2D High-Lift Wing Section.* In: *26th International Congress of the Aeronautical Sciences, Anchorage, USA*, 2008.

[24] Haucke, F., I. Peltzer und W. Nitsche: *Active Separation Control on a Slatless 2D High-Lift Wing Section.* In: *Proceedings of the 26th ICAS Congress (ICAS-2008-175)*, 2008.

[25] Heap, H. und B. Crowther: *A review of current leading edge device technology and of options for innovation based on flow control.* University of Manchester, U.K., 2003.

[26] Heinz, N., R. King und B. Gölling: *Robust Closed-Loop Lift Control on an Industry-Relevant Civil Aircraft Half Model.* In: King, R. (Herausgeber): *Active Flow Control II*, Seiten 125–139. Springer Berlin, 2010.

[27] Heinz, N., R. King, F. Haucke und W. Nitsche: *Robust Closed-Loop Control on a 2D-High-Lift-Device.* International Journal of Flow Control, 2(2):91–108, 2010.

[28] Heinz, N., R. King, T. Höll, E. Wassen und F. Thiele: *Numerical Investigation of Robust Closed-Loop Flow Control of a High-Lift Configuration.* AIAA 2010-4967, 2010.

[29] Henning, L., R. Becker, G. Feuerbach, R. Muminovic, R. King, A. Brunn und W. Nitsche: *Extensions of adaptive slope-seeking for active flow control*. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, 222(5):309–322, 2008.

[30] Juang, J. N. und R. S. Pappa: *Eigensystem realization algorithm for modal parameter identification and model reduction.* Journal of Guidance, Control and Dynamics, 8(5):620–627, 1985.

[31] Kalman, R. E.: *A new approach to linear filtering and prediction problems*. Journal of Basic Engineering, 82(1):35–45, 1960.

[32] Kastner, J., J. Hileman und M. Samimy: *Exploring high-speed axisymmetric jet noise control using Hartmann tube fluidic actuators*. AIAA 2004-186.

[33] King, R., R. Becker, M. Garwon und L. Henning: *Robust and adaptive closed-loop control of separated shear flows*. AIAA 2004-2519.

[34] Landau, L. D. und E. M. Lifshitz: *Hydrodynamik*. 1991.

[35] Ljung, L. und E. J. Ljung: *System identification: theory for the user*. Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1987.

[36] Losse, N. R., R. King, M. Zengl, U. Rist und B. R. Noack: *Control of Tollmien–Schlichting instabilities by finite distributed wall actuation*. Theoretical and Computational Fluid Dynamics, Seiten 1–12, 2010.

[37] Maines, B. H., B. R. Smith, D. Merrill, S. Saddoughi und H. Gonzalez: *Synthetic Jet Flow Separation Control for Thin Wing Fighter Aircraft*. AIAA 2009-885, 2009.

[38] McFarlane, D. C. und K. Glover: *A loop-shaping design procedure using H_∞ synthesis*. IEEE Transactions on Automatic Control, 37(6):759–769, 1992.

[39] McLean, J. D. und Langley Research Center: *Study of the application of separation control by unsteady excitation to civil transport aircraft*. Citeseer, 1999.

[40] Pamart, P. Y., J. Dandois, E. Garnier und P. Sagaut: *NARX Modeling and Adaptive Closed-Loop Control of a Separation by Synthetic Jet in Unsteady RANS computations*. 2010.

[41] Park, J. K. und C. H. Choi: *Dynamic compensation method for multivariable control systems with saturating actuators*. IEEE Transactions on Automatic Control, 40(9):1635–1640, 1995.

[42] Pastoor, M., L. Henning, B. R. Noack, R. King und G. Tadmor: *Feedback shear layer control for bluff body drag reduction*. Journal of Fluid Mechanics, 608:161–196, 2008.

[43] Pearson, R. K.: *Discrete-time dynamic models*. Oxford University Press, USA, 1999.

[44] Petz, R. und W. Nitsche: *Active separation control on the flap of a two-dimensional generic high-lift configuration*. Journal of Aircraft, 44(3):865–874, 2007.

[45] Prandtl, L.: *Über Flüssigkeitsbewegung bei sehr kleiner Reibung ('On Fluid Motion with Very Small Friction.')*. Verhandl. d. III Intl. Math. Kongr., Heidelberg, Germany (also NACA Tech. Memo), 452, 1928.

[46] Raisch, J.: *Mehrgrößenregelung im Frequenzbereich*. Oldenbourg, 1994.

[47] Reckzeh, D.: *Aerodynamic design of the high-lift-wing for a Megaliner aircraft*. Aerospace Science and Technology, 7(2):107–119, 2003.

[48] Rowley, C. W. und D. R. Williams: *Dynamics and control of high-Reynolds-number flow over open cavities*. Annual Reviews of Fluid Mechanics, 38:251–276, 2006.

[49] Samimy, M., J. H. Kim, J. Kastner, I. Adamovich und Y. Utkin: *Active control of high-speed and high-Reynolds-number jets using plasma actuators*. Journal of Fluid Mechanics, 578:305–330, 2007.

[50] Schänzer, G.: *Abschätzung von stochastischen Böenlasten unter Berücksichtigung instationärer Luftkräfte*. Zeitschrift für Flugwissenschaften und Weltraumforschung, 9(3):167–178, 1985.

[51] Scholz, P., C. J. Kähler, R. Radespiel, J. Wild und G. Wichmann: *Active Control of Leading-Edge Separation within the German Flow Control Network*. AIAA 2009-529.

[52] Scott Collis, S., R. D. Joslin, A. Seifert und V. Theofilis: *Issues in active flow control: theory, control, simulation, and experiment*. Progress in Aerospace Sciences, 40(4-5):237–289, 2004.

[53] Seifert, A. und L. G. Pack: *Oscillatory control of separation at high Reynolds numbers*. AIAA Journal, 37(9), 1999.

[54] Siekmann, H. E.: *Strömungslehre*. Springer Verlag Berlin, 2000.

[55] Skogestad, S. und I. Postlethwaite: *Multivariable feedback control: analysis and design*. Wiley New York, 2007.

[56] Suzuki, H., N. Kasagi und Y. Suzuki: *Active control of an axisymmetric jet with distributed electromagnetic flap actuators*. Experiments in Fluids, 36(3):498–509, 2004.

[57] Tchieu, A. A., A. T. Kutay, J. A. Muse, A. J. Calise und A. Leonard: *Validation of a Low-Order Model for Closed-Loop Flow Control Enable Flight*. AIAA 2008-3863, 2008.

[58] Tian, Y., Q. Song und L. Cattafesta: *Adaptive Feedback Control of Flow Separation*. AIAA 2006-3016, 2006.

[59] Van Overschee, P. und B. De Moor: *N4SID: Subspace algorithms for the identification of combined deterministic-stochastic systems*. Automatica, 30:75–75, 1994.

[60] Van Pelt, T. und D. S. Bernstein: *Least squares identification using μ-Markov parameterizations*. In: *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control*, Band 1, 1998.

[61] Venugopal, R. und D.S. Bernstein: *Adaptive disturbance rejection using ARMARKOV/Toeplitz models*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 8(2):257–269, 2002.

[62] Vukasinovic, B., A. Glezer, S. Gordeyev, E. Jumper und V. Kibens: *Active Control and Optical Diagnostics of the Flow over a Hemispherical Turret*. In: *46th Aerospace Science Meeting and Exhibit*, AIAA 2008–0598.

[63] Wild, J. Persönliche Mitteilung, September 2010.

[64] Williams, D., W. Kerstens, J. Pfeiffer, R. King und T. Colonius: *Unsteady Lift Suppression with a Robust Closed Loop Controller*. In: King, R. (Herausgeber): *Active Flow Control II*, Seiten 19–30. Springer Berlin, 2010.

[65] Winant, C. D. und F. K. Browand: *Vortex pairing: the mechanism of turbulent mixing-layer growth at moderate Reynolds number*. Journal of Fluid Mechanics, 63(02):237–255, 1974, ISSN 0022-1120.

[66] Wygnanski, I. und R. Petersen: *Coherent motion in excited free shear flows*. AIAA Journal, 25(2):201–213, 1987.