

Digitale akustische Datenübertragung
über ein System kontinuierlich veränderlicher
Frequenzen

Entwicklung und Test eines bionischen Verfahrens
für die Unterwasser-Kommunikation

Dipl.-Ing. Konstantin G. Kebkal

Fachbereich 6

der

Technischen Universität Berlin

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Michael Möser

Berichter: Prof. Dr.- Ing. Ingo Rechenberg

Prof. Dr. Günter Fuhr

Dr. Rudolf Bannasch

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 29.09.2000

Berlin, 2000

D 83

Inhaltsverzeichnis

1	Liste der Abkürzungen und Fachbegriffe.	4
2	Übersicht.....	8
3	Danksagung	10
4	Einleitung.....	11
5	Untersuchung von Kommunikationspfeifen der Delphine	16
5.1	Allgemeine Grundlagen	16
5.2	Material und Methoden der Signalaufnahmen.....	17
5.3	Art der untersuchten Signale.....	18
5.4	Analyse der Signalstrukturen.....	19
6	Generalisierung der bioakustischen Befunde und Extraktion bionischer Grundprinzipen.....	29
7	Entwicklung des Verfahrens zur Informationsübertragung über ein System kontinuierlich veränderlicher Frequenzen	33
7.1	Technische Umsetzung der bionischen Prinzipien	33
7.1.1	Signalstruktur (Grundvariante).....	33
7.1.2	Variable-Mehrkanalige-Transmission Methode (VMT).....	36
7.1.2.1	Phasen-Differenz-Codierung.....	41
7.1.2.2	Phasen-Gradienten-Codierung	42
7.2	Verfahren zur Verarbeitung von frequenzvariablen Wellensignalen und dessen technische Realisierung.....	47
7.2.1	Drei Basisfunktionen des Verfahrens	48
7.2.1.1	Kanalreinigung.....	49
7.2.1.2	Kanaltraining und Kanal-Tuning	57

7.2.1.3	Lösung des Doppler- Problems.....	59
7.2.2	Komplettlösungen.....	65
8	Experimentelle Überprüfung.....	69
8.1	Computersimulationen.....	69
8.1.1	Test- und Entwicklungsaufgabe	69
8.1.2	Rahmenbedingungen	69
8.1.3	Auswertung der Simulationsergebnisse.....	72
8.2	Experimentelle Untersuchungen in einer natürlichen Übertragungsstrecke.....	81
8.2.1	Aufgabenstellung.....	81
8.2.2	Sondierungsexperimente im Baggersee.....	83
8.2.3	Untersuchungen von uncodierten „Doppel-Sweeps“ bei Variationen des S/N Verhältnisses, stationär und mit bewegtem Sender.....	94
	Diskussion und Bewertung der Ergebnisse von Phase 2 der Baggersee-Versuche.....	109
8.2.4	Untersuchungen mit phasencodierten VMT-Signalen.....	111
8.2.5	Bedeutung der natürlichen Referenz für die Doppler-Kompensation	134
8.2.6	Nutzung der natürlichen Redundanz	137
8.2.7	Gesamtdiskussion und Bewertung der Baggersee-Versuche.....	142
9	Zusammenfassung und Ausblick.....	145
10	Literaturverzeichnis.....	149
Anhang 1	153
Anhang 2	156

1 Liste der Abkürzungen und Fachbegriffe.

BK (Bezugskomponente bzw. Bezugskanal) – Einer der Frequenzkanäle, der als signalinterne Referenz ("signalinterne Uhr") für die Analyse der Informationskanäle (IK) genutzt wird.

BPSK (Binary Phase Shift Keying) – (Fachbegriff, Engl.) Phasencodierungsmethode, bei welcher die Information des aktuellen Symbols in zwei zulässige Phasenwerte (Zustände) verschlüsselt wird.

2-ry-DPSK (Binary Differential Phase Shift Keying) – (Fachbegriff, Engl.) Phasencodierungsmethode, bei welcher die Information des aktuellen Symbols in zwei differenzielle (zulässige) Phasenwerte verschlüsselt wird.

Channel Response – (Fachbegriff, Engl.) Ergebnis der Signalsübermittlung über Mehrwegeausbreitungskanal, wodurch empfängerseitig nicht nur ein einzelnes Signal, sondern zeitlich versetzt eine Vielzahl von unterschiedlich starken „Abbilder“ (Multipath Arrivals) ein und desselben Signals empfangen wird.

CWP (Continuous Wave Pulse) – (Engl.) Ein kurzes Signal einer bestimmten Frequenz.

Differential Encoding – (Fachbegriff, Engl.) Codierungsmethode, bei welcher die Information nicht allein in dem Phasenwinkel des aktuellen Symbols, sondern in der Differenz zwischen diesem und dem im letzten zuvor ermittelten Phasenwinkel des vorher gesendeten Symbols verschlüsselt wird.

Differenzieller Phasenwinkel (Phasendifferenzwinkel) – Differenz zwischen dem Phasenwinkel aktuelles Symbols und dem im letzten zuvor ermittelten Phasenwinkel des vorher gesendeten Symbols.

F2-Technology (Floating Frequency Technology) – (Engl.) Das in der Dissertation entwickelte neuartige bionische Verfahren für die digitale technische Unterwasser-

Kommunikation, wo anstelle der bisher üblichen feststehenden Frequenzkanäle bzw. des Frequency-Hopping-Systems ein System von kontinuierlich fließend veränderlichen Frequenzen bzw. Frequenzgradientenkanälen benutzt wird.

Fließende Frequenzveränderung – Frequenzänderungsvorgang, bei welchem die Trägerfrequenz nicht stufenweise (wie z.B. beim Frequency Hopping), sondern kontinuierlich fließend modifiziert wird.

Frequency Hopping – (*Fachbegriff, Engl.*) Frequenzänderungsvorgang, bei welchem die Trägerfrequenz rasch (stufenweise) zwischen verschiedenen vorgegebenen Frequenzwerten (Einzelkanälen) gesamtes Frequenzsystems umgeschaltet wird.

FSK (Frequency Shift Keying) – (*Fachbegriff, Engl.*) Codierungsmethode, bei welcher die Information im Frequenzwert des aktuellen Symbols verschlüsselt wird.

Glitching – (*Fachbegriff, Engl.*) Einfluss von harten Phasensprüngen an den Taktübergängen und daraus resultierende spektrale Verbreiterung und Störungen zu benachbarten spektralen Komponenten.

GT – Grundton.

HK (Harmonische Komponente) – Oberwelle des Grundtones.

IK – Infokomponente, Infokanal.

Intersymbol Interaction (ISI) – (*Fachbegriff, Engl.*) Durch Mehrwegeausbreitung bedingte Wechselwirkung zwischen dem Signal aus dem aktuellen Takt (aktuelles Symbol) und verspätetem Abbild des Signal aus dem früheren Takt (interferierendes Symbol).

Komponente (Signalkomponente, Frequenzkomponente, Frequenzkanal) – Spektraler Anteil des gesamten modulierten Signals, der die Rolle einer von mehreren gleichzeitig gesendeten Trägerfrequenzen erfüllt.

Komponentenanteil (Komponentenspektrumanteil) – Der im Ergebnis der Verwendung vom VMT-Verfahren frequenzauflösbare Spektrumanteil einer Signalkomponente (erreichbar aufgrund von Frequenzunterschieden bei zeitlich versetzt eintreffenden *Multipath Arrivals* von kontinuierlich veränderlichen Trägerfrequenzen).

Multipath Arrivals – (*Fachbegriff, Engl.*) Bedingte durch Mehrwegeausbreitung Vielzahl von "Abbildern" ein und desselben gesendeten Signals.

Multipath Arrival (Multi-Path) – (*Fachbegriff, Engl.*) Ein „Abbild“ aus der Gruppe von *Multipath Arrivals*.

Multipath Propagation – (*Fachbegriff, Engl.*) Mehrwegeausbreitung des akustischen Signals, bei welcher jeder einzelner Schallstrahl seine eigene Laufzeit über die Übertragungsstrecke aufweist.

PDC (Phasen-Differenz-Codierung) – Phasencodierungsmethode, bei welcher die Phasenwinkel in Form der jeweils im gegebenen Zeittakt aktuellen Relation zwischen Signalkomponente und Bezugskomponente bzw. Grundton festgelegt werden, wobei die Information nicht allein in dem Phasenwinkel der jeweiligen Komponente bezüglich des Bezugskanals (als sogenannte vertikale signalinterne Referenz), sondern zusätzlich noch (wie auch bei der Methode des Differential Encoding) in der Differenz zwischen diesem und dem im letzten zuvor ermittelten relativen Phasenwinkel derselben Komponente als sogenannte horizontale signalinterne Referenz verschlüsselt wird.

PSK (Phase Shift Keying) – (*Fachbegriff, Engl.*) Codierungsmethode, bei welcher die Information im Phasenwert des aktuellen Symbols verschlüsselt wird.

QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) – (*Fachbegriff, Engl.*) Phasencodierungsmethode, bei welcher die Information des aktuellen Symbols in vier zulässige Phasenwerte (Zustände) verschlüsselt wird.

4-ry-DPSK (Quaternary Differential Phase Shift Keying) – (*Fachbegriff, Engl.*) Phasencodierungsmethode, bei welcher die Information des aktuellen Symbols in vier differenzielle (zulässige) Phasenwerte verschlüsselt wird.

S/N (Signal/Noise) – (Engl.) Signal-Störung-Verhältnis.

Spread Frequency Technique – (Fachbegriff, Engl.) Verfahren zur Signalerzeugung, bei welchem die Spektralenergie des Signals zwischen mehreren „Frequenzzellen“ verteilt wird.

Spread Frequency (Spread Spectrum) Darstellung – Spektrale Darstellung eines Sweep-Signals vor Überführung in konstante Zwischenfrequenzen.

Sweep (Sweep-Signal) – Signal mit kontinuierlicher fließender Frequenzveränderung.

Symbol – Signalabschnitt, auf welchem der modulierte Parameter entschlüsselt wird.

Takt – (genauso wie ***Symbol***) Signalabschnitt, auf welchem der modulierte Parameter entschlüsselt wird.

VMT – Variable Mehrkanalige Transmission.

pVMT – proportionale Variable Mehrkanalige Transmission.

paVMT – parallele Variable Mehrkanalige Transmission.

UW-Kommunikation – Unterwasser-Kommunikation.

2 Übersicht

Eine kurze Einführung in die Grundlagen der akustischen Datenübertragung unter Wasser verdeutlicht die Probleme, die mit dem heutigen Stand der Technik noch nicht befriedigend gelöst sind.

Unter den gleichen Randbedingungen sind Wale und insbesondere Delphine jedoch in der Lage, über vergleichsweise große Distanzen zu kommunizieren – und das offenbar mit hohen Informationsraten. Anhand von über 2000 aufgezeichneten Pfeifsignalen von freilebenden und dressierten Großen Tümmlern (*Tursiops truncatus*) wurden die Besonderheiten der zur Kommunikation verwendeten Signalstrukturen analysiert.

Aus den bioakustischen Befunden ließen sich drei Grundprinzipien extrahieren, auf deren Basis ein neuartiges bionisches Verfahren für die digitale akustische UW-Kommunikation entwickelt wurde. Diese Prinzipien sind:

1. Nutzung eines Systems von kontinuierlich (fließend) veränderlichen Frequenzkanälen, wobei stets die signalinterne Proportionen beibehalten werden (definierte Abstände der Trägerfrequenzen).
2. Permanente Verbindung zwischen Sender und Empfänger über einen signaltechnisch separierbaren Grundton bzw. Kennton, relativ zu dem der Empfänger dann die übrigen Frequenzkomponenten des Signals auffinden kann und der gleichzeitig eine signalinterne Referenz für die Auswertung dieser Komponenten liefert.
3. Digitale Informationsübertragung mittels geeigneter Modulationen der übrigen Frequenzkanäle bzw. Obertöne (Senden von Bitmustern).

Eine theoretische Betrachtung ergab, dass mit einem solchen, als „Variable Mehrkanalige Transmission“ (VMT) bezeichneten Verfahren das Interferenzproblem weitestgehend gelöst, Doppler-Effekte ggf. vollständig kompensiert und die Rauscheinflüsse minimiert werden können. Somit lassen sich empfängerseitig die gesendeten Signalparameter in hoher Güte rekonstruieren. Das ermöglicht die Anwendung feiner abgestufter und komplexere Modulationsformen und dementsprechend höhere Bitraten.

Computersimulationen in einer numerisch modellierten hydroakustischen Übertragungsstrecke gestatteten eine erste Überprüfung der Hypothesen sowie die Optimierung der Signalstrukturen und der Signalverarbeitung. Nachdem sicher gestellt war,

dass alle essentiellen Bausteine von der Signalerzeugung bis zur Decodierung der Signalparameter zusammen spielen, folgte die praktische Überprüfung in einer natürlichen akustischen Messstrecke (Baggersee).

In den physischen Validierungsexperimenten konnte die Funktionstüchtigkeit und die besondere Leistungsfähigkeit des bionischen VMT-Verfahrens nachgewiesen werden. In diesem Zusammenhang ergab sich auch ein Spektrum neuer Möglichkeiten zur optimalen Ausnutzung der physikalischen (hydroakustischen) Gegebenheiten. Von herausragender Bedeutung dürfte hierbei die erstmalige Chance zur Nutzung der natürlichen Redundanz für eine verbesserte Parameterbestimmung sein.

Abschließend werden die jetzt schon erreichbaren Leistungsparameter und die weiteren Perspektiven abgeschätzt. Das technische Entwicklungspotential schließt auch neue Ansätze für tiefergehende bioakustische Untersuchungen ein, womit sich der Kreis zu den Naturvorbildern schließt.

3 Danksagung

Herrn Dr. V. Kulagin und den Mitarbeitern (Fachkollegen, Technikern, Delphintrainern und Veterinären) des Staatlichen Ozeanariums der Ukraine (Sevastopol) sei für die ausgezeichnete Betreuung der Delphine und die Unterstützung bei den bioakustischen Untersuchungen gedankt. Herrn Dr. A. Reznik (Institut für Mathematische Systeme, Kiew) danke ich für die fachliche Betreuung in Sachen der Unterwasser- und Delphinakustik und seine technische Unterstützung in Signalverarbeitung. Im Fachgebiet für Bionik und Evolutionstechnik der TU Berlin, erhielt ich vielfältige methodische und technische Unterstützung vor allem von Herrn Dr. Rudolf Bannasch, Prof. Dr.-Ing. Ingo Rechenberg sowie von Herrn Dipl.-Math. Ivan Santibanez-Koref. Meinem Bruder, Dipl.-Ing. Alexey Kebkal danke ich für die Beratung hinsichtlich der Programmierung, den Herren Dr. Stumpf, Dipl.-Ing. Brenner und Dipl.-Ing. Prendel für die anregenden fachlichen Diskussionen und STN ATLAS Elektronik für die Erlaubnis, die Ergebnisse unserer experimentellen Arbeiten in dieser Arbeit verwenden zu dürfen. Mein Dank gebührt auch dem Deutschen Akademischen Austauschdienst und der Friedrich-Ebert-Stiftung, die meine Studien mit einem Stipendium unterstützten.

Ganz besonders möchte ich mich jedoch bei meiner Frau und meinen beiden Töchtern bedanken, die mir den erforderlichen Freiraum ermöglichten.

4 Einleitung

In vielen Bereichen der Technik werden Wellen zur Informationsübertragung genutzt. Dabei kann es sich um elektromagnetische bzw. Lichtwellen oder um akustische Wellen handeln, die sich entweder in einem speziellen Leiter oder frei in einem gegebenen Übertragungsmedium ausbreiten und so vom Sender zum Empfänger gelangen. Sind beide Einheiten auf die entsprechende Frequenz bzw. den zur Informationsübertragung vorgesehenen Frequenzbereich abgestimmt, wird eine Verbindung hergestellt. Über diese Verbindung können auf verschiedene Weise Informationen übertragen werden.

Dazu muss die Ausgangsinformation, die als Sprache, Text, Zahlenreihe, Musik, Bilddaten- oder anderweitige Daten in einer geeigneten Form vorliegen kann, umgewandelt und moduliert werden, um dann vom Sender in Gestalt von Wellensignalen in das Übertragungsmedium ausgestrahlt zu werden. Der Empfänger empfängt diese Signale, demoduliert sie, wandelt sie wieder in die ursprüngliche Form zurück, und gibt die der Ausgangsinformation entsprechende Information aus.

Je nachdem, in welcher Form die Information in den Wellen moduliert ist, unterscheidet man zwischen der analogen und der digitalen Informationsübertragung.

Bei der analogen Informationsübertragung werden die zu übertragenden Werte in einem stufenlosen, kontinuierlichen Spektrum von physikalischen Zuständen abgebildet. Das geschieht typischerweise in Form einer Amplituden-, Frequenz- und / oder Phasenmodulation der Trägerwellen. Auf diese Weise können in einem gegebenen Zeitintervall sehr große Informationsmengen übertragen werden.

Bei der digitalen Informationsübertragung beschränkt man sich dagegen auf bestimmte diskrete Zustände. Durch die klare Zuordnung zu bestimmten Informationswerten wird eine höhere Empfangsstabilität und eine bessere Übertragungsqualität erreicht. Sofern optische bzw. elektromagnetische Wellen verwendet werden, ergeben sich in der bisherigen Praxis noch kaum Einschränkungen hinsichtlich der Übertragungsrates, da die Frequenzen der betreffenden Trägerwellen sehr hoch sind und unterschiedliche digitale Zustände in extrem kurzen Zeitabständen realisiert werden können.

Besonderheiten und Probleme der technischen Unterwasser-Kommunikation

In einigen Übertragungsmedien, wie z. B. im Wasser, ist die Informationsübertragung auf optischem oder elektromagnetischem Wege jedoch nur bedingt möglich, da die betreffenden Wellen nur eine geringe Reichweite haben. Hier bietet die Verwendung von Schallwellen eine Alternative, da sich diese oftmals über wesentlich größere Distanzen fortpflanzen können. Die Schallwellen lassen sich in ähnlicher Weise wie elektromagnetische Wellen modulieren. Diese Schallwellen sind jedoch mechanische Druckwellen, die - abgesehen von der erheblich niedrigeren Frequenz, welche sich natürlich auf die übertragbare Informationsrate auswirkt - auch einige Besonderheiten in ihrer Ausbreitungsphysik aufweisen. Dazu gehören u.a. die frequenzabhängige Dämpfung von Signalkomponenten, die frequenzabhängige Variation der Phasengeschwindigkeit in verschiedenen Schichten des Übertragungsmediums (z.B. in oberen Wasserschichten durch Steigerung der Luftblasenmenge). Infraschall trägt über große Entfernungen, erlaubt jedoch keine akzeptablen Informationsraten. Letztere können erst im Ultraschallbereich erzielt werden, der aber nur eine begrenzte Reichweite hat. Aufgrund der Kavitationsgefahr kann man nicht beliebige Sendeenergien ins Wasser übertragen. Folglich muss je nach Anwendungsaufgabe der jeweils günstigste Kompromiss zwischen Reichweite und Übertragungsrate gefunden werden.

Darüber hinaus trifft die akustische Informationsübertragung generell jedoch im Unterwasserbereich auf eine Reihe gravierender physikalischer Probleme, die hier kurz umrissen werden sollen:

Bei der Ausbreitung der von einem Sender abgegebenen Schallwellen im Raum können verschiedene Anteile z.B. von der Wasseroberfläche und/oder in Abhängigkeit von der Tiefe vom Grund des Gewässers, von schichtweisen Inhomogenitäten im Wasser und auch von diversen Gegenständen, Luftblasen reflektiert oder an diesen gebeugt werden. Die diversen Komponenten der Schallwellen treffen dann je nach Lauflänge, Winkelverhältnissen und akustischer Beschaffenheit der entsprechenden Grenzflächen bzw. Medien mit unterschiedlicher Amplitude und Phasenlage beim Empfänger ein. Infolge der Interferenz kann das eigentliche Signal im Empfangspunkt in nicht vorhersehbarer Weise verstärkt, abgeschwächt, verzerrt oder gar ganz ausgelöscht werden.

Um die Problematik näher zu erläutern, wird zunächst der einfache Fall betrachtet, wenn nur ein sehr kurzes Signal einer bestimmten Frequenz, ein sogenannter CWP

(Continuous Wave Pulse) gesendet wird [21]. Dann kann man in der besagten Situation am Empfänger nicht nur ein einzelnes Signal, sondern zeitlich versetzt eine ganze Gruppe von unterschiedlich starken Einzelpulsen (Abb. 17) erhalten [7, 8, 34, 37]. Dieser Effekt wird als „Channel Response“ bezeichnet. Während es in diesem Fall noch möglich ist, empfängerseitig die betreffenden Einzelpulse zu unterscheiden und z.B. die jeweils am besten geeigneten Pulse als „eigentliches Signal“ auszuwählen (woraufhin die anderen Pulse dann konsequenterweise als „Störsignale“ aufgefasst und ggf. entsprechend behandelt werden können), lässt sich eine derartige Trennung bei der Übermittlung eines längeren Wellenpaketes normalerweise nicht mehr vornehmen, da der Empfänger nur ein summarisches bzw. zusammengesetztes Signal erhält, das zwar immer noch die gleiche Frequenz wie das Ausgangssignal besitzt, in dem aber das eigentliche Signal und die Störsignale mit ihren unterschiedlichen Amplituden und Phasenlagen überlagert sind. Daraus können sich unvorhersehbare Schwankungen der Amplitude und auch der Phasenlage ergeben [9, 17, 31, 38]. Dieser unliebsame Effekt, der die Signalauswertung erschweren oder unter Umständen auch ganz unmöglich machen kann, wird als „Intersymbol Interaction“ bezeichnet. Besondere Komplikationen werden dann noch dadurch verursacht, dass sich je nach Witterung Wellen, Dünung, Strömungen, wechselnder Durchmischung bzw. der Anreicherung mit Gasblasen, Plankton etc. Geometrie und Dichteverhältnisse der Übertragungsstrecke ständig ändern.

Dass in offenen Gewässern auch das Rauschen erheblichen Schwankungen unterliegt, bedarf wohl keiner weiteren Erklärung.

Bewegen sich Sender und Empfänger relativ zueinander, können als zusätzliches Problem noch Frequenzverschiebungen infolge von Doppler-Effekten hinzukommen [8, 10, 12, 32].

Stand von Forschung und Technik in der UW-Kommunikation

Die Fülle der Probleme macht die Unterwasserkommunikation, mittels Ultraschall zwischen Tauchern und/oder Unterwasserfahrzeugen und auch die Fernsteuerung entsprechender Unterwasserfahrzeuge, Roboter, usw. sehr schwierig. Bislang wurden hauptsächlich analoge Verfahren für die Übertragung von Sprache eingesetzt, wobei man sich zunutze macht, dass der Mensch ihm bekannte Wörter und Sinnzusammen-

hänge auch noch bei sehr stark verrauschtem Empfang erkennen kann. Durch entsprechende Übung und Vereinbarung eines beschränkten Vokabulars kann die Erkennungsrate etwas verbessert werden. Analoge Verfahren sind jedoch ungeeignet, um z.B. Computerdaten oder andere Informationen maschinell zu übertragen. Deshalb sucht man auch im Bereich der akustischen Informationsübertragung nach geeignetem Digitalverfahren.

Technische Digital-Systeme, speziell für den Unterwassereinsatz, basierten bislang meist auf der sequentiellen Übertragung von Tonsignalen gleichbleibender Höhe (in einem mehr oder weniger engen Frequenzband). Um eine möglichst große Reichweite zu erzielen und auch Informationsverluste zu vermindern, wird in einigen Anwendungen mit hoher Energie synchron in einem breiten Frequenzband eine Vielzahl eng benachbarter Frequenzkanäle (Abstand ca. 100 Hz) im Parallelbetrieb gesendet [9, 11, 19, 28, 31]. Dabei werden, um das Problem des gelegentlichen Ausfalls einzelner Kanäle infolge z.B. ungünstiger Überlagerungen zu kompensieren, die Kanäle redundant belegt, d.h. jeweils mehrere von ihnen enthalten dieselbe Information. Durch rasches Umtakten (sogenanntes Frequency Hopping) zwischen verschiedenen Kombinationen innerhalb dieses bis zu 120 Einzelkanäle umfassenden Frequenzsystem wird versucht, dem Einfluss des Nachhalls zu entgehen [20, 33]. Neben dem relativ großen Energieaufwand, der auch eine akustische Umweltverschmutzung bedeutet, haben solche verhältnismäßig „starren“ Systeme aber Probleme mit Doppler-Effekten. Generell gestatten solche Kommunikationsverfahren, gleich ob es sich nun um ein engeres oder breiteres Frequenzband handelt, nur eine begrenzte Informationsübertragungsrate, was die Übermittlung großer Informationsmengen z.B. bei der Übertragung von Bildern einer Unterwasserkamera etc. erschwert, bzw. bisher noch unmöglich macht.

Einen spürbaren Fortschritt hinsichtlich der Übertragungsrate brachte die Verwendung von bandbreiteneffektiven kohärenten Modulationsverfahren. Mit dem Einsatz von Equalizern und speziellen Algorithmen konnten bereits verschiedene dynamische Schwankungen der Übertragungsverhältnisse und in gewissem Umfang auch Doppler-Effekte ausgeglichen werden [1, 6, 29, 31-38]. Letzteres gelang bisher jedoch nur für relativ langsame, gleichförmig bewegte Objekte.

Mit zunehmendem technischen Aufwand erreichte man, zumindest für stationär angeordnete Übertragungssysteme, noch einige sehr bemerkenswerte Verbesserungen:

So ist man mittels ausladender Antennenfelder (Arrays) in der Lage, ein sogenanntes Beamforming durchzuführen, d.h. die Blickrichtung des Empfangssystems eng in eine bestimmte Richtung zu fokussieren und so andere Multipath Arrivals auszublenden [18]. Das funktioniert jedoch nur bei einem vergleichsweise kleinen Abstands-Tiefen-Verhältnis der Übertragungstrecke. Dass solche Antennenfelder schwerlich auf bewegliche Objekte montiert werden können, liegt auf der Hand.

Weitere Fortschritte brachte auch der kombinierte Einsatz von Equalizern und Antennenfelder [30, 36]. Mittels dieser Maßnahmen konnten in praktischen Anwendungsexperimenten bisher empfängerseitig relativ gut zwei, mitunter auch vier und über kurze Distanz unter sehr günstigen Bedingungen auch schon mal bis zu acht unterschiedliche Phasenlagen erkannt und ausgewertet werden. Trotz immer aufwendigerer Techniken und einzelner „Schönwettererfolge“ in den Bitraten (im Idealfall wurden im 50 kHz Band mittels der QPSK schon mal 20 kBit/s erreicht [30, 35, 35]) bereiten die Langzeitstabilität und vor allem die „Allwettertauglichkeit“ der akustischen Datenübertragungsverfahren sowie deren Anwendung für mobile Systeme noch große Probleme.

Zielsetzung

Angesichts der o.g. physikalischen und technischen Schwierigkeiten stellte sich die Frage, ob die biologische Evolution etwa im Rahmen der UW-Kommunikation der Delphine geeignete Lösungen gefunden hat, die sich nutzbringend in die Technik übertragen lassen. Die Aufgabe der vorliegenden Dissertation bestand darin, unter diesem Aspekt die Strukturen der Kommunikationssignale der Delphine zu analysieren und darauf aufbauend zu versuchen, ein technisches Verfahren inklusive einer geeigneten Software zur Übertragung von Informationen zu entwickeln, welches eine hohe Übertragungsrate über größere Reichweiten ermöglicht, robust gegenüber den oben beschriebenen Störungen und an unterschiedliche Übertragungsbedingungen anpassbar ist.

5 Untersuchung von Kommunikationspfeifen der Delphine

5.1 Allgemeine Grundlagen

Delphine sind hoch organisierte Säugetiere, die ein soziales Leben in Familienverbänden (Schulen) führen. Die Notwendigkeit zur Koordination gemeinsamer Aktivitäten, zur Abstimmung ihres Sozial-, Fortpflanzungsverhaltens, insbesondere aber auch die Entwicklung und Synchronisation komplexer Jagdstrategien erfordert einen weit über die Aufrechterhaltung des Kontaktes hinausgehenden, aktiven Informationsaustausch, der auch über möglichst große Entfernungen (mehrere Kilometer) sicher funktionieren musste [15, 13]. Dieser Evolutionsdruck bewirkte die Ausbildung eines hoch entwickelten akustischen Kommunikationssystem [16].

Aufgrund von Verhaltensbeobachtungen kamen D. Dreer und Y. Evans 1969 zu dem Schluss, dass Delphine in der Lage sein müssen, große Informationsmengen auf akustischem Wege zu übermitteln [13, 27]. Das gelingt ihnen mittels Ultraschalltönen, die z.B. bei den Großen Tümmlern in einem Frequenzbereich von 4-100 kHz liegen. Diese Signale werden auf mechanischem Wege in einem sehr komplizierten Lautgebungsapparat erzeugt. Er enthält eine Reihe von Luftsäcken (Resonanzräumen), deren Öffnung und Form durch Muskelkontraktionen gesteuert wird (Einzelheiten siehe [24, 25]). Dieser Lautgebungsapparat kann von den Tieren auch als geschlossenes System betrieben werden, d.h. die Luft kann mit variablem Druck im Inneren des Respirations- und Stimmgebungstraktes hin und her, bzw. an den Öffnungen der Resonanzräume vorbei gepumpt werden. Bis heute ist jedoch unklar, auf welche Weise die Delphine die Informationen in ihren Signalen verschlüsseln. Trotz weltweiter Forschung beinhalten die komplexen Ortungs- und Kommunikationsleistungen der Delphine noch viele Rätsel für die Wissenschaft.

Möglicherweise wurden bisher aber auch noch nicht die richtigen Fragen gestellt. Angesichts der eingangs skizzierten komplizierten Randbedingungen ist es jedenfalls reizvoll und sowohl für die Biologie als auch für die Technik von fundamentalem Interesse, die physikalischen Grundlagen der Biokommunikation der Delphine genauer zu untersuchen. Haben diese Tiere spezielle Tricks oder Mechanismen entwickelt, die es

ihnen ermöglichen, so erfolgreich unter Bedingungen zu kommunizieren, die den von Menschen geschaffenen technischen Systemen fortgesetzt noch eine Fülle unlösbarer Probleme bereiten und unter Umständen überhaupt eine UW- Informationsübertragung unmöglich machen?

Im Rahmen meiner früheren funktionsmorphologischen, verhaltensbiologischen und bioakustischen Arbeiten im Staatlichen Ozeanarium Sevastopol, Krim, Ukraine [22-26] konnte ich sowohl im offenen Meer als auch in speziellen Experimenten unter kontrollierten Bedingungen in eigens dafür eingerichteten Netzvolieren eine Fülle von Delphinlauten (Große Tümmler, *Tursiops truncatus*) aufzeichnen, die zuerst im Staatlichen Ozeanarium der Ukraine (Sevastopol) und dann auch im Fachgebiet Bionik und Evolutionstechnik der TU Berlin einer systematischen Untersuchung unterzogen wurden.

5.2 Material und Methoden der Signalaufnahmen

Für die Untersuchung der Pfeif-Signale wurden über einen Zeitraum von 3 Jahren zahlreiche Aufzeichnungen der akustischen Aktivität von Delphinen sowohl unter Laborbedingungen als auch im offenen Meer durchgeführt. Dabei wurde die Lautgebung unter verschiedensten Verhaltensbedingungen erfasst. Selbige variierten von nahezu vollständiger Ruhe in den Volieren bis zu extremen Stresssituationen während einer Fangaktion im Meer. Je nach Rahmenbedingungen variierte dabei die Entfernung der Aufzeichnungsapparatur von den Delphinen von einigen Metern (in den Volieren) bis zu einigen Hundert Metern (bei den Aufzeichnungen im offenen Meer). Die meisten Signale wurden während verschiedener Experimente aufgenommen, die spezielle Verhaltensabstimmungen zwischen zwei oder mehr Tieren erforderten. Hinzu kamen zahlreiche Lautäußerungen (Pfeife), die während der alltäglicher Fütterung und beim Spielen mit dem Personal oder auch allein in der Voliere aufgezeichnet wurden.

Die akustische Ausrüstung bestand aus einem Recorder TEAC R-401 mit der Bandbreite von 0.5 kHz bis 200 kHz, mehreren Breitbandhydrophonen (1-200 kHz) mit omnidirektionaler Charakteristik der Empfangsgeometrie und einer Empfindlichkeit von

-192 dB re 1V/1 μ Pa und einem Verstärker mit einer Schwankungsbreite von etwa 10 dB über den Frequenzbereich von 1-200 kHz.

Für die bioakustischen Untersuchungen stand an der Küste der Kazachaja Bucht (Sevastopol) eine Arbeitsvoliere zur Verfügung, die eine mit Kunstfasernetzen umzäunte Sektion (Abmessungen 5 x 6 x 5 m) verkörperte. Während der täglichen Experimente wurden die Delphine jeweils einzeln zu akustischen Aufnahmen in diese Sektion gelassen. In der Arbeitsvoliere war an einer Seite eine Startmarkierung und an der gegenüberliegenden Seite ein Zielgegenstand angebracht, so dass für die Delphine jeweils eine bestimmte räumliche Orientierung während Schallerzeugung gegeben war. Diese Anordnung erwies sich als zweckmäßig, da die unterschiedliche Frequenzkomponenten der von den Delphinen abgegebenen Signale ein unterschiedliches räumliches Energieverteilungsdiagramm haben. So wurde gewährleistet, dass alle Signale aus einheitlicher Entfernung und in der in der günstigsten Richtung, bei der die Signalkomponenten aller Frequenzen auf das Empfangsgerät gerichtet waren, aufgezeichnet werden konnten. Damit war in diesen Versuchen die unmittelbare Vergleichbarkeit der betreffenden Signale gegeben.

Naturgemäß ließen sich bei den Aufnahmen im offenen Meer (insbesondere während der o.g. Fangaktion) die Aufnahmebedingungen nicht so akkurat einhalten. Jedoch konnte auch hier weitgehend gewährleistet werden, dass sowohl die räumliche Orientierung der Delphine zum Empfangsgerät als auch die Entfernung in etwa gleich war.

5.3 Art der untersuchten Signale

Wie allgemein bekannt ist, lassen sich in der Lautgebung bei Delphinen zwei Hauptgruppen akustischer Signale unterscheiden:

- Die erste Hauptgruppe umfasst die Ortungssignale, die aus einzelnen bzw. Serien sogenannter Klicks bestehen. Sie sind für Kommunikationszwecke im Sinne der schnellen Übertragung von großen Informationsmengen ungeeignet, deswegen wurden sie in dieser Arbeit nicht näher analysiert.
- Die zweite Hauptgruppe beinhaltet die Kommunikationssignale Delphine, die aus unterschiedlichen Pfeifen bestehen, welche sich hinsichtlich ihrer Dauer, der Frequenzbandbreite sowie durch diverse gröbere und feinere Variationen der Struktur

unterscheiden lassen. Die nachfolgenden Detailanalysen beziehen sich auf die Signale dieser Gruppe. Insgesamt standen etwa 2000 einzelne Pfeife für die Analyse zur Verfügung.

5.4 Analyse der Signalstrukturen

Die Signale wurden hinsichtlich ihrer spektralen und zeitlichen Struktur, der Phasenverhältnisse und der energetischen Verhältnisse zwischen den verschiedenen Komponenten untersucht. Für diese Analysen wurden die komplexe FFT und der Algorithmus der Linearen Vorhersage eingesetzt.

Bei den analysierten Pfeifen ergaben sich deutliche Unterschiede hinsichtlich der Frequenzbandbreite, der Pfeifdauer, der Konturen der Höhen und Tiefen und der Anzahl von Frequenzkomponenten.

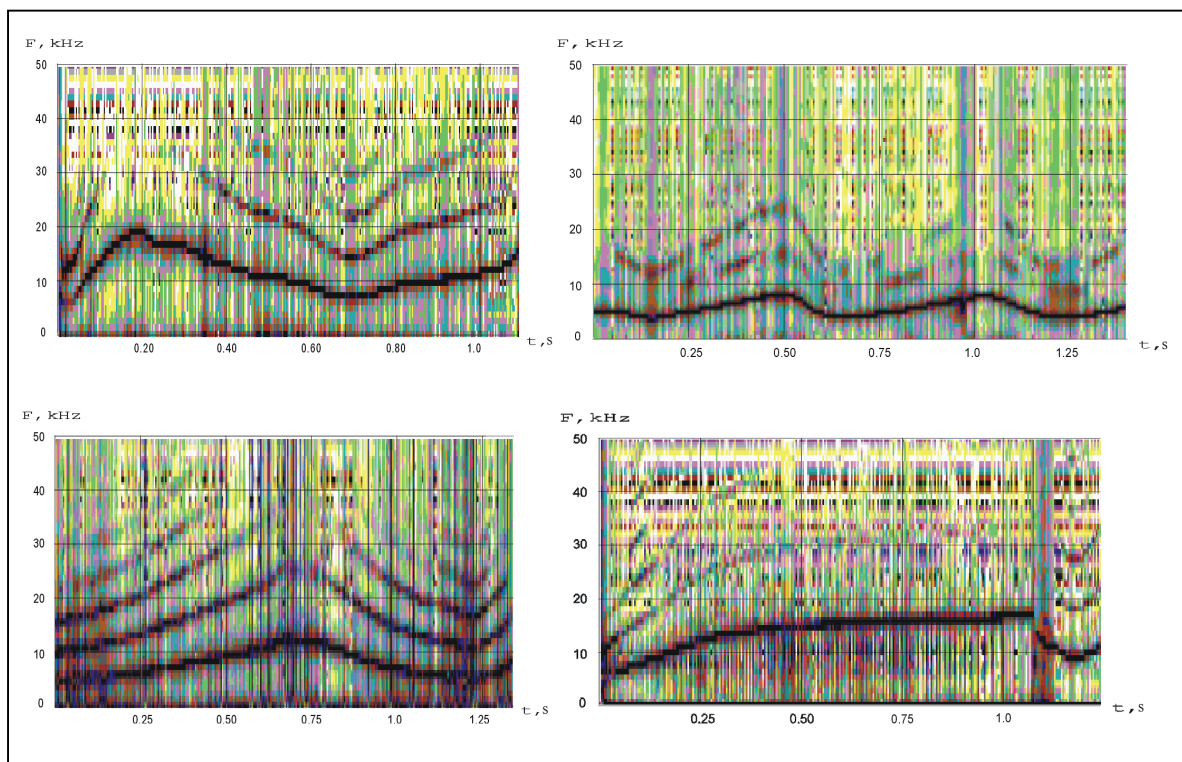


Abb. 1. Sonogramme mit verschiedenen Beispielen von Delphinen-Pfeifen.

Abb. 1 zeigt einige charakteristische Sonogramm-Beispiele für Delphinsignale, die sich außerdem auch in Bezug auf die Frequenzfluktuation des Grundtones unterscheiden.

Bezüglich der Dauer der Pfeife lassen sich drei Gruppen: „kurze“ (0.05 – 0.2 s), „mittellange“ (0.2 – 0.5 s) und „lange“ Signale (>0.5 s) unterscheiden. Hier interessierten mich jedoch mehr die grundlegenden Gemeinsamkeiten.

In der Grundstruktur enthalten alle Pfeife in der Regel einen Grundton mit einem charakteristischen Frequenzverlauf und bis zu fünf (in Einzelfällen sogar sieben) harmonische Komponenten (Abb. 1).

Ein Energievergleich aller harmonischen Oberkomponenten zeigt im Allgemeinen, dass je höher die Frequenz ist, desto niedriger ist ihr Energieniveau. Die Leistung jeder Oberkomponente nimmt schnell ab. Die Amplitudensenkung für Oberwellen unterschied sich in verschiedenen Versuchen und betrug durchschnittlich 16 dB pro Okta-ve (Abb. 2) [24].

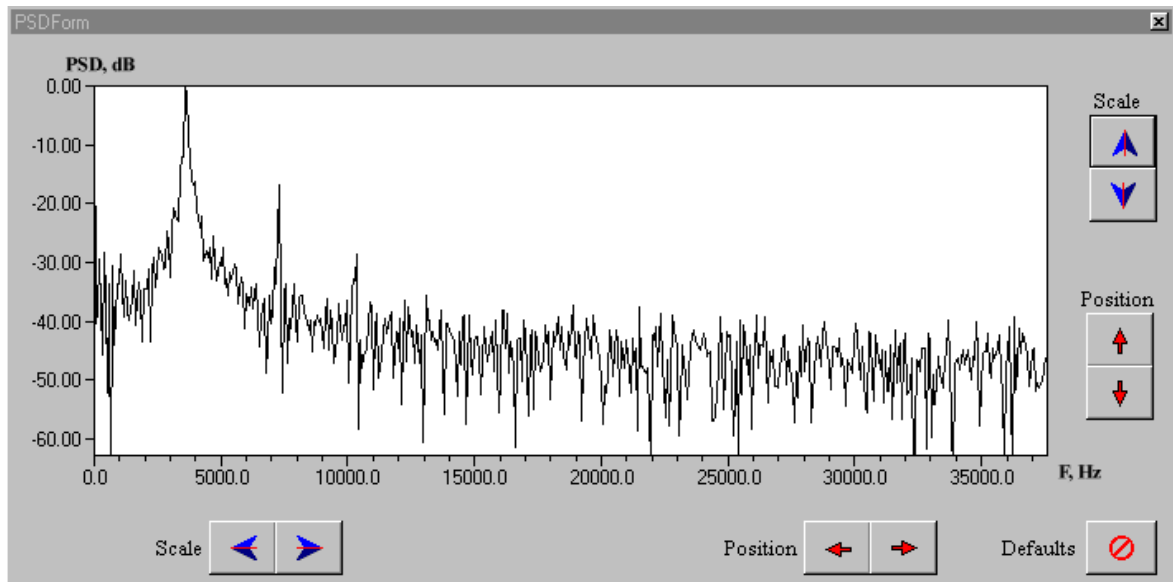


Abb. 2. Zur Rate der Amplitudenabsenkung bei den Oberwellen.

Die ziemlich große Diversität dieser Werte könnte einerseits von starken Modulationen der Signalkomponenten während Kommunikation hervorgerufen werden, andererseits aber auch durch eine leichte Abweichung von der idealen Strahlrichtung auf die Empfängereinheit bedingt sein.

Die Änderung der spektralen Zusammensetzung im zeitlichen Verlauf zeigt insbesondere bei langen Pfeifen die Tendenz, dass die Oberfrequenzen nicht durchgängig, sondern meistens in solchen Signalabschnitten ausgeprägt sind, in denen sich die Haupttonfrequenz fast linear verändert [24, 25]. In den übrigen Abschnitten kommen die hochfrequenten Komponenten seltener vor. Hier könnte man vermuten, dass die Obertöne als eine Art Nebeneffekt bei der Frequenzveränderung entstehen.

Bei näherer Betrachtung zeigt sich jedoch, dass in eben diesen Spektren oftmals Strukturen erscheinen, bei denen die Intensitätsänderung der dritten Komponente mit der Intensitätsänderung des Haupttones korreliert, wohingegen die vierte Komponente stärker die Intensitätsänderung der zweiten Komponente widerspiegelt. Diese Beobachtung ist insofern bemerkenswert, als sie ein Indiz dafür liefert, dass die geraden und ungeraden Obertöne offenbar von verschiedenen Schallquellen erzeugt werden können [24].

Abb. 3 zeigt ein Sonogramm, in welchem zwischenzeitlich 1) der Hauptton und alle ungerade harmonische Komponenten unterdrückt sind, während die anderen (geraden) Komponenten deutlich ausgeprägt sind (s. Übergang A \rightarrow B), 2) eine Komponente aus einer rein harmonischen Reihe ausgefallen ist, wobei die anderen harmonischen Komponenten Vorhanden sind (s. den Ausfall der dritten Komponente im Abschnitt C und der zweiten im Abschnitt D).

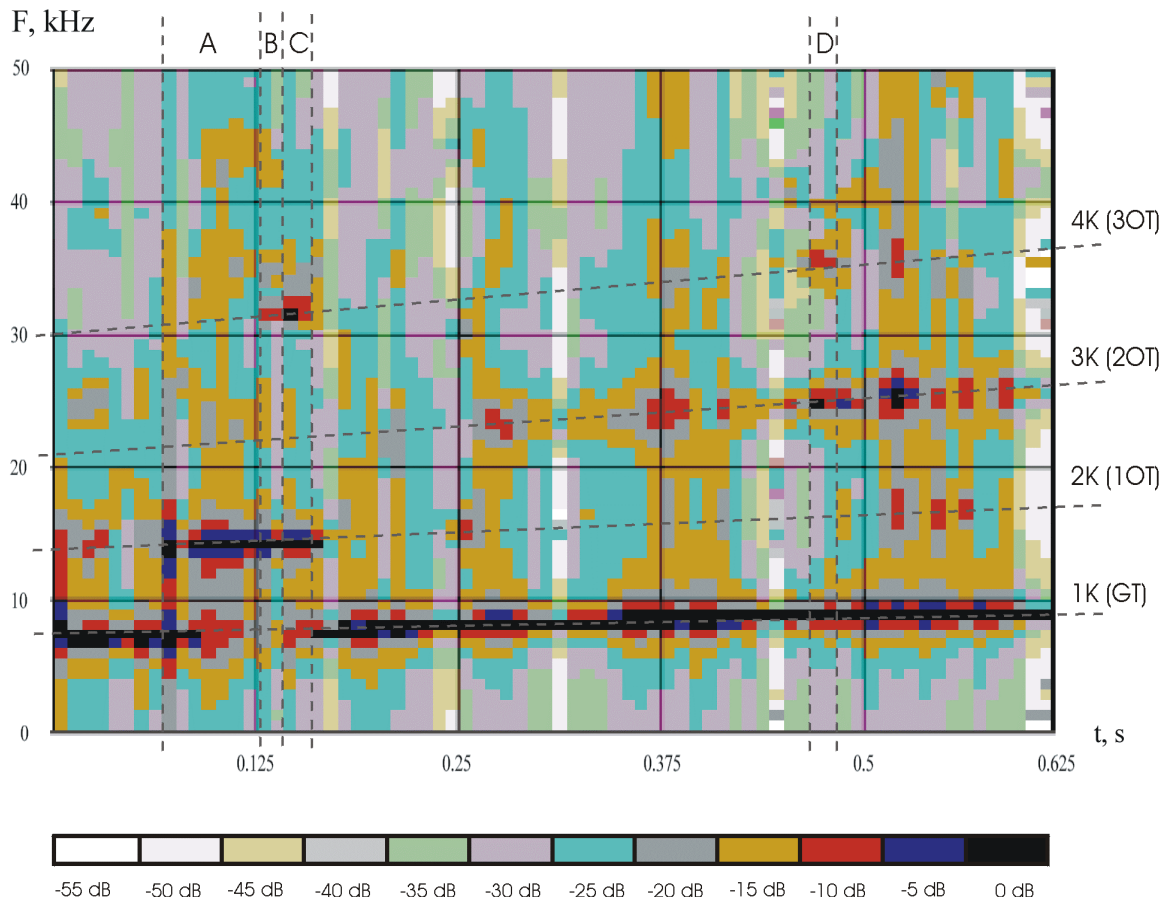


Abb. 3. Beispiel zur flexiblen Umverteilung der Sendeenergie zwischen harmonischen Komponenten in Delphin-Signalen. (Bezeichnungen in der Abbildung: 1K (GT) – erste Komponente (Grundton), 2K (1OT) – zweite Komponente (erste Oberwelle des GT), 3K (2OT) – dritte Komponente (zweite Oberwelle des GT), 4K (3OT) – vierte Komponente (dritte Oberwelle des GT)).

Abb. 4 zeigt eine interessante Folge von drei Komponentenkombinationen, in welcher nach dem Muster: „erste plus zweite“ harmonische Komponente (Abschnitt A) ein Muster von „erste plus dritte plus vierte“ erscheint (Abschnitt B). Dann wiederholt sich die Kombination A (im Abschnitt C), wonach dann eine Kombination von „erste plus dritte“ (Abschnitt D) und abschließend von zwei geraden und zwei ungeraden Komponenten (Abschnitt E) auftritt. Was in diesem Beispiel aufmerksam macht ist, dass wie in Abb. 3 auch hier eine Kombination (Abb. 4, Abschnitt B) eine Lücke auf dem Niveau der ersten Oberwelle aufweist, was gar nicht möglich gewesen wäre, falls dieses Signal nur von einer einzigen Schallquelle erzeugt worden wäre.

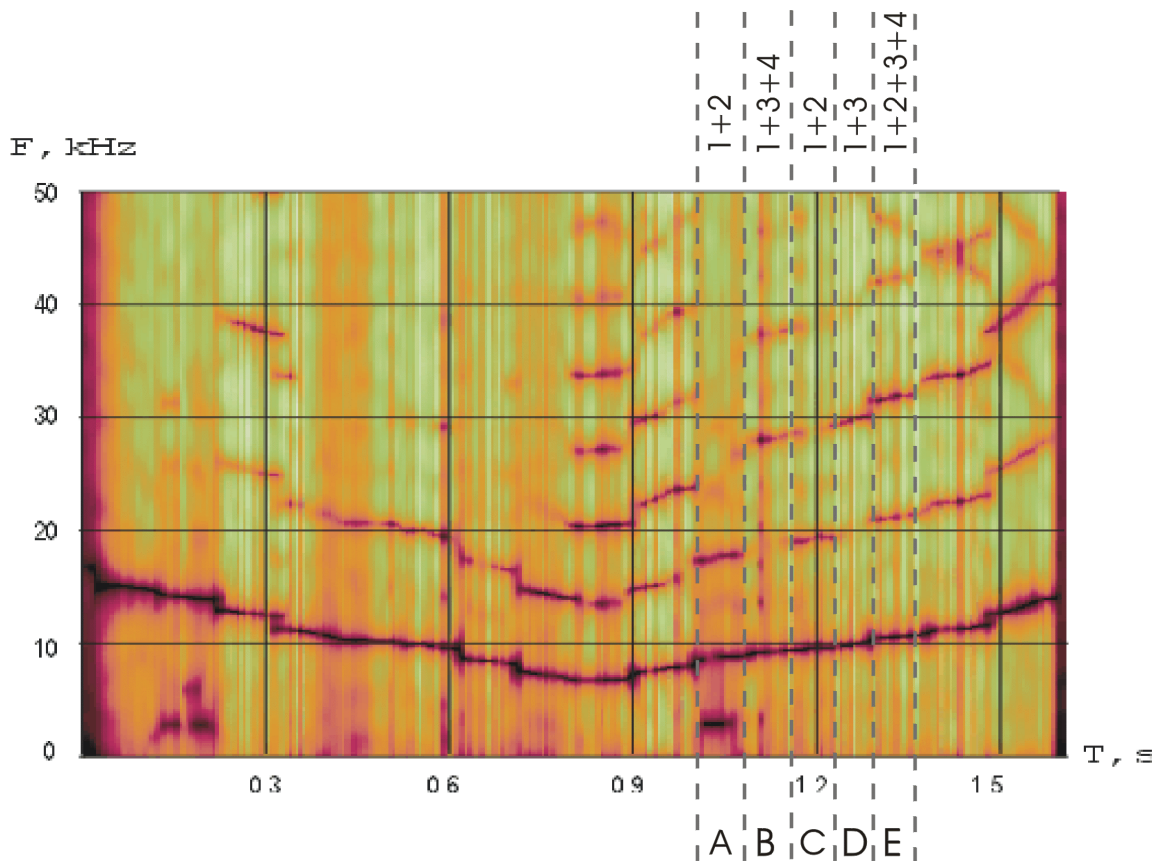


Abb. 4. Beispiel zur flexiblen Steuerung von Oberwellen in Delphin-Signalen.

Solche Signalmuster (Abb. 3 und Abb. 4) kommen zwar nicht übermäßig häufig vor, lassen sich aber als klarer Beleg dafür werten, dass die Oberkomponenten von mindestens zwei asynchron funktionierenden Schallquellen erzeugt werden. Im vorliegenden Fall konnten z.B. zwei Reihen: gerade und ungerade harmonische Komponenten separat voneinander erregt werden, so dass sich die entsprechenden Muster ausbildeten. Demnach müsste dann zumindest eine Quelle auf dem Niveau des Haupttons funktionieren, wobei die ungeraden Komponenten damit erzeugt werden könnten. Die zweite Quelle müsste dann auf dem Niveau der ersten Oberwelle arbeiten, womit die geraden Komponenten damit erzeugt würden.

Bisher war man allgemein der Meinung, dass die Obertöne passiv entstehen. Aus den hier vorgestellten Befunden kann man jedoch schließen, dass die Folgen unterschiedlicher Muster bewusst aktiv erzeugt und somit als Modulationen im Sinne der Informationsübertragung betrachtet werden können.

Aus dieser Analyse ergab sich die wichtige Schlussfolgerung, dass die Entstehung der harmonischen Oberwellen in den Delphin-Signalen nicht automatisch zusammen mit dem Hauptton, d.h. nicht passiv geschieht, sondern durch das **aktive** Ein- und Ausschalten verschiedener Frequenzkomponenten bewusst herbeigeführt wird, wodurch flexibel verschiedene Muster erzeugt werden können.

Eine weitere interessante Beobachtung bestand darin, dass sich die Phase einer zweiten harmonischen Komponente langsam gegenüber einem „Sollwert“ der Phase eines imaginären „idealen“ Obertons des Haupttones verschieben kann. In Abb. 5 wird ein Abschnitt eines Pfeiffes gezeigt, in welchem innerhalb von 30 Perioden des Haupttones (3.4 ms) die Phase des Obertones in Bezug auf so einen „Oberton-Sollwert“ kontinuierlich fließend verändert wird und am Ende des Abschnittes bereits um etwa 90° zurückbleibt.

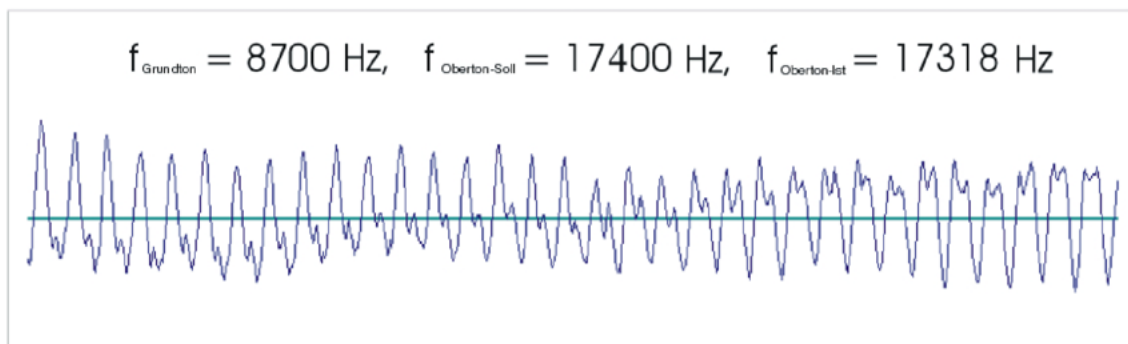


Abb. 5. Beispiel für kontinuierliche Phasenverschiebung eines Obertons gegenüber einem „Oberton-Sollwert“ innerhalb „eines Taktes“ bei Delphinen.

Solche Verschiebung kann nicht mit einer Verzerrung bei der Signalfortpflanzung durch das Medium erklärt werden, weil dieses Signal-Beispiel (und mehrere andere) auf kürzeste Distanz (etwa 1 Meter) vom Delphin aufgenommen wurde, somit keine Zeit für die Ausbildung von durch das Übertragungsmedium bedingte Phasenstörungen bestand. Dieses Beispiel spricht dafür, dass die Delphine fähig sind, neben dem Ein- und Ausschalten verschiedener Komponenten auch einzelne Signalparameter separat flexibel ansteuern können. Auch das Erreichen solcher aktiver Phasensteuerung (Pha-

senänderung) innerhalb eines einzelnen Signals ist nur möglich, wenn das Sonar zumindest zwei synchron arbeitende, ansonsten aber autonome Schallquellen besitzt, deren Frequenzeinstellung separat voneinander gesteuert werden kann.

Abgesehen von Variationen der Länge der Pfeife, deren Frequenzgang (Melodie) und verschiedener Einschlüsse höherer Moden (Timbre), welche bekanntermaßen in der bioakustischen Kommunikation an sich schon einen hohen Signal- bzw. Informationswert besitzen, sind die Delphine augenscheinlich in der Lage, komplexe Modulationen einzelner Signalparameter bzw. Signalparameterkombinationen durchzuführen und so in rascher Folge eine Fülle variabler Bitmuster zu erzeugen, die eine große Ähnlichkeit mit den in der digitalen Signalübertragungstechnik verwendeten, mitunter sehr komplexen Modulationsformen aufweisen. Hier stellt sich die Frage, ob die Delphine möglicherweise (ggf. auch u.a.) digital kommunizieren? Aus dieser unerwarteten Parallele zur Technik würde sich jedenfalls ein völlig neuer Zugang auch zum Verständnis der Biokommunikation eröffnen.

Falls dem so wäre, würde die „Taktlänge“, d.h. die Dauer vom Auftreten einer Oberwelle bis zu deren Verschwinden, ein Maß für die Übermittlungsgeschwindigkeit von Informationen in den Delphin-Signalen ergeben. Abb. 6 zeigt ein im offenen Meer (Entfernung ca. 3 m vom Delphin) aufgenommenes Beispiel, in dem eine Oberwelle für gerade einmal 0.7 ms in dem Signal auftaucht. Allerdings handelt es sich hierbei um die kürzeste Variations- bzw. Taktzeit aus allen in dieser Studie analysierten Delphin-Signalen. Normalerweise dauert ein „Takt“ länger, mehr als einige Millisekunden. Zweifellos wäre es interessant, auf diesem Hintergrund die unterschiedlichen Modulationsmuster und deren kommunikative Bedeutung genauer zu untersuchen. Doch das erfordert spezielle experimentelle Studien mit kombinierten bioakustischen und verhaltensbiologische Methoden. Solange man die Muster noch nicht bestimmten Informationseinheiten (Symbolen) zuordnen kann, sind weitere Überlegungen etwa zu den Bitraten der Delphinkommunikation müßig. Aus rein signaltechnischer Sicht sind diese Befunde jedoch auch so schon eine faszinierende Entdeckung.

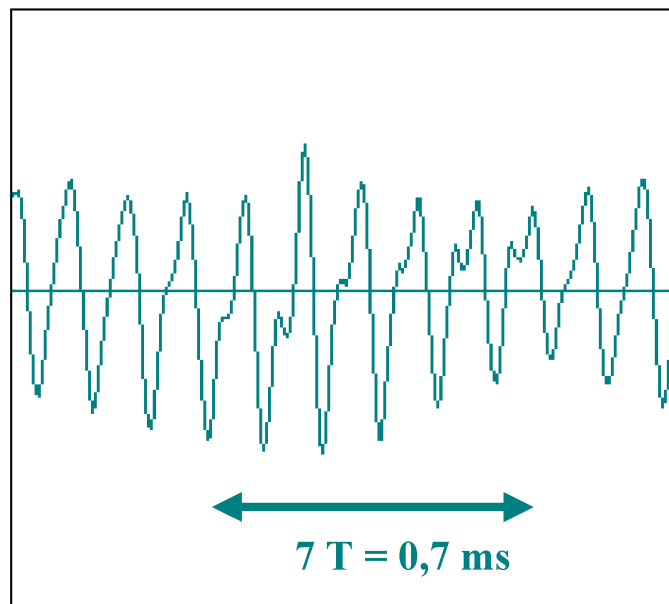


Abb. 6. Delphine schaffen eine sehr kurze „Taktzeit“!

Die z.T. extrem kurzen Modulationstaktzeiten sind insofern ein Phänomen, als dass die Töne von den Delphinen auf mechanischem Wege, d.h. durch Luftströmungen in den diversen, als Resonanzräume dienenden Luftsäcken ihres Lautgebungsapparates erzeugt werden, deren Öffnung und Form durch Muskeln gesteuert wird. Wie genau diese Steuerung funktioniert, wie die Tiere so schnell „umtacken“ können, ist noch weitgehend unklar. Bemerkenswert ist jedenfalls auch die Tatsache, dass dieser Lautgebungsapparat in der Lage ist, die Frequenzlage der Pfeife insgesamt (d.h. alle Komponenten synchron zueinander) sehr rasch über einen breiten Frequenzbereich zu variieren.

Die Abb. 1 und Abb. 4 zeigen einige Beispiele von Pfeifen mit unterschiedlich steilen Änderungen der Haupttöne. In einigen Abschnitten dieser Signale werden Frequenzgradienten von bis zu 50 kHz pro Sekunde erreicht. Die Frequenzanstieg der harmonischen Signalkomponenten beträgt dann das entsprechende ganzzahlige Vielfache des Frequenzgradienten des Grundtones.

Da nun aber, wie oben bereits festgestellt, die verschiedenen Modulationsmuster hauptsächlich in den Signalabschnitten mit z.T. extrem steilen Frequenzgradienten erzeugt werden, kann man sich aus rein signaltechnischer Sicht fragen, welcher dieser Aspekte den höheren Informationswert besitzt. Zweifellos lassen sich in den rasch wechselnden Modulationsformen wesentlich mehr Informationen verschlüsseln als im

Frequenzgradienten, der sich ja relativ langsam ändert. Wozu dann der - auch vom Lautgebungsapparat her sicherlich nicht leicht zu realisierende – Aufwand der kontinuierlichen synchronen Verschiebung des gesamten Frequenzspektrums?

Andererseits muss man natürlich auch fragen, was die komplizierten Modulationsmuster den Tieren nützen, wenn – wie wir aus den technischen Entwicklungen wissen – im Unterwasserbereich kaum eine Chance besteht, sie dann empfängerseitig auch zu entschlüsseln?

Offenbar liegt die Lösung in der Kombination von Beidem.

Die o.g. Überlegungen führten jedenfalls zu der Hypothese, dass das Pfeifen, Zwitschern bzw. Singen der Delphine noch eine andere, viel bedeutsamere Aufgabe hat, als über die Melodien Stimmungen, Emotionen etc. zu übertragen. Unbenommen davon, dass verschiedene Variationen der Grundtonfrequenz durchaus unterschiedliche Signalbedeutung haben können, könnte in der Erzeugung von Frequenzgradienten der entscheidende Mechanismus zur Lösung der Übertragungsphysikalischen Probleme der Unterwasserkommunikation liegen. Aus der Sonar- und Radartechnik ist sehr wohl bekannt, dass mit Sweep-Signalen eine erhebliche Verbesserung des S/N Verhältnisses erreicht werden kann und dass diese selbst noch im Rauschen identifiziert werden können. Warum sollten also die Tiere, da sie doch bereits über die betreffenden Mechanismen verfügen, die Vorteile nicht auch für die Kommunikation nutzen? Aus der Tatsache, dass akustische Wellen sich mit relativ niedriger Geschwindigkeit fortpflanzen, kann bei einer kontinuierlich veränderlichen Frequenz voraussichtlich noch ein weiterer Vorteil zunutze gemacht werden, dass jedes Multipath Arrival mit einer eigenen Frequenz beim Empfänger eintrifft, und deshalb sich durch solche Spektrale Aufspreizung von anderen Multipath Arrivals separieren lässt. Warum sollten denn die Tiere, die über ein System kontinuierlich veränderlicher Frequenzen verfügen, die Möglichkeit der „spektralen Signalbereinigung“ für ihre Kommunikation nicht nutzen?

Am Ende dieser kurzen Analyse der bioakustischen Grundlagen sei als wichtigste Gemeinsamkeit und Besonderheit aller Pfeifsignale der Delphine hervorgehoben, dass

- 1) die Höhe des Grundtones selten konstant bleibt, sondern meist ständig fließend geändert wird;

- 2) die Frequenzen der weiteren Komponenten in den Pfeifen stets ein konstantes (harmonisches) Verhältnis zum Hauptton beibehalten, d.h. sich immer proportional mit dem bzw. zum Hauptton ändern;
- 3) insbesondere in Kombination mit besonders steilen Frequenzgradienten komplexe Modulationsmuster auftreten, die offenbar durch aktive Ansteuerung unterschiedlicher Schallquellen bewusst erzeugt werden.

6 Generalisierung der bioakustischen Befunde und Extraktion bionischer Grundprinzipien

Die in dieser Studie analysierten Signale zeigten in verschiedenen Aufzeichnungssituationen eine große Variabilität der die Grundstruktur bestimmenden Signalparameter. Diese Variabilität spricht für eine sehr gute Anpassungsfähigkeit des Kommunikationssystems der Delphine an unterschiedlichste Übertragungsbedingungen. Sie erschwerte aber auch eine Auswertung der Signaleigenschaften nach strengen technischen Gesichtspunkten. Eine genaue Analyse der verschiedenen Parameterkombinationen in den Signalen insbesondere auch unter dem Aspekt der Adaptation an unterschiedliche Randbedingungen wird zweifelsohne noch einen großen Forschungsaufwand erfordern.

Im Rahmen dieser Untersuchung konnten jedoch einige physikalische Grundprinzipien der Unterwasserkommunikation der Delphine identifiziert werden, die möglicherweise auf technische Anwendungen übertragbar sind. Dabei geht es nicht darum, die Lautgebung dieser Tiere zu kopieren:

„Bionik bedeutet die Entschlüsselung von „Erfindungen der belebten Natur“ und ihre innovative Umsetzung in der Technik“ (BMBF-Diskussionspapier, Unveröffentlicht).

Das heißt mit anderen Worten: die wesentlichen Mechanismen zu extrahieren und schöpferisch in technische Anwendungen zu übertragen.

Die Erkenntnisse aus der Analyse der Kommunikationssignale der Delphine, die sich gegenüber dem gegenwärtigen Stand der Technik durch eine im patentrechtlichen Vokabular „Erfinderische Höhe“ auszeichnen, bestehen in den folgenden verfahrenstechnischen Basisinnovationen:

1. Verabschiedung von starr feststehenden Frequenzen und Nutzung eines Systems von kontinuierlich (fließend) veränderlichen Frequenzkanälen, in dem bei allen Veränderungen stets die signalinterner Proportionen beibehalten werden (definierte Frequenzabstände).
2. Permanente Verbindung zwischen Sender und Empfänger über einen signaltechnisch separierbaren Grundton bzw. Kennton, relativ zu dem der Empfänger dann

die übrigen Frequenzkomponenten des Signals auffinden kann und der gleichzeitig eine signalinterne Referenz für die Auswertung dieser Komponenten liefert.

3. Digitale Informationsübertragung mittels geeigneter Modulationen der übrigen Frequenzkanäle bzw. Obertöne (Senden von Bitmustern).

Bevor man jedoch versucht, bionische Grundprinzipien in die Technik zu übertragen, empfiehlt sich eine sorgfältige Überprüfung, inwiefern die Funktion, die Rahmenbedingungen und die Gütekriterien, unter denen die als Vorbild auserkorenen biologischen Strukturen bzw. Verfahren von der natürlichen Evolution optimiert wurden, überhaupt mit den technischen Gegebenheiten, Einsatzbedingungen etc. vergleichbar sind. Als Orientierungshilfe wurde dazu von Rechenberg [Skripte der Bionik-Vorlesung an der TU-Berlin] ein Flussdiagramm entworfen, das die wesentlichsten Entscheidungsmerkmale enthält (siehe Abb. 8).

Aus diesem Schema folgt, dass im vorliegenden Fall die Funktionen des angestrebten technischen Systems F_t und des biologischen Vorbildes F_b identisch sind. Auch die Rahmenbedingungen R_t und R_b stimmen überein, und die Gütekriterien G_t und G_b sind ähnlich, nur dass die Technik offenbar heute noch nicht an die Anpassungsfähigkeit der Biokommunikation heranreicht. Obwohl sich die Mechanismen der Schallerzeugung unterscheiden, sind beide Systeme in der Lage, Signale mit ähnlich komplexen Modulationsmustern zu erzeugen. Das Problem der Technik bestand jedoch bisher darin, dass aufgrund der äußerst komplizierten Übertragungsbedingungen unter Wasser kein sauberer Empfang und damit auch die Decodierbarkeit komplexerer Signale nicht gegeben war. Berücksichtigt man weiterhin, dass die Delphine in einem Frequenzbereich von ca. 4 – 100 kHz kommunizieren, der bereits auch in der Sonartechnik genutzt wird und dass auch die maximale Sendeleistung beide Systeme etwa ähnlich ist (Delphine erreichen im Ortungsklick bis ca. 225 dB re 1 μ Pa, bei den Kommunikationssignalen 150-170 dB re 1 μ Pa, die besten technischen Wandler ca. 205 dB re 1 μ Pa), dürfte zweifelsfrei klar sein, dass im Fall der Unterwasserkommunikation die unmittelbare Übertragbarkeit der biologischen Erkenntnisse in die Technik gegeben ist. (in der Technik wäre man froh, wenn man mit weniger Sendeenergie den Delphinen vergleichbare Distanzen überbrücken könnte).

Während die Delphine offenbar problemlos horizontal und vertikal kommunizieren, sich auch in rascher Bewegung an wechselnde Übertragungsbedingungen anpassen und im „Multi-User-Modus“ arbeiten können, ist die technische Kommunikation noch sehr unflexibel, meist auf Spezialanwendungen vorzugsweise unter stationären Bedingungen beschränkt. Der vertikale Datenaustausch mit benthischen Stationen (Abb. 7 oben) gelingt teilweise schon recht gut. Der Informationstransfer von und zu schnell bewegten Objekten, ferngesteuerten Sonden etc. (Abb. 7 unten) ist noch nicht befriedigend gelöst.

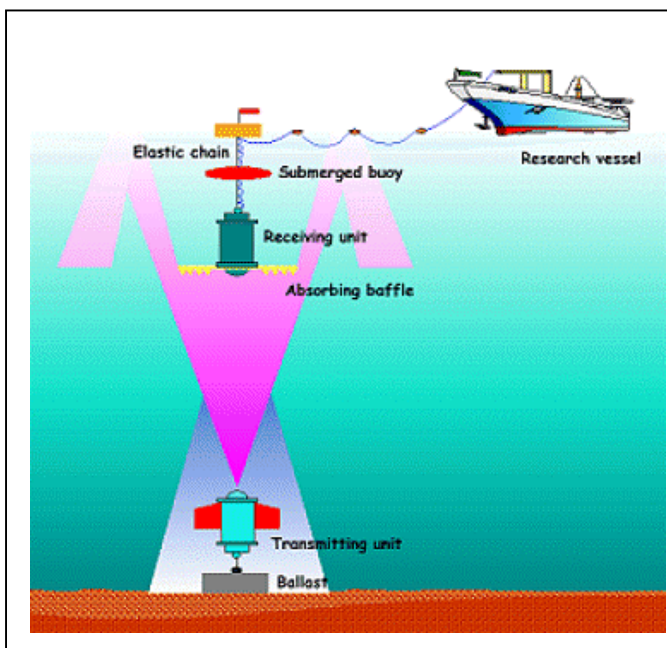
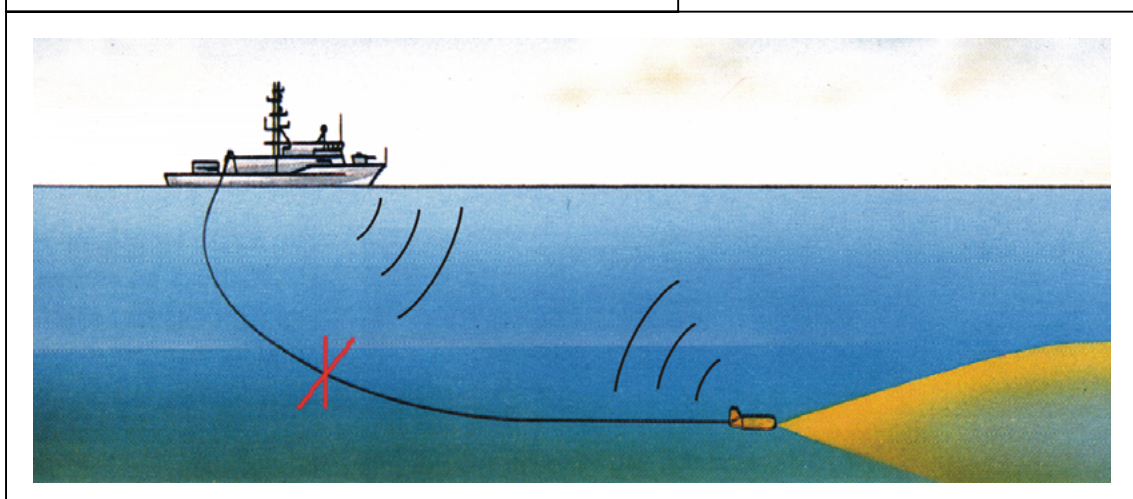


Abb. 7. Beispiele für unterschiedliche Aufgaben der UW-Kommunikation: a) vertikaler Datentransfer von und zu benthischen Forschungs- und Überwachungsstationen; b) kabellose Verbindung mit beweglichen Objekten, Sonden etc. (bisher noch nicht befriedigend gelöst).



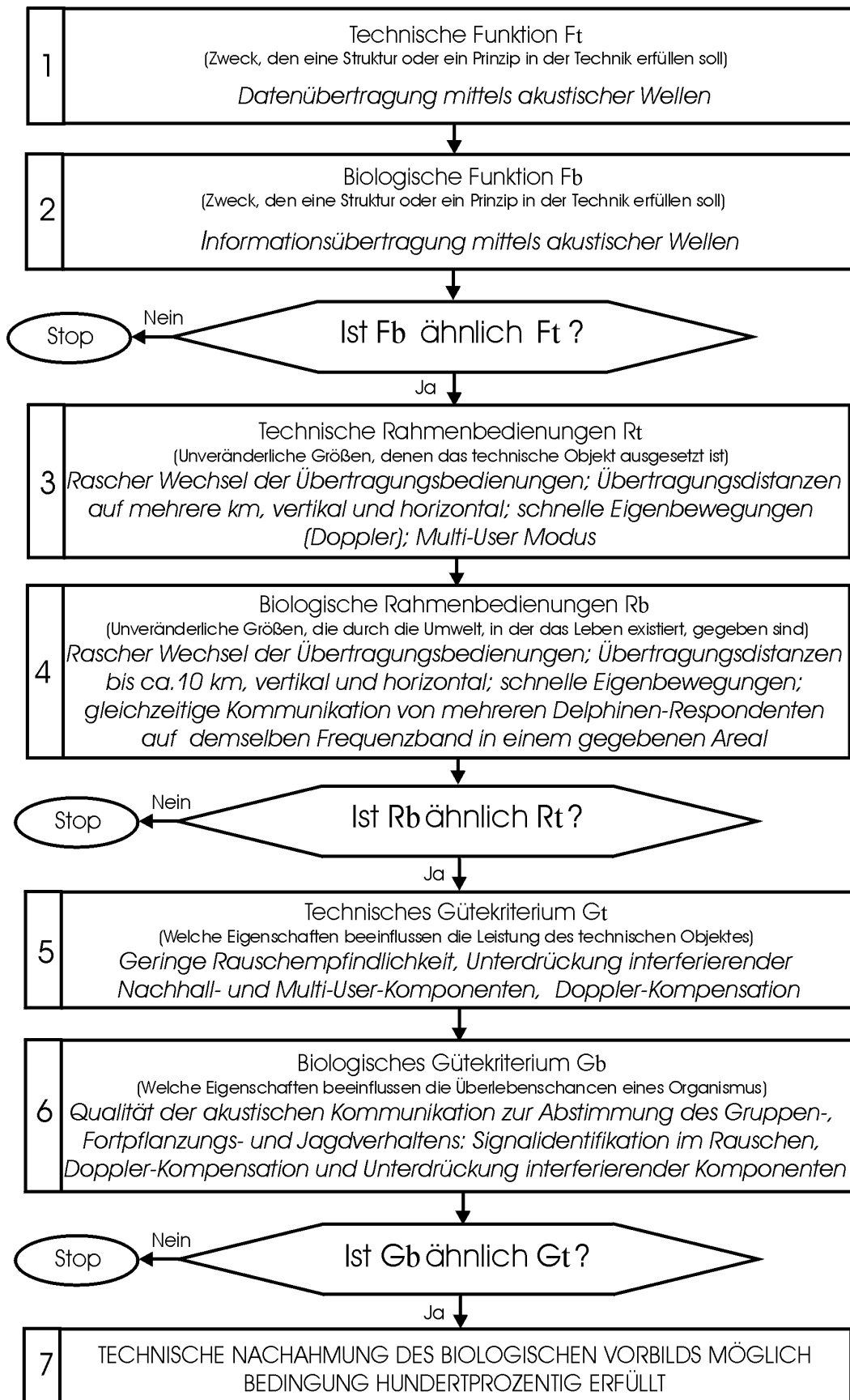


Abb. 8 Flußdiagramm – Denkschritte der Bionik (nach Rechenberg)

7 Entwicklung des Verfahrens zur Informationsübertragung über ein System kontinuierlich veränderlicher Frequenzen

7.1 Technische Umsetzung der bionischen Prinzipien

Es liegt auf der Hand, dass bei gleichzeitiger Verwendung von mehreren Frequenzkanälen mehr Informationseinheiten pro Zeiteinheit übermittelt werden können. Auf den betreffenden Infokanälen lassen sich durch geeignete Parametervariationen diskrete Zustände erzeugen, die zusammen ein Bitmuster ergeben.

Dazu können im einfachsten Fall die Frequenzen bzw. Töne ein- bzw. ausgeschaltet werden, wobei das Vorhandensein oder Nichtvorhandensein der betreffenden Signalfrequenzkomponenten als binäre digitale Information (ON/OFF), d.h. 1 oder 0, gewertet wird. Pro Zeitintervall ließe sich somit auf jedem der Informationsfrequenzkanäle ein Bit übertragen werden. Die Bits aller Kanäle bilden dann zusammen ein Symbol, in dem die Information auf geeignete Weise verschlüsselt werden kann.

Während diese einfachste Codierungsform praktisch alle Parameter des betreffenden Informationssignals betrifft, können in den ON-Zuständen aber auch verschiedene Signalparameter so variiert werden, dass zusätzlich weitere digitale Zustände unterschieden werden können. Bevor jedoch auf komplexere Modulationsformen eingegangen wird, soll zunächst anhand der o.g. Basisvariante die Struktur der aus mehreren Komponenten zusammengesetzten Signale näher dargestellt werden.

7.1.1 Signalstruktur (Grundvariante)

In Anlehnung an das biologische Vorbild, wurde zunächst eine Grundvariante entwickelt, in der die Frequenzkanäle eine harmonische Reihe bilden. Abgesehen von der bei ganzzahligen Frequenzabständen relativ leicht zu realisierenden signaltechnischen Trennung spielten dabei auch Überlegungen zu möglicherweise günstigen energetischen Wechselwirkungen in einem solchen Konsonanzsystem eine Rolle. Es war jedoch klar, dass der Grundton, der mit der niedrigsten Frequenz auch die größte Reichweite hat, am besten geeignet ist, um als ständige Brücke zwischen Sender und Empfängereinheit zu fungieren. Er wird während der Informationsübertragung permanent gesendet und dient selbst nicht der eigentlichen Informationsübermitt-

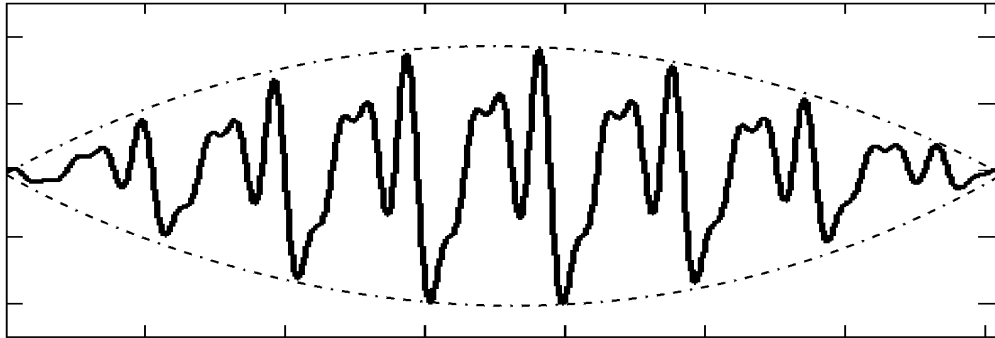
lung. Vielmehr liefert er dem Empfänger einen ständigen Bezug zur Abstimmung und, wie später noch gezeigt wird, auch zur Auswertung der übrigen, informationstragenden Frequenzkanäle. Auf die besondere Bedeutung des Grundtons als signalinterne Referenz zur Kompensation von Doppler-Effekten wird später noch eingegangen.

An dieser Stelle sei aber darauf hingewiesen, dass anstelle des tiefsten Tones auch ein beliebiger anderer Ton eines gegebenen Frequenzspektrums als Bezugston verwendet werden kann, falls dieses bei bestimmten Umwelteinflüssen oder für eine gegebene Anwendung vorteilhafter ist.

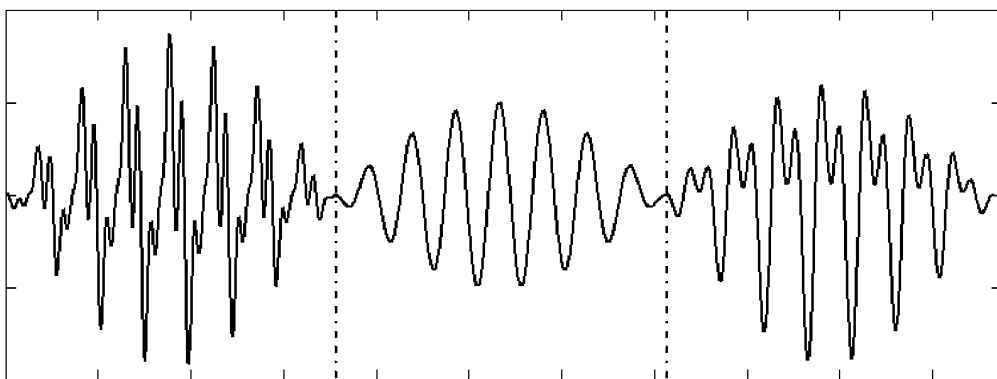
In Abb. 9 wird ein Informationssignal IS dargestellt, das aus einem Grundton GT und drei harmonischen Obertönen HK1, HK2 und HK3 als Informationsfrequenzkanäle gebildet wird. Abb. 9a zeigt die Überlagerung dieser Komponenten zu dem im Wasser übertragenen Informationssignal. Zur Vermeidung von harten Sprüngen an den Taktübergängen und daraus möglicherweise resultierenden Störungen (in der Fachsprache als „Glitching“ gezeichnet), kann in dem Verfahren optional eine taktbezogene Amplitudenmodulation der Signale verwendet werden, um zu Beginn und am Ende eines Taktes einen stetigen bzw. fließenden Übergang zu gewährleisten.

Aus dieser Abbildung ist zu entnehmen, dass jeder der Informationsfrequenzkanäle durch Vorhandensein oder Nichtvorhandensein eine binäre digitale Information, was gleichbedeutend mit 1 oder 0 ist, bereitstellen kann. Als Beispiel ist in Abb. 9b gezeigt, wie sich dabei die Form des Informationssignals von Takt zu Takt ändert. Bereich I enthält eine Überlagerung des Grundtons und des zweiten und dritten harmonischen Obertons (GT+HK2+HK3). Im nächsten Takt (mittlerer Bereich) fehlen die beiden Obertöne, nur der Grundton (GT) liegt an. Dieses Muster ändert sich dann im nächsten Takt wieder, das Informationssignal verkörpert nun eine Überlagerung des ersten harmonischen Obertons mit dem Grundton.

a)



b)



GT+HK2+HK3

GT

GT+HK1

Abb. 9. Eine Variante, in der das Informationssignal IS aus einem Grundton und drei Informationsfrequenzkanälen zusammengesetzt wird.

Auf diese Weise kann auf jedem dieser Informationskanäle somit ein Bit pro Zeittakt übertragen werden. Insgesamt ergibt sich daraus für jeden Zeittakt ein Bitmuster, in dem die Information auf beliebige Weise verschlüsselt werden kann. Generell kann somit je nach Anzahl der zur Verfügung stehenden Informationskanäle und in Abhängigkeit von dem verwendeten Codierungssystem zum Beispiel ein Buchstabe oder anderweitige Symbole verschlüsselt werden.

Bei dieser Grundvariante besteht das Problem aber darin, dass infolge der Mehrwegeausbreitung das aus mehreren konstanten Frequenzen zusammengesetzte Signal stark (bis zur kompletten Signalauslöschung auf einzelnen Frequenzkanälen) gestört wird.

7.1.2 Variable-Mehrkanalige-Transmission Methode (VMT)

Dieses Grundprinzip lässt sich nun auch auf Systeme mit veränderlichen Frequenzen übertragen. Die Datenübertragung über veränderliche Frequenzen (Frequenzgradientkanäle) wird im Folgenden als Variable-Mehrkanalige-Transmission (VMT) bezeichnet. Betrachten wir auch hier einen einfachen Modellfall, in dem für ein harmonisches Frequenzsystem eine gleichförmige Frequenzverschiebung zunächst aufsteigend und dann abfallend durchgeführt wird. Dabei werden die Frequenzen der Obertöne so verändert, dass stets die signalinternen Proportionen (Relativabstände zwischen den Frequenzkanälen – im vorliegenden Fall also die harmonischen Bezüge) beibehalten werden. Diese Grundform sei allgemein als proportionale VMT bezeichnet.



Abb. 10. Darstellung des Wortes "DolphinCom" im ASCII-Code bei Verwendung von vier Informationskanälen. Die Codierung erfolgt nur durch Ein- bzw. Ausschalten der Obertöne.

In Abb. 10 ist gezeigt, wie dann bei Verwendung von vier Informationskanälen (plus Grundton) beispielsweise das Wort "DolphinCom" im bekannten ASCII-Code übertragen werden kann. Die Codierung erfolgte auch in diesem Beispiel nur durch Ein- bzw. Ausschalten der Obertöne.

Die senkrechten Linien zeigen die Takte, die hier immer die gleiche Länge haben. Für jeden Takt ergibt sich ein spezielles Bitmuster, das als Symbol bezeichnet wird. Jeweils 2 Symbole ergeben zusammen einen Buchstaben im ASCII-Code. Wie in Abb. 10 gezeigt ist, ändert sich der Bezugsfrequenzkanal kontinuierlich, wobei sich die Frequenzen der vier Informationsfrequenzkanäle (I1, I2, I3 und I4) proportional verschieben.

Anhand von Abb. 11 soll nun die Bedeutung der Frequenzgradienten näher erläutert werden.

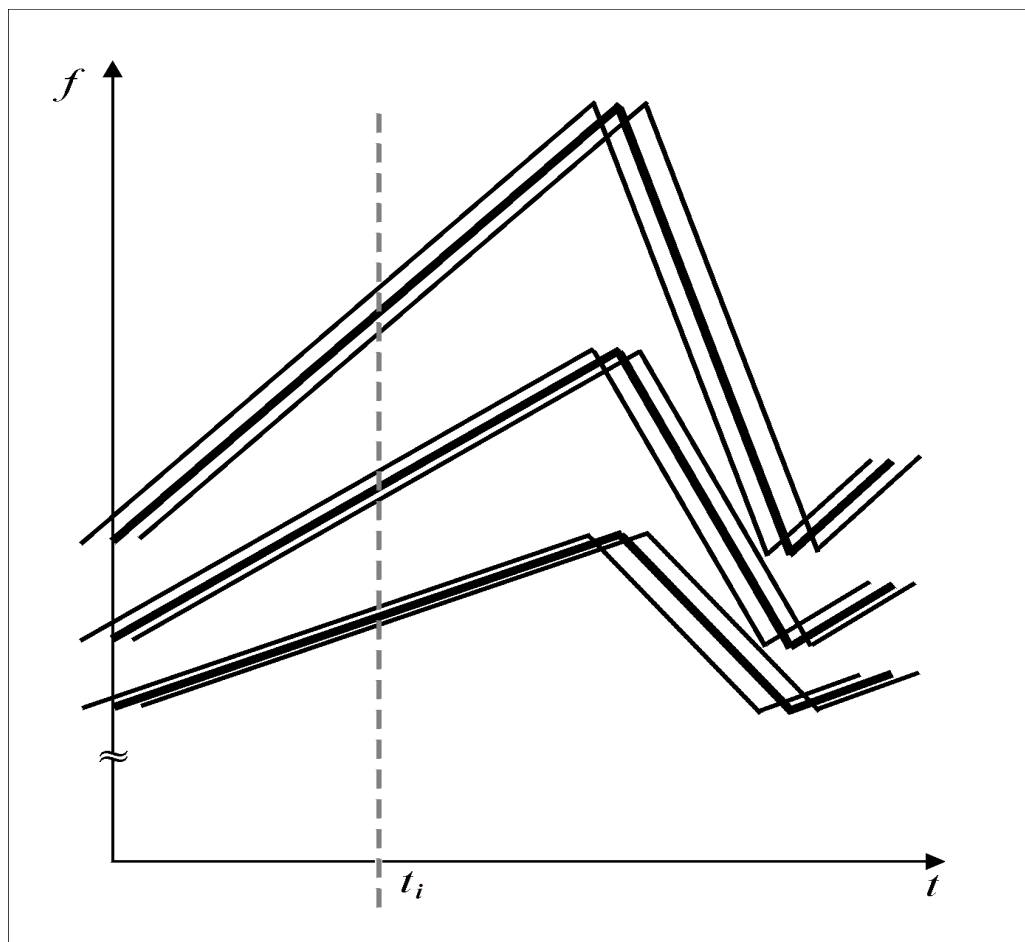


Abb. 11. Schematische Darstellung eines Empfangssignals, bei welchem neben der eigentlichen Signalfrequenz jeweils eine vorseilende und eine nachfolgende Frequenz als Störsignale beim Empfänger eintreffen.

In dem in Abb. 11 dargestellten Beispiel wurden in der Anlehnung an Abb. 10 exemplarisch drei Frequenzkanäle ausgewählt, auf denen neben der eigentlichen Signalfrequenz jeweils eine vorseilende und eine nachfolgende Frequenz (Multipath Arrival) als Störsignale beim Empfänger eintreffen, wobei der jeweilige Zeitversatz für alle drei Informationsfrequenzkanäle identisch gewählt wurde. Zur Verdeutlichung des grundlegenden Prinzips wurde auf das Ein-

zeichnen der Takte verzichtet. Die vertikale Schnittlinie veranschaulicht, dass sich in einem gegebenen Zeitpunkt t_i alle empfangenen Informationsfrequenzen voneinander unterscheiden. Dabei ist von besonderer Bedeutung, dass anhand dieser Frequenzunterschiede nunmehr die eigentlichen Signalfrequenzen von den Störfrequenzen getrennt können bzw. die Wirkung des Intersymbol-Interactions wesentlich abgeschwächt werden kann. Wichtig ist in diesem Zusammenhang, dass die Amplituden und Phasenlagen der empfangenen und solchermaßen "bereinigten" Signalkomponenten einen klareren Bezug zu dem Bezugsfrequenzkanal haben. Aus Abb. 11 ist deutlich zu erkennen, dass der Abstand der Signalfrequenz zu den Störfrequenzen um so größer wird, je steiler der Gradient der Frequenzänderung df/dt ist. Da in dem in Abb. 11 dargestellten System alle Informationsfrequenzkanäle stets proportional zueinander verändert werden, ergibt sich für die höheren Informationsfrequenzkanäle ein zunehmend steilerer Gradient und damit eine immer bessere Trennung der aktuellen Signalfrequenz von den Störfrequenzen.

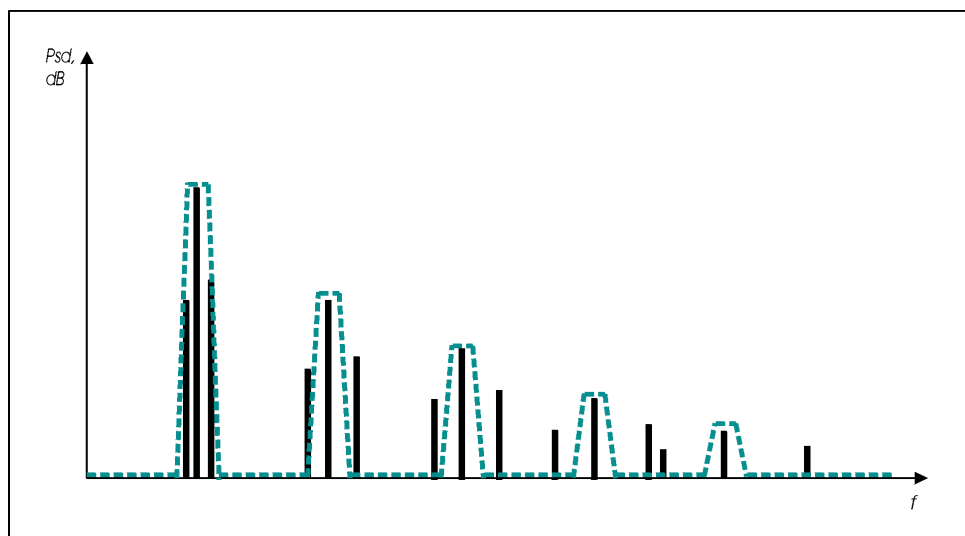


Abb. 12 Für die höheren Informationsfrequenzkanäle ergibt sich ein zunehmend steilerer Gradient und damit eine immer bessere Trennung der aktuellen Signalfrequenz von den Störfrequenzen.

In Abb. 12 ist diese Funktionsweise bzw. der Effekt schematisch für ein System mit einem Bezugsfrequenzkanal und vier Informationsfrequenzkanälen, mit jeweils zwei benachbarten Störfrequenzen gezeigt. Die gestrichelte Linie symbolisiert die Charakteristik eines eingesetzten Filters.

Es ist deutlich zu erkennen, dass selbst bei konstanter Fensterbreite des Filters für die höheren Informationsfrequenzen eine zunehmend bessere Trennschärfe erreicht wird. Im Ver-

gleich zu herkömmlichen Verfahren ergibt sich insgesamt eine deutlich bessere Auflösung. Hierbei ist insbesondere zu erwähnen, dass mit dem Verfahren vor allem auch die höheren Informationsfrequenzkanäle, die auf der Übertragungstrecke stets am stärksten gedämpft werden und folglich beim Empfänger mit der geringsten Energie eintreffen, besser aus dem Rauschen herausgelöst werden können.

Aus diesem Verhalten wird deutlich, dass man bei Störfrequenzen, welche sehr dicht bei der eigentlichen Signalfrequenz liegen, zur besseren Trennung zweckmäßigerweise einen steileren Frequenzgradienten auswählt, wohingegen bei größeren Abständen flachere Gradienten ausreichen können. Für derartige Anpassungen kann beispielsweise eine vorbereitete Palette von Frequenzverschiebemustern genutzt oder auch eine operative Anpassung der Gradienten der Frequenzänderung vorgenommen werden. Letzteres ist leicht möglich, wenn die Verbindungen bidirektional genutzt werden, d.h. die Sendeeinheit auch empfangen und die Empfängereinheit auch senden kann. Auf diese Weise können zwischen der Sendeeinheit und der Empfängereinheit Analysen des Kanalansprechverhaltens durchgeführt bzw. ausgetauscht werden oder auch ein entsprechendes Mustertraining durchgeführt werden, woraufhin die jeweils optimalen Gradienten für die Frequenzverschiebung eingestellt werden.

Falls die Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger so gering ist, dass Doppler-Effekte vernachlässigbar sind, können als Alternative zu der o. g. proportionalen VMT auch geeignete, für das gesamte System einheitliche Frequenzveränderungen durchgeführt werden (Abb. 13). In diesem Fall wird gewissermaßen eine „Offset-Kurve“, oder bildlich gesprochen eine „Melodie“ vorgegeben bzw. operativ nach Analyse der jeweiligen Übertragungsbedingungen bestimmt, und additiv allen Frequenzkanälen hinzugerechnet. Diese Methode sei als parallele VMT bezeichnet. Das solchermaßen modifizierte Verfahren hat den Vorteil, dass sich das Frequenzspektrum nicht mit dem Ansteigen der Bezugsfrequenz aufspreizt. Die Verwendung dieser Methode wird dann vorteilhaft sein, wenn z.B. das Frequenzspektrum insgesamt schmaler gehalten werden muss. Aufgrund der stärkeren Bündelung würden die oberen Töne dann nicht so leicht in Gefahr laufen, in Frequenzbereiche mit zu geringem Ausbreitungsradius zu geraten und somit abgeschnitten zu werden. Damit können die in Sinne der Informationsübertragung „schnelleren“ oberen Frequenzbereiche besser ausgenutzt werden.

Die Abb. 13 zeigt ebenfalls das Wort "DolphinCom" im ASCII-Code bei Verwendung von vier Informationskanälen, wobei sich wie in Abb. 5 der Bezugsfrequenzkanal kontinuierlich ändert, allerdings werden die zu dem Bezugsfrequenzkanal zunächst harmonisch angeord-

neten Informationsfrequenzkanälen stetig parallel mit der Änderung des Bezugsfrequenzkanals verschoben.

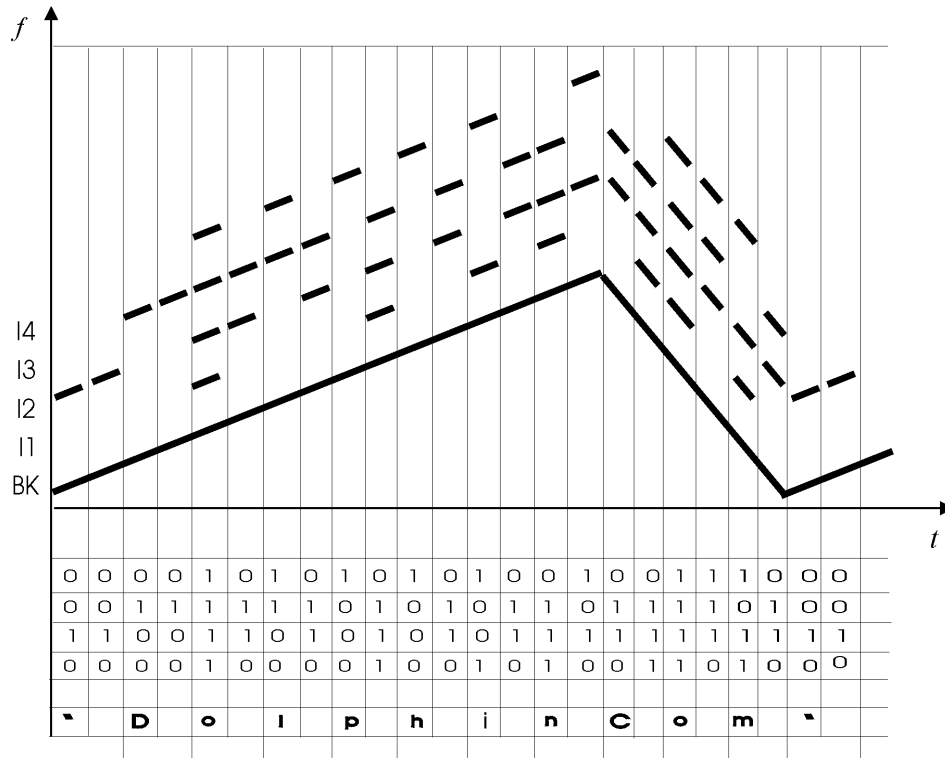


Abb. 13. Das VMT-System mit einheitlichen (additiven) Frequenzveränderungen

Die Besonderheit dieser Methode besteht zudem darin, dass sich infolge Parallelverschiebung für alle Frequenzkanäle stets der gleiche Gradient ergibt, womit im Idealfall über das gesamte Spektrum eine optimale Trennung der eigentlichen Signale von den Störkomponenten erreicht werden kann.

Ein Nachteil der parallelen VMT ist jedoch, dass sie weniger robust gegenüber dynamischen Einflüssen ist, da sich bei jedweder Stauchung oder Dehnung der Zeitachse (etwa infolge von Doppler-Effekten) die Absolutbeträge der Abstände zwischen den Frequenzkanälen ändern. Bei der parallelen VMT spielt das keine Rolle, da die signalinternen Proportionen auf diese Weise nicht gestört werden können.

Da mittels der VMT die Intersymbol-Interactions weitestgehend eliminiert werden können, somit empfängerseitig ein wesentlich eindeutigeres Abbild des von der Sendeeinheit ausgestrahlten Informationssignal rekonstruiert werden kann, lassen sich in Kombination mit dem bereits beschriebenen Ein- und Ausschalten der einzelnen Signalkomponenten (oder anstatt

dessen) die Information auch in feineren Variationen bestimmter Signalparameter oder Parameterkombinationen verschlüsseln. Neben den Frequenzen stehen nunmehr auch die Amplituden und Phasenwinkel der Signalkomponenten zur Verfügung. Demzufolge können praktisch alle Parameter in die Codierung eingezogen werden. Dazu einige Beispiele, an denen auch die Bedeutung des Bezugstones weiter erläutert werden soll.

7.1.2.1 Phasen-Differenz-Codierung

In der Anwendungspraxis versucht man vor allem, mittels der Phasencodierung eine Intensitätssteigerung in der Informationsübertragung zu erreichen. Wie eingangs festgestellt wurde, hängen die absoluten Phasenwinkel in der Hydroakustik jedoch von so vielen Faktoren ab, dass sie praktisch nicht verwendet werden können. Mehr oder weniger brauchbare Ergebnisse erhielt man erst durch die Einführung des Differential Encoding.

In dieser Hinsicht bietet nun das VMT-Verfahren einen weiteren Vorteil. In dem gegebenen Frequenzsystem kann durch konsequente Nutzung der signalinternen Bezüge für die Codierung eine weitere Relativierung erreicht werden. So können die Phasenwinkel in Form der jeweils im gegebenen Zeittakt aktuellen Relation zwischen Signalkomponente und Bezugskomponente bzw. Grundton festgelegt werden, wobei die Information nicht allein in dem Phasenwinkel der jeweiligen Komponente bezüglich des BK oder GT (als sogenannte vertikale signalinterne Referenz), sondern zusätzlich noch (wie auch bei der Methode des Differential Encoding) in der Differenz zwischen diesem und dem im letzten zuvor ermittelten relativen Phasenwinkel derselben Komponente als sogenannte horizontale signalinterne Referenz verschlüsselt wird. Durch die Relativierung über vier Stützstellen können Zufallseinflüsse weiter reduziert werden. Diese Methode sei hier als Phasen-Differenz-Codierung, abgekürzt PDC bezeichnet.

In dieser Methode spielt die Vorgeschichte der Empfangssignale praktisch keine Rolle mehr, die äußere Zeit verliert ihre Bedeutung für die Signalauswertung. An ihre Stelle tritt die relative, systeminterne Zeit, die z.B. anhand der momentanen Zykluszeit des GT abgelesen werden kann, welche - von außen betrachtet - von der jeweils aktuellen Frequenz abhängt. Die relativen Phasenwinkel lassen sich auf einfache Weise bestimmen, wenn beispielsweise im Auswerteprozess alle Signalkomponenten, d.h. Informationsfrequenzkanäle und Bezugsfrequenzkanal zunächst auf eine einheitliche Periodendauer normiert werden. Da im Ergebnis der proportionalen VMT eine Reihe von Störeffekten (selbst in Bewegung) eliminiert werden können, lassen sich auch die Phasendifferenzwinkel mit größerer Präzision ermitteln, was für eine feinere Diskretisierung, also die Unterscheidung von mehr Digitalzuständen und damit für eine weitere Steigerung der Informationsrate genutzt werden kann.

Aufgrund der stärker definierten Bezuges empfangenen Signalparameter zum ursprünglich generierten Signal könnte es gut möglich sein, in Kombination mit den Phasenwinkelwerten gleichzeitig auch verschiedene Amplitudenwerte für die Codierung zu nutzen, wodurch zusätzliche Zustände bereitgestellt und somit die Bitrate noch weiter erhöht werden kann.

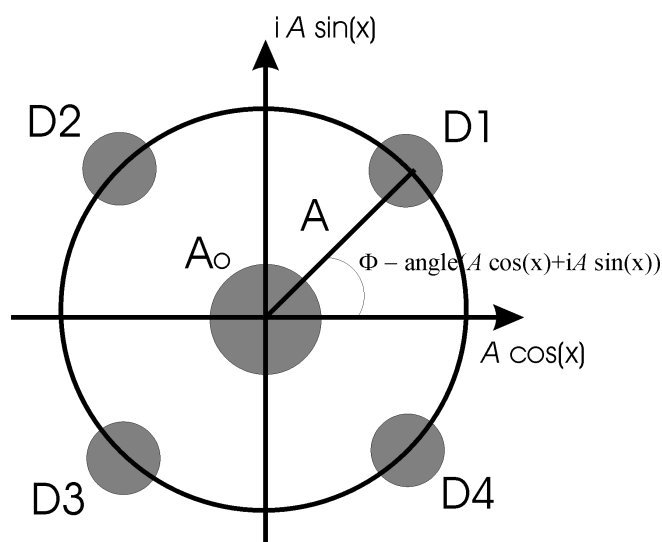


Abb. 14. Beispiel einer pentären Codierung eines Informationsfrequenzkanals.

Abb. 14 zeigt als Beispiel das Prinzip einer pentären Codierung eines Informationsfrequenzkanals, bei welchem noch ein zusätzlicher Zustand (Null-Amplitude) zu vier verschiedenen Phasenwerten hinzukommt. Die mit Bezugszeichen D1 bis D4 angegebenen Punkte sind Signalkomponenten, bei denen die Amplitude einen Schwellenwert A_0 überschreitet und vier unterschiedliche Phasenwinkel Φ bzw. vier Winkelbereiche digital unterschieden werden können, und Zustand D5 beinhaltet, dass die Amplitude der Signalkomponente kleiner als der Schwellenwert A_0 ist.

7.1.2.2 Phasen-Gradienten-Codierung

Trotz einiger Besonderheiten entspricht der oben beschriebene Ansatz doch noch weitgehend der in der Ingenieurtechnik üblichen Vorgehensweise. Die bioakustischen Analysen zeigen jedoch, dass die Delfine möglicherweise auch in dieser Hinsicht noch viel weiter fortgeschritten sind, indem sie gelernt haben, auch dynamische Parameteränderungen in die Codierung einzubeziehen. Das könnte auch aus bionischer Sicht interessant sein. Jedenfalls bietet das VMT-Verfahren durchaus auch die Möglichkeit, neben den konkreten Zuständen bzw. Proportionen der Signalparameter die Information auch in deren momentaner zeitlicher Veränderung,

d.h. in der dynamischen Charakteristik zu verschlüsseln. Diese Option verdient eine nähere Betrachtung.

Wenn man die einzelnen Informationsfrequenzkanäle etwas breiter auslegt, so besteht die Möglichkeit, kontinuierliche Phasenverschiebungen der betreffenden Signalkomponenten vorzunehmen und diese für die Informationscodierung zu nutzen. Diese Methode sei als Phasen-Gradienten-Codierung (PGC) oder Phasen-Geschwindigkeits-Codierung bezeichnet.

Die Abstände der Trägerfrequenzen zum Bezugston beziehen sich dann auf die Kennlinien der Mittelwerte („Sollfrequenzlinien“) der entsprechenden Kanäle. Während der Informationsübertragung können nunmehr in jedem Zeittakt die Frequenzen der einzelnen Informationsfrequenzkanäle innerhalb der gegebenen Bandbreite geringfügig (in Bezug auf die jeweiligen „Sollfrequenzen“) verschoben oder kontinuierlich verändert werden, wodurch eine kontinuierliche gleichförmige Phasenverschiebung (Drehung) der jeweiligen Informationsfrequenz gegenüber der Sollfrequenzphase bewirkt wird.

Betrachten wir auch hierzu ein Beispiel:

Gegeben sei ein System, in dem die Informationsfrequenzkanäle stets eine harmonische Reihe bilden, d.h. Frequenzänderungen nur mittels der proportionalen VMT durchgeführt werden. Herausgegriffen sei ein beliebiger Informationsfrequenzkanal, auf dem die entsprechende Frequenz nunmehr aber in einem gegebenen Taktintervall nicht exakt als Oberton des GT gesendet wird, sondern gegenüber der entsprechenden Sollfrequenz geringfügig (typischerweise weniger als 0,5 % des Sollwertes) nach oben oder unten verstimmt ist (siehe Abb. 15).

Aus Gründen der Anschaulichkeit wurden die Verhältnisse in Abb. 15 etwas übersteigert dargestellt. Im Grunde genommen wird hier eine Frequenzverschiebung vorgenommen, die so gering ist, dass sie empfängerseitig allein anhand der Frequenzanalyse schwerlich als Modulation erkannt und folglich auch nicht als digitale Zustandsgröße interpretiert werden kann. Die Frequenz liegt weiterhin im Schärfebereich des betreffenden Analysefilters. Je nachdem, ob sie nun aber etwas höher oder niedriger als ihr Sollwert ist, kommt es in der Überlagerung mit dem GT zu dem in Abb. 16a und b dargestellten Bild, in dem der relative Phasenwinkel kontinuierlich zu- bzw. abnimmt.

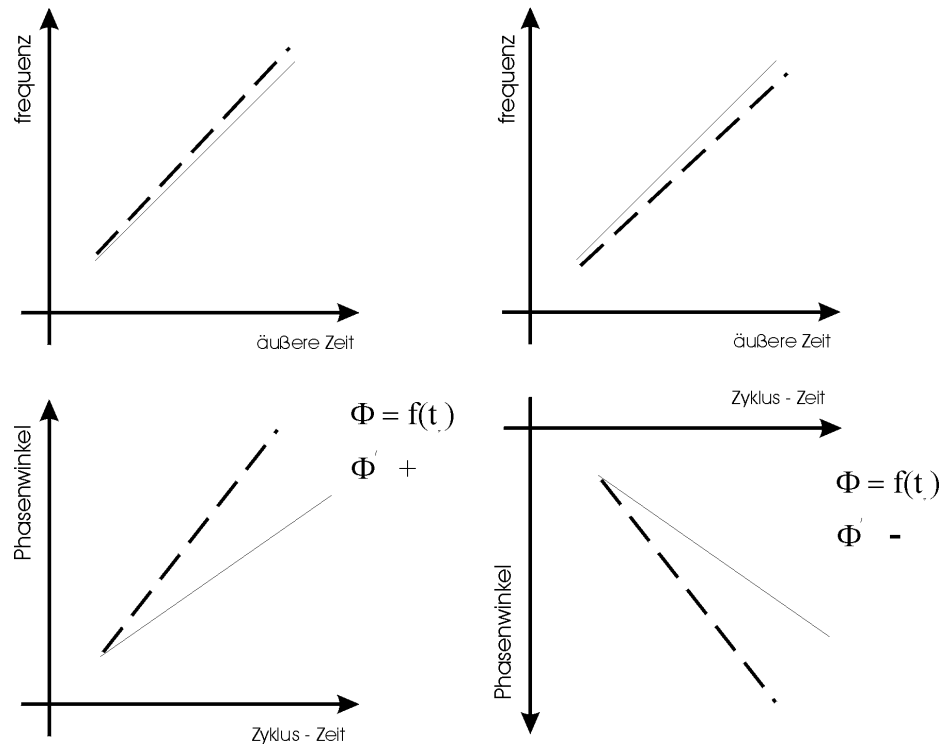


Abb. 15. Methode zur Erzeugung unterschiedlicher Phasen-Gradienten: Eine geringfügige proportionale Verstimmung der Trägerfrequenz (oben) bewirkt eine kontinuierlich zu- oder abnehmende Abweichung der Phasenwinkel gegenüber dem Erwartungswert. (Die dünnen Linien symbolisieren die Sollwerte).

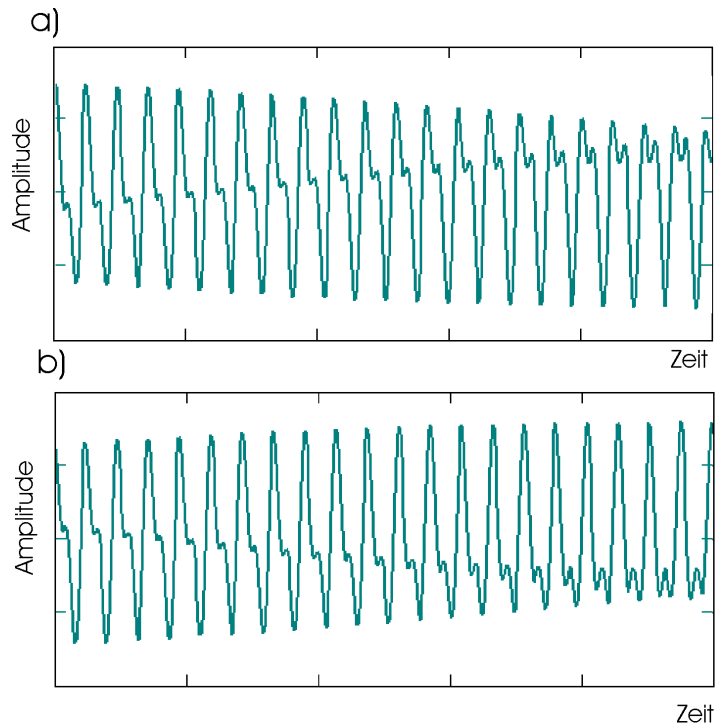


Abb. 16. Beispiel für eine Phasen-Gradienten-Codierung a) mit Rechts-, b) mit Linksdrehung der Informationsfrequenzphase gegenüber der Phase des Bezugsfrequenzkanals.

Die Phase der Frequenz des Informationsfrequenzkanals eilt der des Obertones voraus oder bleibt entsprechend zurück. In dem entsprechenden Takt wird somit ein Phasengradient erzeugt, dessen Richtung schon mit dem bloßen Auge erkannt und gleichermaßen unproblematisch bestimmt werden kann.

Bei Auswertung der Phasenänderungen in Bezug zur momentanen Phase des Obertones des GT ergibt sich im vorliegenden Fall ein konstanter Anstieg. Zyklisch betrachtet ergibt sich eine gleichförmige Rechts- bzw. eine Linksdrehung der Informationsfrequenzphase gegenüber der Phase des Obertons des Bezugsfrequenzkanals. In diesem Fall können neben dem relativen Phasenwinkel (auch hier wird natürlich die Phasen-Differenz-Codierung zugrunde gelegt) allein schon durch die Bestimmung der Vorzeichen ersten Ableitung der auf die systeminterne Zeit bezogenen Funktion Φ' zwei weitere Zustände ermittelt werden. Doch das ist für praktische Anwendungen vielleicht schon zu diffizil.

Halten wir jedoch fest, dass in der Signalanalyse der Drehsinn, d.h. die Richtung des Phasengradienten möglicherweise wesentlich leichter bestimmt werden kann, als z.B. der Betrag der Phasenverschiebung.

Dieser Vorgang kann nun in jedem Zeittakt für jeden Informationskanal individuell angewendet werden. Nutzt man ihn z.B. in Kombination mit dem bisher beschriebenen einfachen Ein- und Ausschalten, ergeben sich für jeden Informationskanal in einem gegebenen Zeittakt bezüglich des Obertons des GT bis zu vier unterschiedliche diskrete Zustände: 1. Kein Signal, 2. Signal mit positivem Phasengradient, 3. Signal mit negativem Phasengradient und 4. Signal ohne Phasengradient, wobei man ggf. in der Praxis auf den 4. Zustand verzichten wird, da die quaternäre Codierung *de facto* eine ternäre Phasengradientencodierung beinhaltet, die unter Umständen nicht ganz so sicher wie die binäre zu realisieren ist, weil sich einer dieser Digitalwerte auf einen singulären Geschwindigkeitswert (Null) bezieht. Diese Problematik hängt aber von der jeweiligen Empfangsqualität ab, denn senderseitig lassen sich alle Gradienten in der Regel mit großer Präzision generieren.

Welche Auflösungsmöglichkeiten das VMT- Verfahren tatsächlich bringt, müssen praktische Versuche zeigen. Aus theoretischer Sicht scheint es jedenfalls durchaus möglich, neben den eigentlichen Zustands- bzw. Proportionswerten auch deren zeitliche Veränderungen in die Codierung einzubeziehen. Daraus würden sich vielfältige Variations- und Kombinationsmöglichkeiten ergeben, die zur Steigerung der Informations-Übertragungsrate bzw. für eine größere

Adaptivität des Übertragungssystems an unterschiedliche Einsatzbedingungen genutzt werden können. Zuvor ist jedoch zu klären, wie die in der Grundstruktur bereits hinreichend komplexen VMT-Signale signaltechnisch aufbereitet und ausgewertet werden können.

7.2 Verfahren zur Verarbeitung von frequenzvariablen Wellensignalen und dessen technische Realisierung

Als wesentlichste Probleme der akustischen Datenübertragung unter Wasser wurden die Intersymbol Interactions (ISI) und die Doppler-Effekte genannt. Die ersten ergeben sich aus der Mehrwegeausbreitung der Signale im Übertragungskanal, woraufhin dann beim Empfänger gleichzeitig eine Vielzahl von Multipath Arrivals ("Abbilder" ein und desselben Signals) eintrifft. Abb. 17 veranschaulicht diesen Effekt anhand des Empfangsergebnisses für einen kurzen CW-Puls).

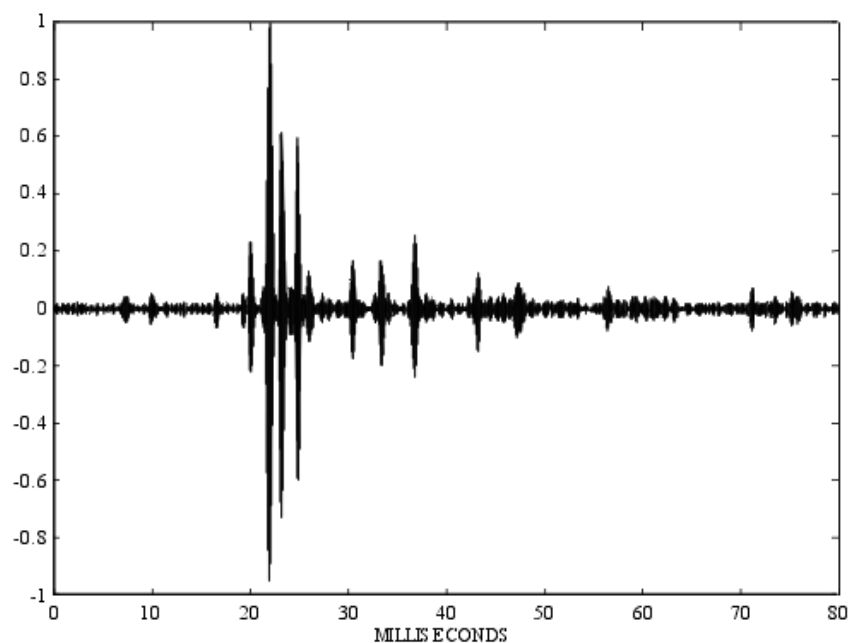


Abb. 17. Channel Response für einen kurzen CW-Puls (aus [21]).

Infolge der Überlagerung können insbesondere bei längeren Signalen Phasenverschiebungen und Amplitudenschwankungen bis hin zur völligen Auslöschung auftreten. Doppler-Effekte spielen in erster Linie bei bewegten Objekten eine Rolle, können in geringerem Maße aber auch durch bewegte Grenzflächen des Übertragungskanals verursacht werden.

Im Abschnitt 7.1.2 wurde dargestellt, dass ein Großteil dieser physikalisch bedingten Probleme umgangen bzw. kompensiert werden kann, wenn zur Übertragung der Wellensignale das Variable Mehrkanalige Transmission (VMT) bezeichnete Verfahren verwendet wird.

Im Ergebnis der VMT hat das Empfangssignal jedoch eine sehr komplexe Struktur. Es verkörpert eine modulierte Welle, in der die vom Sender ausgesandte Bezugswelle und die Informationswellen jedoch meist nicht in reiner Form, sondern als Überlagerung der verschiedenen Multipath Arrivals sowie diverser Rauschanteile enthalten sind. Wenn während der Informationsübertragung die Frequenzen der Bezugswelle(n) und der Informationswelle(n) nicht konstant gehalten sondern synchron zueinander verändert werden (siehe Abb. 10 und Abb. 13), dann treffen die diversen Multipath Arrivals, die unterschiedlich lange zum Empfänger gebraucht haben, zu einem gegebenen Zeitpunkt t_i (vergl. senkrechte Hilfslinie in Abb. 11) nicht nur mit unterschiedlicher Amplitude und Phasenlage, sondern auch mit unterschiedlichen Frequenzen bei diesem ein. In dem empfangenen Signal kann demzufolge je nach Beschaffenheit des Übertragungskanals jeder der verwendeten Frequenzkanäle durch ein mehr oder minder komplexes Spektrum von Multipath Arrivals (exemplarisch jeweils durch drei parallele Linien in Abb. 11 dargestellt) repräsentiert sein. Die betreffenden Spektralanteile seien im weiteren als Komponentenanteile bezeichnet.

Die Schwierigkeit besteht nun darin, die in einem solchermaßen komplexen Empfangssignal enthaltenen Informationen so zu verarbeiten, dass die diversen, ja immer noch darin enthaltenen Störungen, Verzerrungen etc. eliminiert und die für die Informationscodierung verwendeten Signalparameter empfängerseitig rekonstruiert werden können.

In diesem Kapitel soll nun die Entwicklung geeigneter Verfahren für die Aufbereitung, Entzerrung und Bereinigung von VMT- Empfangssignalen dargestellt werden, in deren Ergebnis es möglich wird, die zur Informationscodierung verwendeten Signalparameter mit der größtmöglichen Sicherheit zu bestimmen. Dabei besteht die wichtigste Aufgabe zunächst darin, aus der Vielzahl der Multipath Arrivals nach Möglichkeit stets diejenigen Komponentenanteile mit den geringsten Übertragungsverlusten zu isolieren und zu analysieren. Im gleichen Kontext soll versucht werden, möglichst auch eine vollständige Kompensation von Doppler-Effekten zu erreichen.

7.2.1 Drei Basisfunktionen des Verfahrens

Das Verfahren beinhaltet drei wesentliche Grundfunktionen, die auf unterschiedliche Weise realisiert und kombiniert, ggf. auch einzeln angewendet werden können. Diese Grundfunktionen seien, als „Kanal- Reinigung“, abgekürzt KR, als vollständige Doppler- Kompensation, abgekürzt vDK und als „Kanal- Tuning“, abgekürzt KT bezeichnet. Die entsprechenden

Grundprinzipien seien zunächst separat erklärt, bevor dann auf die experimentellen Überprüfungen (Simulationen und Tests in natürlicher Übertragungsstrecke) eingegangen wird:

7.2.1.1 Kanalreinigung

Die KR beinhaltet die Identifikation des jeweils besten Multipath Arrivals und deren signaltechnische Separation bei gleichzeitiger Minimierung der Intersymbol Interaction. Sie kann ihrerseits bereits eine teilweise Doppler- Kompensation einschließen, welche für eine Reihe von Anwendungen bereits ausreichen kann.

Betrachten wir nun als Beispiel den Fall, dass die Doppler-Effekte keine wesentliche Rolle spielen, der Empfang aber durch die Überlagerung diverser Multipath Arrivals beeinträchtigt wird. Derartige Übertragungsbedingungen sind u.a. häufig bei der akustischen Kommunikation mit oder zwischen stationären Objekten unter Wasser anzutreffen. Jede der Signalkomponenten ist dann durch ein ganzes Spektrum von Multipath Arrivals repräsentiert (vergl. schematische Darstellung in Abb. 11 und Abb. 19a). In unserem Fall wird angenommen, dass ein gesendetes Signal beispielsweise drei unterschiedlichen Laufwege durchläuft, und empfängerseitig jede Frequenzkomponente jeweils drei unterschiedliche Multipath Arrivals aufweist (Abb. 19). Das Verfahren zur Signalverarbeitung muss nun vor allem gewährleisten, dass die Intersymbol Interactions minimiert werden.

Obwohl, wie eingangs festgestellt wurde, im Ergebnis der VMT die diversen Multipath Arrivals mit unterschiedlichen Frequenzen beim Empfänger eintreffen, ist es in der Praxis nicht möglich, gleich im ersten Schritt für jede Komponente das jeweils günstigste Multipath Arrival aus dem betreffenden Spektrum herauszufiltern, da diese meist sehr dicht beieinander liegen und die Frequenzen nicht feststehen. Auch mitlaufende Bandpassfilter können nicht genügend scharf dafür eingestellt werden.

Eingangs wurde jedoch vorausgesetzt, dass es möglich sein muss, zumindest die entsprechenden Spektren der Bezugs- und Informationskomponenten voneinander zu trennen. Da ist wichtig, weil die zumindest eine Bezugskomponente ($B_1; B_2; \dots ; B_N$), welche im Übertragungsprozess in etwa den gleichen Einflüssen (z. B. von Doppler, Kanalgeometrie, Schichtstruktur) ausgesetzt war, eine signalinterne Referenz liefert, mit deren Hilfe die Informationskomponenten entzerrt und analysiert werden sollen. Falls man nicht unbedingt an der harmonischen Anordnung festhalten möchte, um z.B. in einem gegebenen Band gleichzeitig mehr Informationskomponenten unterzubringen, sollte jedoch unbedingt sicher gestellt werden, dass

die Bezugskomponente gut separiert werden kann. Abb. 18 enthält dazu einige Lösungsvorschläge.

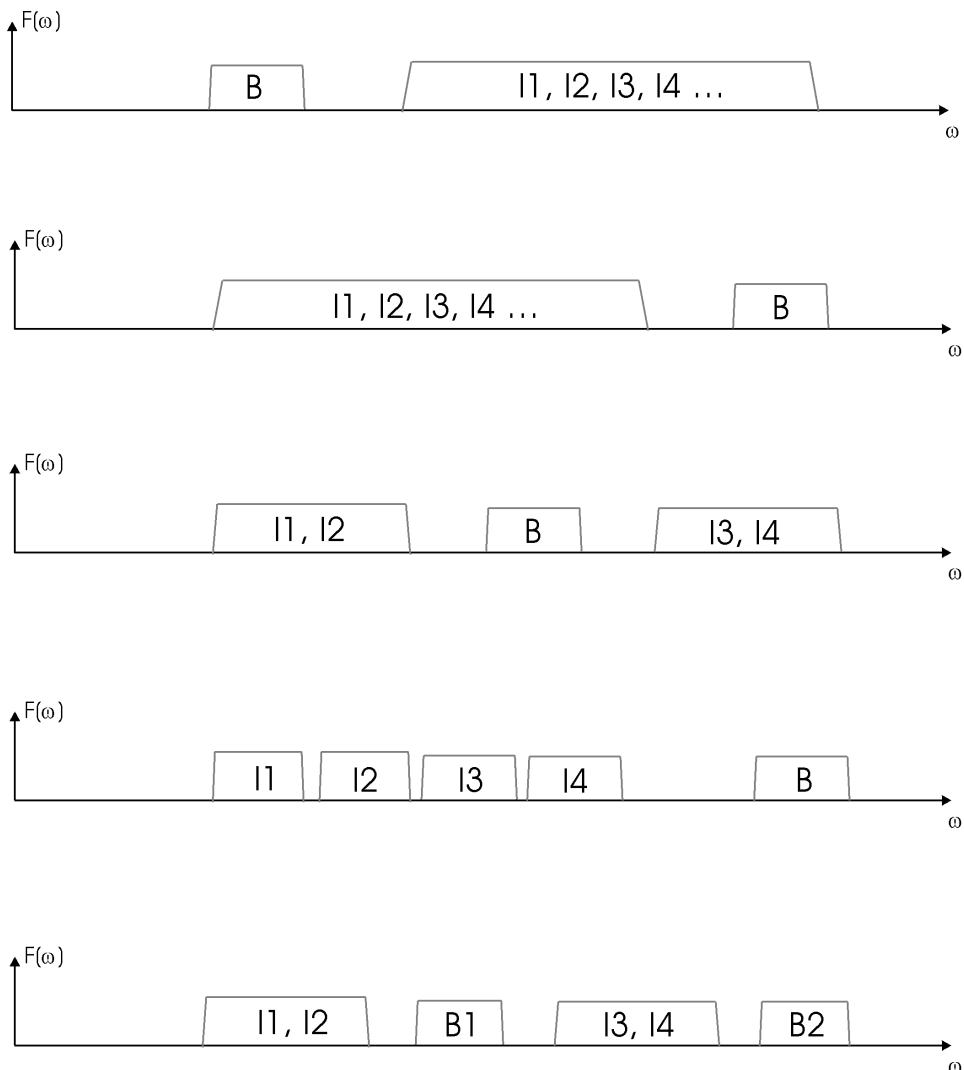


Abb. 18. Schematische Darstellung für Frequenzenanordnung bei verschiedenen Anwendungen.

Anhand der schematischen Darstellung in Abb. 19 sollen im Folgenden die einzelnen Schritte der Signalbearbeitung näher erläutert werden. Dazu ist anzumerken, dass es vom Prinzip her keinen Unterschied macht, ob das Empfangssignal in analoger Form oder als digitaler Datensatz vorliegt. Auch wenn sich die nachfolgenden Erklärungen im wesentlichen auf die Bearbeitung digitalisierter Empfangssignale beziehen, sei hier der Hinweis gegeben, dass alle im weiteren aufgeführten Operationen mittels geeigneter Schaltungen auch für analoge Signale durchgeführt werden können.

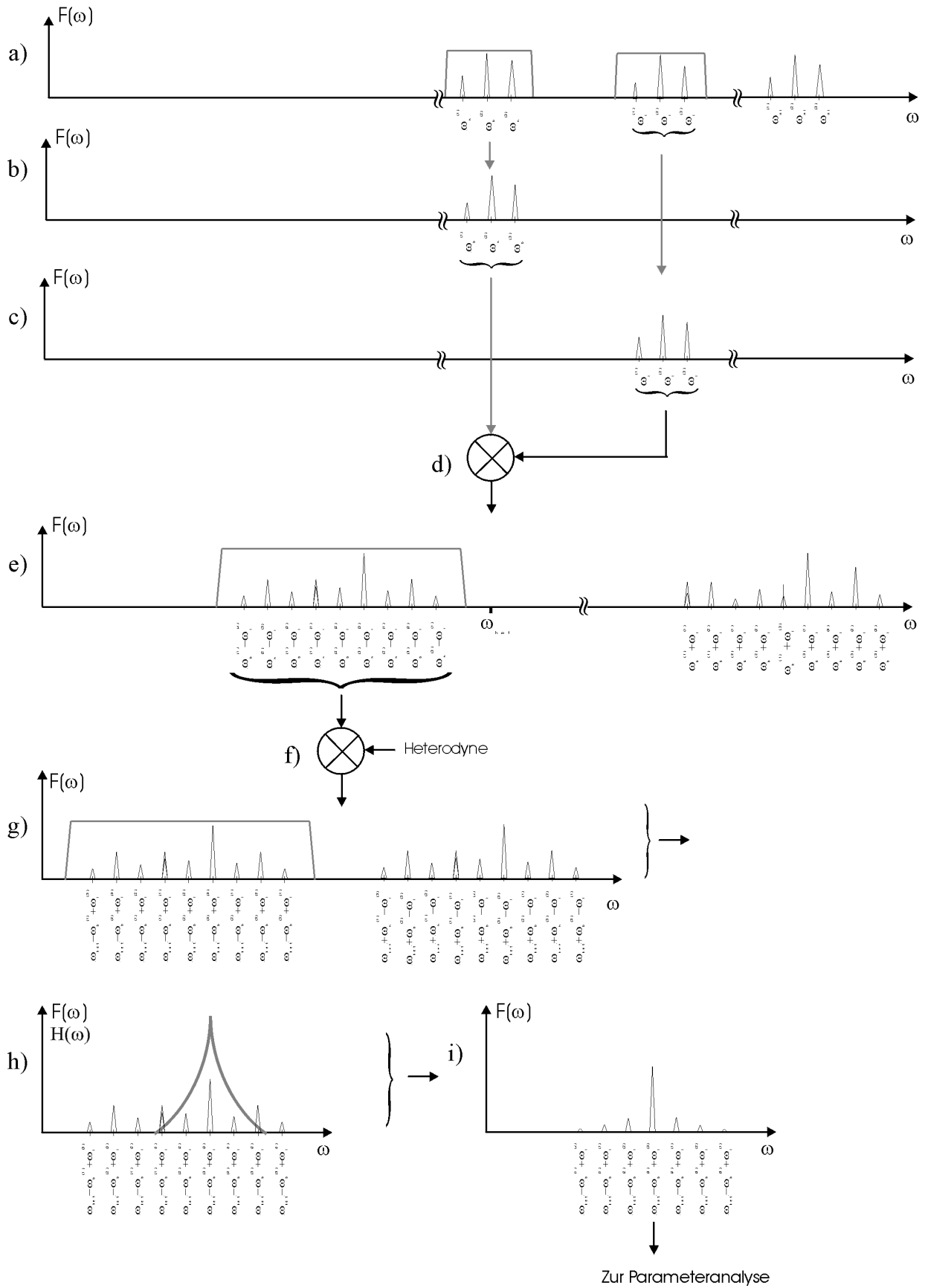


Abb. 19. Schematische Darstellung einer Grundvariante für den Ablauf des Verfahrens.

Schrittfolge der Signalbearbeitung.

Die Signalbearbeitung kann in fünf grundlegende Bearbeitungsschritten untergliedert werden:

Der erste Schritt beinhaltet, dass das vom Empfänger aufgenommene Signal (Abb. 19a) mittels geeigneter Filter in die Bezugskomponente (B) und die Informationskomponenten (I1; I2; ...; IN) getrennt wird (Abb. 19b und c).

Diese Aufgabe kann dadurch erleichtert werden, dass die Trennbarkeit der Komponenten bereits bei der Abstimmung von Sender und Empfänger berücksichtigt wird (siehe Abb. 18). Es sei vermerkt, dass es zwar vorteilhaft, in einer Reihe von Anwendungen jedoch nicht obligatorisch ist, im ersten Schritt auch gleich die einzelnen Informationskomponenten (I1; I2; ...; IN) voneinander zu trennen. Falls die Informationskanäle so gewählt wurden, dass ihre Frequenzen eng beieinander liegen, können sie zunächst auch gemeinschaftlich behandelt werden. Die Trennung kann dann in einem späteren, ggf. besser geeigneten Bearbeitungsschritt erfolgen.

Der zweite Schritt beinhaltet eine paarweise Bearbeitung der jeweiligen informations-tragenden Signalkomponente mit der einen jeweils am besten geeigneten Bezugs- bzw. Referenzkomponente.

Nach Multiplikation der Bezugskomponente mit der jeweiligen Informationskomponente (Abb. 19d) erhält man jeweils zwei Spektren von Zwischenfrequenzen, die unterschiedlich hoch liegen und unterschiedlich schnell laufen (Abb. 19e). In dem Anteil mit den tieferen Frequenzen sind mögliche Doppler- Effekte reduziert, während sie in dem anderen Spektralband verstärkt werden. Es bietet sich an, das jeweils niedrigere Frequenzband z. B. mittels eines Tief-Pass-Filters für die weitere Bearbeitung herauszufiltern. Falls das zweite Seitenband nicht stört, kann es auch mitgeführt werden, d.h. die Filterstufe kann eingespart werden.

Als Nebenergebnis kann dieser Bearbeitungsschritt helfen, die Frequenzstabilisierung vorzubereiten, welche die Hauptaufgabe vom dritten Schritt verkörpert.

Falls erforderlich kann nach jedem Teilschritt auch eine Neuskalierung der Amplituden erfolgen und nicht benötigte Seitenfrequenzen können weggefiltert werden, falls diese den weiteren Bearbeitungsablauf stören sollten. Beides gilt auch für den dritten Schritt.

Im **dritten Schritt** wird das zumindest ein verbliebenes Frequenzband mit einer system-internen generierten Hilfsfrequenz multipliziert (Abb. 19f), deren Charakteristik so gewählt wird, dass im Ergebnis der Multiplikation der ein Anteil der zweiten Zwischenfrequenzen fest steht, d.h. sich diese betreffenden Frequenzen zeitlich nicht mehr ändern (Abb. 19g).

Die Charakteristik der jeweiligen Hilfsfrequenz ($H_1; H_2; \dots H_N$) ergibt sich entweder aus der zwischen Sender und Empfänger festgelegten oder operativ vereinbarten Abstimmung hinsichtlich der für die Informationsübertragung verwendeten Signalstruktur oder sie wird im Rahmen einer im Vorfeld der Informationsübertragung durchgeführten Sondierung des Übertragungskanals (Kanaltraining; siehe unten) bestimmt.

In dem Sinne gewährleistet der **Dritte Schritt** die Überführung der Signalkomponenten in stehende Zwischenfrequenzen ($Z'1; Z'2; \dots; Z'N+X$), die sich dann vorteilhaft weiter bearbeiten lassen. Einer dieser Vorteile besteht beispielsweise darin, dass die stehenden Zwischenfrequenzen ($Z'1; Z'2; \dots; Z'N+X$) in einem für die im vierten Schritt nachfolgende Filterstufe optimalen Frequenzfenster platziert werden können, das gleichzeitig auch den Einsatz besonders scharfer Filter ermöglicht.

Um die Aufgabe des **Vierten Schrittes** zu erklären, wurde in Abb. 20 nochmals etwas detaillierter eine Vielzahl von Komponentenspektrumsanteile schematisch dargestellt. Diese Abbildung veranschaulicht, dass anhand eines solchen Spektrums stabiler Zwischenfrequenzen offensichtlich noch keine verlässlichen Aussagen z. B. über die Phasenlage zu machen sind, da die diversen Komponentenspektrumsanteile zu unterschiedlichen Zeiten verschieden stark (Abb. 20) repräsentiert sein können.

Deshalb wird nunmehr (Abb. 19h) eine zusätzliche Filterstufe eingefügt, für die im Prozess eines vorangegangenen Kanaltrainings (Beschreibung folgt weiter unten) für jede Komponente die bestmögliche Trennschärfe für das insgesamt stärkste Multipath Arrival eingestellt wurde. Die graue Linie in Abb. 19h soll zeigen, dass die Flanken dieser Filter sehr steil eingestellt werden können. Folglich können die Einflüsse der übrigen Multipath Arrivals auf die bestmögliche Weise minimiert werden (Abb. 19i).

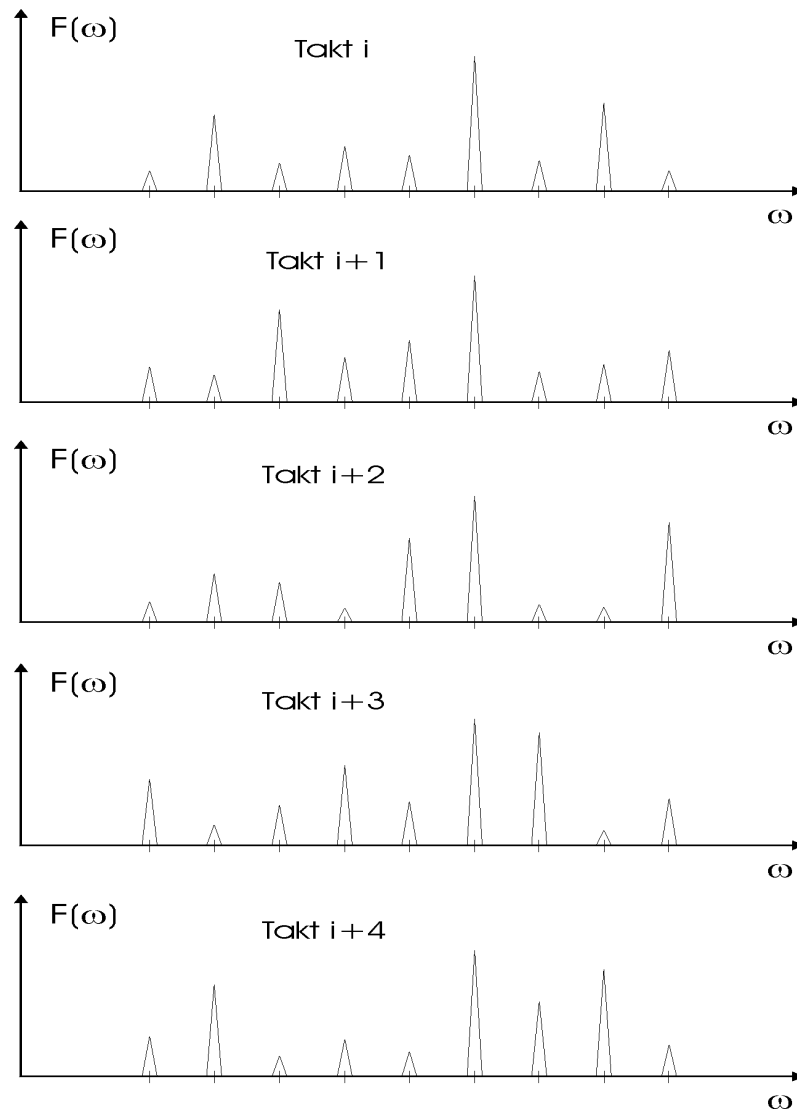


Abb. 20. Schematische Darstellung einer Signalkomponente plus Störanteile nach der Überführung in stehende Zwischenfrequenzen. Die diversen Komponentenspektrumsanteile, können zu unterschiedlichen Zeiten (hier exemplarisch im Ablauf von 5 Takten) verschieden stark repräsentiert sein.

Abb. 21 veranschaulicht schematisch, dass im Ergebnis einer solchen scharfen Filterung aus der Vielzahl der in Abb. 20 noch fluktuierenden Multipath Arrivals eine eindeutige Auswahl getroffen und der Einfluss der übrigen Anteile unterdrückt werden kann.

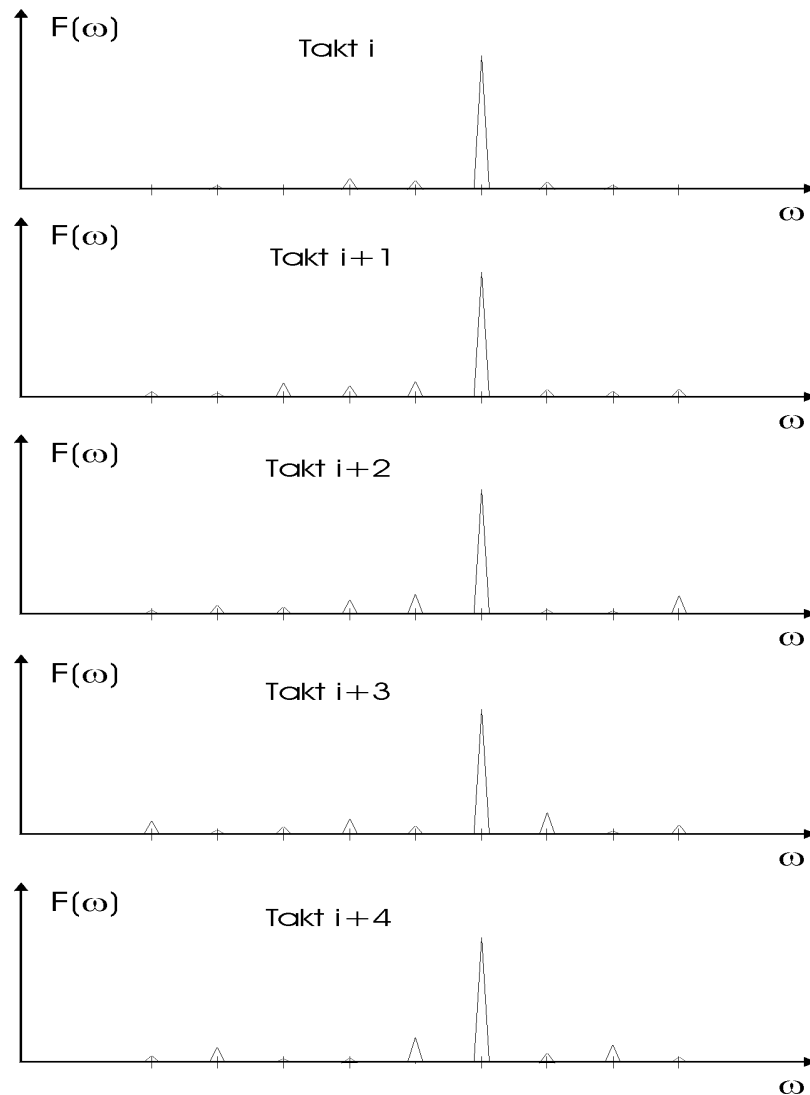


Abb. 21. Schematische Darstellung, dass im Ergebnis der scharfen Filterung aus der Vielzahl der in Abb. 20 noch fluktuierenden Multipath Arrivals eine eindeutige Auswahl getroffen und der Einfluss der übrigen Anteile unterdrückt werden kann.

Somit besteht die Hauptaufgabe des vierten Schrittes des Signalverarbeitungsverfahrens darin, aus den nunmehr frequenzstabilen Spektren der diversen Multipath Arrivals, für jede Signalkomponente den jeweils am besten geeigneten Spektrumanteil herauszufiltern und dabei mögliche Störeinflüsse der übrigen Spektrumanteile zu minimieren. Letzteres schließt ein, dass in diesem Zuge auch die Signalkomponenten voneinander getrennt werden können, falls dieses nicht oder noch nicht vollständig im Ersten Schritt erfolgt ist. Beispielsweise können die jeweils nicht benötigten, d.h. gerade nicht zur Auswertung anstehenden Spektralanteile ausgeblendet, d.h. jeweils weggefiltert werden. Im Ergebnis erhält man für jede der informationstragenden Signalkomponenten einen klar definierten Repräsentanten, anhand dessen sich die für

die Informationscodierung verwendeten Signalparameter (etwa die Amplitude und/oder die Phasenlage) auf bestmögliche Weise rekonstruieren lassen.

Der gesamte, in diesem Zusammenhang beschriebene Prozess sei als „Kanalreinigung“ (KR) bezeichnet.

Der fünfte Schritt beinhaltet schließlich die Bestimmung der für die Informationscodierung relevanten Signalparameter anhand der im Ergebnis von Schritt 2 und / oder 4 aufbereiteten Signalkomponenten.

Parameterbestimmung:

Die solchermaßen aufbereiteten und von störenden Kanaleinflüssen weitestgehend bereinigten Signalkomponenten können nunmehr einer detaillierten Parameteranalyse unterzogen werden. Dabei lassen sich sowohl die Amplituden als auch die Phasen der informationstragenden Signalanteile mit größtmöglicher Genauigkeit und Reproduzierbarkeit ermitteln.

Falls zur Bestimmung der Phasenwinkel eine Projektion auf Quadratur-Schwingungen durchgeführt werden soll, können ggf. zur Komponentenzersetzung erforderliche Quadratur-Komponenten (Sin- und Cos- Schwingungen bestimmter Frequenz) systemintern generiert werden. Letzteres ist technisch kein Problem, da dem System die Einstellungen der letzten (scharfen) Filterstufe und damit die Frequenzen der informationstragenden Signalanteile bekannt sind. Je nach verwendeter Codierungsform können aber auch vom Anwender aus dem breiten Repertoire der bekannten Algorithmen die jeweils am besten geeigneten ausgewählt und eingesetzt werden.

In der oben beschriebenen Form kann die KR vorzugsweise in Verbindung mit einer proportionalen VMT (vergl. Abb. 10) eingesetzt werden. Sie lässt sich aber auch problemlos an die parallele VMT (vergl. Abb. 13) anpassen. Im Fall der parallelen VMT führt die Multiplikation von Bezugs- und Informationskomponente unmittelbar zu stehenden Zwischenfrequenzen, so dass sich ggf. die Multiplikation mit Hilfsfrequenzen erübrigt. Sollte ein solcher Zwischenschritt dennoch zweckmäßig sein, beispielsweise um das betreffende Frequenzband in ein bestimmtes Filterfenster zu schieben, so kann dieses leicht durch Multiplikation mit jeweils einer konstanten Hilfsfrequenzen geschehen. Das liegt aber im Spielraum der obigen Beschreibung.

7.2.1.2 Kanaltraining und Kanal-Tuning

Im Vorfeld der Informationsübertragung ist anhand von geeigneten Testsignalen zunächst sicherzustellen, dass die Signalstruktur (insbesondere die zeitliche Frequenzänderung) möglichst optimal an die jeweiligen Übertragungsbedingungen angepasst ist und / oder das zumindest gewährleistet wird, dass der Empfänger stets im erforderlichen Maße die Komponententrennung vornehmen kann.

Wenn diese Voraussetzung erfüllt ist, kann die im Folgenden als „Kanal-Tuning“ bezeichnete Prozedur durchgeführt und dann ggf. in geeigneten Zeitabständen auch wiederholt werden. Sie dient dazu, für das Verfahren optimale, d.h. auf bestmögliche Weise an die aktuellen Übertragungsbedingungen angepasste Filtereinstellungen zu ermitteln.

Dazu bietet es sich an, etwas längere Signale ohne Codierung zu senden, welche im übrigen aber bereits die zur Informationsübertragung vorgesehene Charakteristik besitzen. Hierbei liegt es im Ermessen des Anwenders, ob alle Frequenzkanäle gleichzeitig verwendet werden, oder ob das Kanal-Tuning anhand von Testsignalen durchgeführt wird, die nacheinander jeweils eine Bezugskomponente und eine oder mehrere Informationskomponente(n) enthalten. Die jeweilige Vorgehensweise muss natürlich auf die entsprechend ausgewählte Variante des Signalbearbeitungsverfahrens abgestimmt sein.

Die empfangenen Testsignale durchlaufen zunächst ebenso wie in der KR alle für die betreffende Variante vorgesehenen Bearbeitungsstufen bis zur Bildung der stabilen Zwischenfrequenzen (Abb. 22). Auf dieser Ebene wird dann für jede der zur Auswertung vorgesehenen Signalkomponente (bzw. aus der jeweiligen Informations- und Bezugskomponente gebildeten Mischkomponente) individuell eine Analyse der Energiedichteverteilung in dem gegebenen Frequenzspektrum durchgeführt. Für eine solche Analyse kann beispielsweise eine FFT angewendet werden.

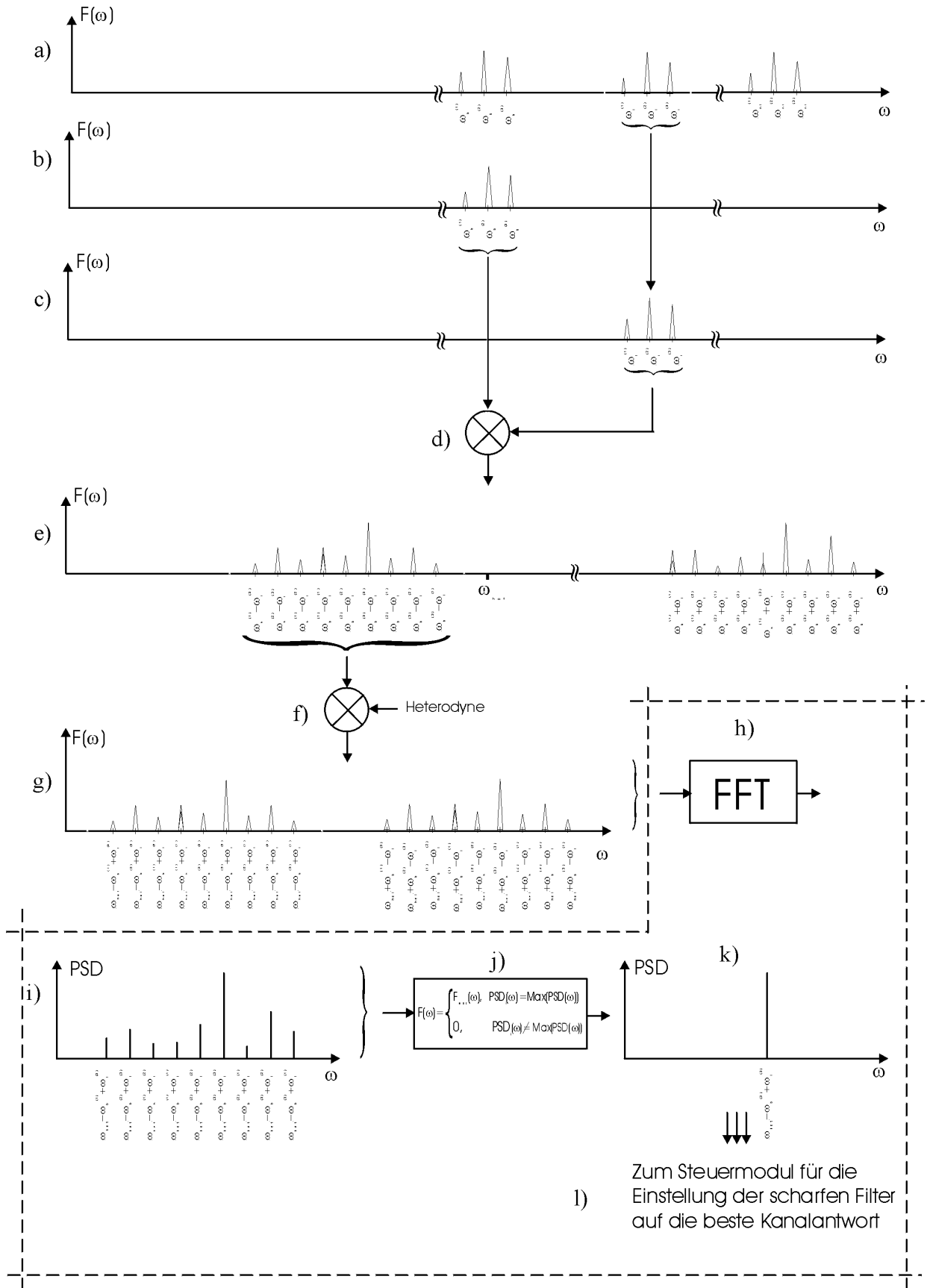


Abb. 22. Schematischer Grundbau für das Kanal-Tuning.

Anhand dieser Auswertungsergebnisse wird dann das jeweils am besten geeignete Multipath Arrival (typischerweise die energiereichste) ausgewählt, für die nunmehr die jeweils bestmögliche Einstellung der "scharfen" Filter vorgenommen und abgespeichert wird. Nachdem die betreffenden Einstellungen für alle Komponenten festgelegt sind, kann die eigentliche Informationsübertragung beginnen. Die Filtereinstellungen werden dann bis zum nächsten Kanal-Tuning beibehalten.

Speziell bei der akustischen Datenübertragung unter Wasser sind die Übertragungsbedingungen oftmals nicht zeitlich stabil. In solchen Fällen bietet es sich an, das Kanal-Tuning in geeigneten Zeitabständen zu wiederholen, d.h. die Einstellungen der scharfen Filter regelmäßig zu aktualisieren.

7.2.1.3 Lösung des Doppler-Problems

Bei der Kommunikation von oder mit schnell bewegten Sende- oder Empfangsplattformen kann die im oben beschriebenen Verfahren der Kanalreinigung bereits enthaltene Doppler-Kompensation möglicherweise nicht mehr ausreichen. Mittels einer zusätzlichen Maßnahme ist es jedoch möglich, in den VMT-Empfangssignalen auch sehr starke Doppler-Belastungen vollständig zu eliminieren.

Zur Erläuterung der Grundprinzipien der vollständigen Doppler-Kompensation (vDK) sei hier zunächst ein einfaches Beispiel ausgewählt, bei dem der niedrigste Frequenzkanal die Bezugskomponente liefert und die Frequenzen der Informationskanäle eine harmonische Reihe bilden, d.h. in einem ganzzahligen Verhältnis zur Bezugsfrequenz stehen. Falls seitens des Senders eine Variation der Frequenzen erfolgt, so mittels der pVMT. Seitens des Empfängers werden alle Signalkomponenten gleich im ersten Schritt, mittels einer Kaskade von Bandpassfiltern (BPF) voneinander getrennt. Der Einfachheit halber seien zunächst auch ideale Übertragungsbedingungen angenommen, so dass jede Komponente nur aus einem Multipath Arrival besteht und alle Komponenten in etwa mit der gleichen Stärke gesendet und empfangen werden können. An diesem Beispiel soll zunächst erklärt werden, dass und wie durch eine geeignete Bearbeitung eine vollständige Doppler-Kompensation erfolgen kann.

Das Doppler-Problem besteht darin, dass infolge von Relativbewegungen zwischen Sender und Empfänger Frequenzverschiebungen auftreten die oftmals nicht genau vorhergesagt werden können. Damit lassen sich aber auch die Phasenlagen der Informationssignale nicht

mehr genau bestimmen, was erhebliche Einschränkungen für alle Formen der Informationsübertragung bedeutet, die eine Phasencodierung verwenden. Dieses Problem kann mittels der differenziellen Phasencodierung, bei der nicht die Phasenwinkel an sich sondern nur deren Veränderung von Takt zu Takt betrachtet wird, etwas reduziert, jedoch nicht grundsätzlich gelöst werden.

Es lässt sich jedoch eine nahezu hundertprozentige Doppler-Kompensation erreichen, wenn die einzelnen Informationskomponenten auf geeignete Weise jeweils gemeinsam mit der Bezugskomponente bearbeitet werden. Eine Lösung beinhaltet, einen paarweisen Doppler-Abgleich (pDA) durchzuführen, der auf unterschiedliche Weise realisiert werden kann. Eine einfache Möglichkeit soll im folgenden Beispiel etwas ausführlicher erläutert werden:

Exemplarisch für alle anderen sei hier für einen Zeittakt die Bearbeitung der ersten Informationskomponente dargestellt, deren Frequenz f_{ik} und demzufolge auch deren Winkelgeschwindigkeit ω_{ik} doppelt so groß ist, wie die entsprechenden Werte f_b und ω_b der Bezugskomponente (harmonische Anordnung). Angenommen, das Empfangssignal liegt in digitalisierter Form vor, dann können die vom Sender abgegebenen Signalanteile $send_b$ und $send_{ik}$ in der folgenden Form dargestellt werden:

$$send_b[n] = \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(\omega n t_s + k\omega (n t_s)^2) \quad (1)$$

$$send_{ik}[n] = \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(2\omega n t_s + k2\omega (n t_s)^2 + \theta_{ik} + \theta_{inf}) \quad (2)$$

wobei N - die Gesamtzahl der Abtastungen in dem gegebenen Taktintervall, n - die Nummer der jeweils aktuelle Abtastung, t_s - die Länge der Zeitintervalle in denen die Abtastung erfolgte und demzufolge $n t_s$ - die diskrete Zeit, E die Energie, θ_{ik} - die Anfangsphase und θ_{inf} den für die Codierung verwendeten Winkel der Informationskomponente bezeichnen und Faktor k die Steilheit der bei der proportionalen VMT aktiv erzeugten Frequenzverschiebung definiert.

Allgemein kann k eine beliebige geeignete Funktion der Zeit sein, positive oder auch negative Werte annehmen oder auch Null sein. Letzteres bedeutet, dass die Verwendung konstanter Sendefrequenzen als Spezialfall in die Betrachtung eingeschlossen ist.

Da die Phasenlage der Bezugsfrequenz senderseitig nicht verändert und im weiteren auch keine Rolle spielen wird, wurde in Gleichung (1) der betreffende Wert gleich Null gesetzt.

Infolge der Doppler-Beaufschlagung unterscheiden sich die empfangenen Signalkomponenten $empf_b$ und $empf_{ik}$ von den gesendeten durch ein zusätzliches Glied:

$$empf_b[n] = \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(\omega n t_s + k\omega(n t_s)^2 + D(\omega n t_s + k\omega(n t_s)^2)) \quad (4)$$

$$empf_{ik}[n] = \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(2\omega n t_s + k2\omega(n t_s)^2 + D(2\omega n t_s + k2\omega(n t_s)^2) + \theta_{ik} + \theta_{inf}) \quad (5)$$

wobei D - den Doppler- Koeffizient bezeichnet, der das Verhältnis von Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger (mit positivem Vorzeichen bei gegenseitiger Annäherung und negativem Vorzeichen bei Entfernung) und der Geschwindigkeit der Signalausbreitung im Übertragungsmedium beinhaltet.

Anhand der unterstrichenen Glieder dieser Gleichungen wird deutlich, dass sich die Doppler-Beaufschlagung der beiden Signalkomponenten genau um den Proportionalitätsfaktor unterscheidet, der auch das Verhältnis der entsprechenden Sendefrequenzen definiert. Im vorliegenden Beispiel ist dieser Faktor gleich 2.

Da der Proportionalitätsfaktor also bekannt ist, spielen die genauen Beträge der durch den Doppler-Effekt verursachten Phasenverschiebungen praktisch keine Rolle mehr. Wenn nämlich die Bezugskomponente so transformiert wird, dass sie die selbe Frequenzcharakteristik wie die jeweils zu analysierende Informationskomponente bekommt, ergibt sich für beide exakt die gleiche Doppler-Verschiebung. Im vorliegenden Beispiel kann aus der Bezugskomponente durch Multiplikation mit sich selbst eine solche, mit der Informationskomponente Doppler-identische Referenz Rf erzeugt werden. Nach der Multiplikationsregel ergibt sich:

$$\begin{aligned} Rf[n] &= empf_b[n] \times empf_b[n] = \\ &= \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(\omega n t_s + k\omega(n t_s)^2 + D(\omega n t_s + k\omega(n t_s)^2)) \times \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(\omega n t_s + k\omega(n t_s)^2 + D(\omega n t_s + k\omega(n t_s)^2)) = \\ &= \sqrt{\frac{2E}{N}} \frac{1}{2} [\cos(0) + \cos(2\omega n t_s + 2k\omega(n t_s)^2 + 2D(\omega n t_s + k\omega(n t_s)^2))] \end{aligned}$$

Nach Wegfiltern des nicht benötigten Seitenbandes und Skalierung mit dem Faktor $\sqrt{2N} / E$ bekommen wir schließlich ein normiertes Referenzsignal RfN , welches sich hinsichtlich der Phase von der in Gleichung (5) dargestellten Informationskomponente unterscheidet:

$$RfN[n] = \sqrt{\frac{2}{N}} \cos[2\omega n t_s + 2k\omega (n t_s)^2 + 2D(\omega n t_s + k\omega (n t_s)^2)] \quad (6)$$

Dieses Referenzsignal kann somit gewissermaßen als signalinterne Uhr verwendet werden, mit deren Hilfe die Phasenwinkel der Informationskomponente bestimmt werden können.

In ähnlicher Weise können aus der Bezugskomponente auch für alle weiteren, in dem Empfangssignal enthaltenen Informationskomponenten die jeweils erforderlichen Referenzen entwickelt werden. Nur muss dann mehrfach multipliziert und ggf. auch gefiltert werden. Generell lassen sich natürlich auch die Informationskomponenten in der gleichen Weise umwandeln, was sich z.B. dann als nützlich erweisen kann, wenn anders als in dem hier ausgewählten Beispiel die Frequenzen der Informationskomponenten niedriger als die der Bezugskomponente liegen oder zur derselben in keinem ganzzahligen Verhältnis stehen. Im letzten Fall kann der gleiche Vorgang individuell für jede Seite der jeweils aus Bezugs- und Informationskomponente zu bildender Paare so oft angewendet werden, bis beide Anteile zur Deckung kommen. Da sich aber mit jeder Multiplikation auch die Anzahl der im jeweiligen Spektrum enthaltenen Frequenzanteile vervielfacht, wird man bemüht sein, die Kanäle so zu legen, dass möglichst wenig Schritte für den paarweisen Doppler- Abgleich erforderlich sind.

Generell muss bei allen Anwendungen für phasencodierte Signale hinsichtlich der Auswahl einer für den paarweisen Doppler- Abgleich geeigneten Vorgehensweise auch beachtet werden, dass bei der Manipulation der Informationskomponenten kein Informationsverlust, beispielsweise durch mehrdeutige (ambiguous) Phasenlagen, auftritt. Deshalb bietet es sich an, nach Möglichkeit nur die uncodierte Bezugskomponente den o.g. Manipulationen zu unterziehen.

Im weiteren soll anhand des genannten Beispiels eine Möglichkeit erläutert werden, wie nach der oben beschriebenen Signalaufbereitung nun die Phasenlage der jeweiligen Informationskomponente bestimmt werden kann. Dazu kann beispielsweise eine Projektion der betreffenden Informationskomponente auf die (aus dem dazugehörigen Referenzsignal $RfN[n]$ ermittelten) Quadratur-Komponenten durchgeführt werden, welche nachfolgend beschrieben wird.

Da die Referenz $RfN[n]$ in diesem Beispiel bereits in der Kosinusform vorliegt, können wir schreiben:

$$RfC [n] = RfN[n]$$

Die entsprechende Sinus - Quadratur - Komponente $RfS [n]$ kann man dann z. B. durch Bildung der ersten Ableitung von $RfC [n]$ und entsprechende Normierung der Amplitude erhalten. Dann:

$$RfS [n] = (RfN [n])'$$

Jetzt schreiben wir für die Projektion der Informationskomponente auf die Kosinus - Quadratur - Komponente der Referenz:

$$\begin{aligned} CQ &= \sum_{N1}^{N2} empf_{ik}[n] \times RfC[n] = \\ &= \sum_{N1}^{N2} \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(2\omega nt_s + 2k\omega(nt_s)^2 + 2D(\omega nt_s + k\omega(nt_s)^2) + \theta_{ik} + \theta_{inf}) \times \\ &\times \sqrt{\frac{2}{N}} \cos(2\omega nt_s + 2k\omega(nt_s)^2 + 2D(\omega nt_s + k\omega(nt_s)^2)) = \\ &= \frac{2}{N} \sum_{N1}^{N2} \frac{\sqrt{E}}{2} \cos(\theta_{ik} + \theta_{inf}) + \frac{2}{N} \sum_{N1}^{N2} \frac{\sqrt{E}}{2} \cos(4\omega nt_s + 4k\omega(nt_s)^2 + 4D(\omega nt_s + k\omega(nt_s)^2) + \theta_{ik} + \theta_{inf}) \end{aligned}$$

wobei $N1$ den Anfang und $N2$ das Ende des jeweiligen Taktes bezeichnen.

Da im zweiten Summenden die Funktionswerte um Null schwingen, heben sich in der Summe die positiven und negativen Anteile auf, so dass dieses Glied insgesamt gegen Null strebt und somit ohne großen Fehler vernachlässigt werden kann:

$$CQ \approx \sqrt{E} \cdot \cos(\theta_{ik} + \theta_{inf})$$

Entsprechend ergibt sich für die Projektion der empfangenen Informationskomponente auf die Sin-Quadratur-Komponente der Referenz:

$$\begin{aligned}
SQ &= \sum_{N1}^{N2} empf_{k1}[n] \times RfS[n] = \\
&= -\sum_{N1}^{N2} \sqrt{\frac{2E}{N}} \cos(2\omega nt_s + 2k\omega(nt_s)^2 + 2D(\omega n_s t + k\omega(nt_s)^2) + \theta_{ik} + \theta_{inf}) \times \\
&\times \sqrt{\frac{2}{N}} \sin(2\omega nt_s + 2k\omega(nt_s)^2 + 2D(\omega n_s t + k\omega(nt_s)^2)) = \\
&= -\frac{2}{N} \sum_{N1}^{N2} \frac{\sqrt{E}}{2} \sin(4\omega nt_s + 4k\omega(nt_s)^2 + 4D(\omega n_s t + k\omega(nt_s)^2) + \theta_{ik} + \theta_{inf}) - \frac{2}{N} \sum_{N1}^{N2} \frac{\sqrt{E}}{2} \sin(-\theta_{ik} - \theta_{inf}) = \\
&\approx -\frac{2}{N} \sum_{N1}^{N2} \frac{\sqrt{E}}{2} \sin(-\theta_{ik} - \theta_{inf}) = \sqrt{E} \sin(\theta_{ik} + \theta_{inf})
\end{aligned}$$

Im weiteren seien nun CQ und SQ als x- bzw. y- Koordinate eines Punktes im rechtwinkligen Koordinatensystem betrachte. Dann schließen die Verbindungslinie zwischen diesem Punkt und dem Koordinatenursprung und die Abszisse den gesuchten Phasenwinkel Θ ein. Dieser kann nun mit geeigneten Algorithmen leicht bestimmt werden. Eine anschauliche Darstellungsform ist z.B.:

$$\Theta = \arctan \frac{SQ}{CQ} = \arctan \frac{\sqrt{E} \sin(\theta_{ik} - \theta_{inf})}{\sqrt{E} \cos(\theta_{ik} - \theta_{inf})} = \theta_{ik} - \theta_{inf}$$

Die Phase der empfangenen Informationskomponente wird hier als Differenz zwischen der Anfangsphase der gesendeten Welle und der Codierungsphase dargestellt, d.h., dass sie innerhalb eines jeden Taktes invariant gegenüber der Zeit ist. Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, dass eben so gut auch die Phasendifferenz zwischen dem vorangegangenen und dem aktuellen Takt zur Codierung genutzt werden kann. Bezeichnet man die Takte mit den Indizes i bzw. $i+1$, so ergibt sich für die differenzielle Phasencodierung:

$$\Theta^{i+1} = (\theta_{ik} - \theta_{inf}^{i+1}) - (\theta_{ik} - \theta_{inf}^i) = \theta_{inf}^i - \theta_{inf}^{i+1}$$

In analoger Weise lassen sich für jeden Zeittakt auch die Phasenlagen der übrigen Informationskomponenten mit hoher Genauigkeit bestimmen. Das wiederum bietet dem Anwender die Möglichkeit für eine entsprechend feine Diskretisierung der Phasenwinkel und damit für eine Steigerung der Informationsrate.

7.2.2 Komplettlösungen

Nachdem zunächst die verfahrenstechnischen Grundlagen für die Kanalreinigung inklusive einer bereits vollständigen Doppler- Kompensation separat beschrieben wurden, sei nun ein Anwendungsfall betrachtet, bei dem der Empfang sowohl durch diverse Multipath Arrivals als auch durch starke Doppler- Effekte beeinträchtigt ist. Eine solche Kombination von Störgrößen erschwert z.B. häufig die Kommunikation mit bzw. zwischen bewegten Objekten unter Wasser.

Nach Trennung von Bezugs- und Informationskomponente wird zunächst, wie bei der vDK beschrieben, ein paarweiser Doppler- Abgleich durchgeführt, indem zumindest eine der paarweise zu betrachtenden Signalkomponenten, ggf. auch beide auf geeignete Weise so transformiert wird bzw. werden, dass beide exakt den selben Frequenzgang aufweisen, somit gleich stark Doppler- belastet sind. Optional können die jeweils nicht benötigten Seitenbänder weggefiltert und die verbliebenen Signalanteile wieder normiert werden.

Danach wird eine der beiden Komponenten durch Multiplikation mit einer in diesem Fall jedoch konstanten, im System generierten Hilfsfrequenz um einen geeigneten Betrag parallel verschoben. Anschließend werden beide Partnerkomponenten miteinander multipliziert, womit die in Abb. 19g dargestellte Bearbeitungsstufe, d.h. die Ebene der stabilen Zwischenfrequenzen erreicht wird. Danach wird das Verfahren mit den beiden Filterstufen und der Parameterbestimmung gemäß KR fortgesetzt.

In Abb. 23 ist der Grundbau der gerätetechnischen Realisierung einer Signalbearbeitungseinheit für die obenbeschriebene Komplettlösung dargestellt. Abb. 24 zeigt im gleichen Kontext die Blockscheema für das Kanal-Tuning.

Diese Komplettlösung beinhaltet, dass durch die Projektion der Informationskomponente auf die Doppleridentische Referenz die Einflüsse von durch Bewegungen hervorgerufenen Frequenzverschiebungen vollständig eliminiert werden. Damit ist die Referenz jedoch "aufgebraucht". Sie wird aber auch nicht mehr benötigt.

Ein wesentlicher Vorteil dieser Vorgehensweise besteht darin, dass systemintern lediglich jeweils eine konstante Hilfsfrequenz generiert zu werden braucht, um das gewünschte Seitenband der stabilen Zwischenfrequenzen exakt in das für die Filterung optimale Frequenzfenster einzuordnen. Im günstigsten Fall könnte möglicherweise für alle Komponentenpaare auch ein

und dieselbe Hilfsfrequenz verwendet werden. Da man in der Praxis jedoch versuchen wird, die scharfen Filter individuell für jede Signalkomponente (die im vorliegenden Fall bereits eine entsprechend aufbereitete Kombination aus der jeweiligen Info- und Bezugskomponente verkörpert) einzustellen, die Filtereinstellungen dem System somit bekannt sind, können problemlos systemintern auch exakt darauf abgestimmte Referenzen (inklusive der Sinus- und Kosinus - Quadratur- Komponenten) künstlich erzeugt werden, falls diese für die Phasenanalyse benötigt werden (vergl. KR).

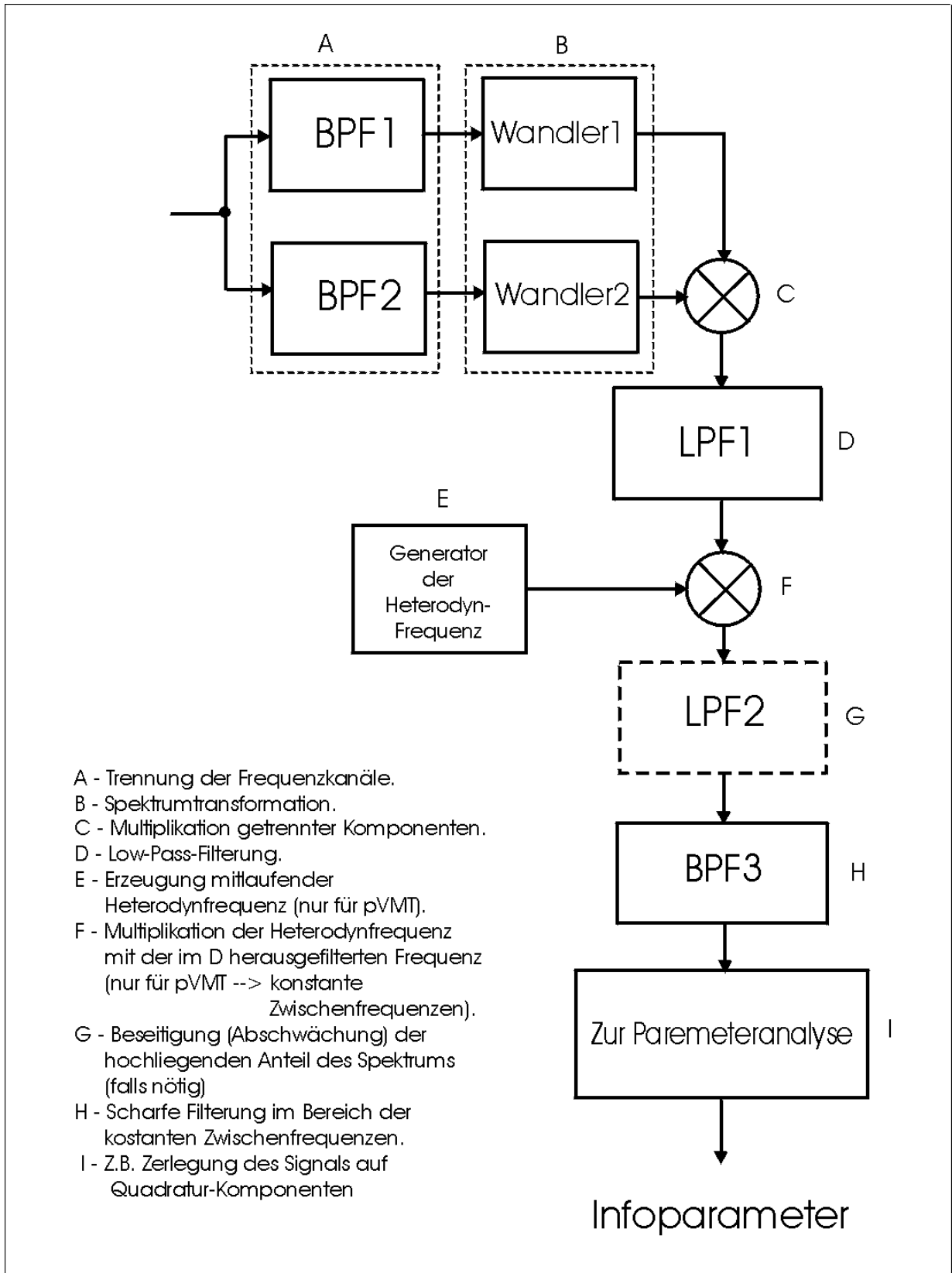


Abb. 23. Blockscha für die gerätetechnische Realisierung eines Komplettsystems.

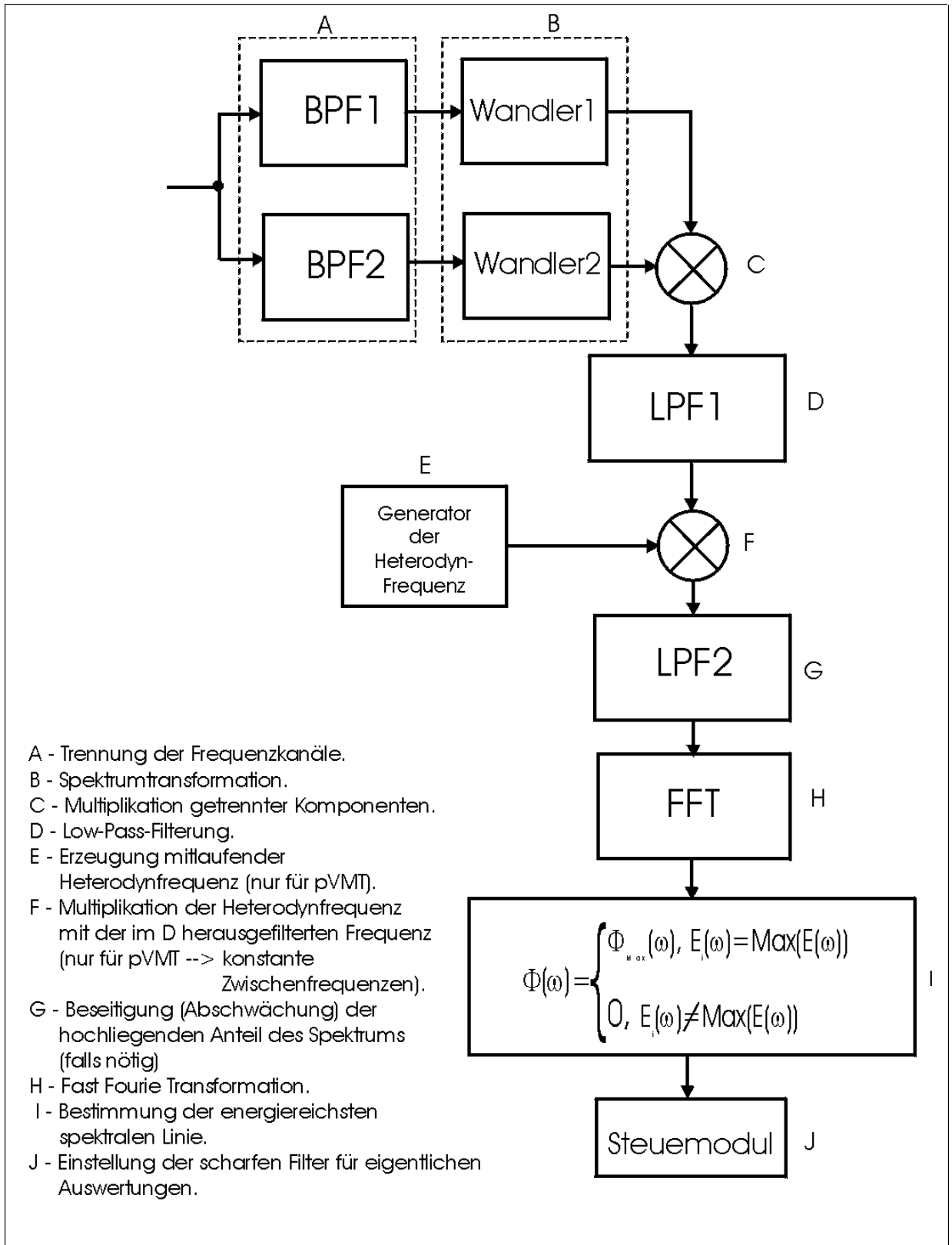


Abb. 24. Blockschema für das Kanal-Tuning.

8 Experimentelle Überprüfung

8.1 Computersimulationen

Mittels der heute verfügbaren Computertechnik ist es kein Problem, für das VMT-Verfahren geeignete Signale zu generieren. Ebenso ist es bei entsprechender Kenntnis der physikalischen Gesetzmäßigkeiten und unter Einbeziehung eigener Erfahrungswerte sowie in der Fachliteratur ausgiebig dokumentierter Messungen möglich, auch beliebig komplexe Übertragungssituationen zu simulieren. Es bot sich deshalb an, zunächst einmal numerische Experimente durchzuführen.

8.1.1 *Test- und Entwicklungsaufgabe*

Die genannten Computersimulationen wurden durchgeführt, um in erster Instanz die Funktionsfähigkeit und das Leistungsvermögen des neuen bionischen Verfahrens für die digitale akustische UW- Kommunikation zu testen. Dabei stand im Vordergrund, das Verfahren lauffähig zu bekommen und soweit zu optimieren, dass für den eingangs genannten Testfall (siehe Pkt. 7.1.2.1) mit pentärer Codierung (vier Phasenlagen jeweils als Differenz zum vorangegangenen Takt plus Null- Zustand) eine sichere Parameteridentifikation erreicht wird. Im Hinblick auf eine spätere Anwendung unter realen Bedingungen, inklusive Datentransfer von und zu frei beweglichen Objekten, wurde in diesen numerischen Experimenten hauptsächlich das Verfahren mit der proportionalen VMT simuliert. Dazu wurde die Entwicklungsumgebung von MatLab genutzt.

8.1.2 *Rahmenbedingungen*

Als erstes Teilziel wurde eine Reichweite von 4 km und eine Bitrate > 5 kBit/s anvisiert. Es wurde versucht, möglichst nur mit einem Sendewandler (Transducer) auszukommen. Dabei bezog ich mich auf eine Herstellerangabe, die für einen leistungsstarken Transducer eine nutzbare Bandbreite von 9 bis 65 kHz aufwies. Die Senderleistung wurde mit 174 dB re $1\mu\text{Pa}/1\text{V}$ at 1 Meter eingegeben.

Für die Simulationsexperimenten wurden bewusst schlechte Übertragungsbedingungen angesetzt, die möglicherweise in den Flachwasserbereichen der Nord- und Ostsee auftreten

können. Dabei wurde für das Empfangssignal die Überlagerung von bis zu 16 Multipath Arrivals mit unterschiedlichem Zeitversatz (0,015 bis 56,5 ms) und unterschiedlichen Verlustraten (104 - 192 dB) simuliert.

Für das Hintergrundrauschen wurden 30 dB re 1 μ Pa für die Fensterbreite von 1 Hz angenommen (Windgeschwindigkeit ca. 4 m/s). Nach der Umrechnung zur aktuellen Signalfrequenzbreite betrug der Rauschpegel etwa 58 dB re 1 μ Pa. Die Übertragungsverluste wurden für winterliche Ostsee-Bedingungen ausgewertet. Der Gesamtwert die Verlustrate betrug mindestens 104 dB. Damit ergab sich ein Signal-Rausch-Verhältnis von 12 dB.

Zur Simulation der Schallausbreitung in einem flachen Kanal (Abb. 25) wurde ein numerisches Kanalmodell eingesetzt, welches im Tabelle 1 dargestellte Charakteristika hatte.

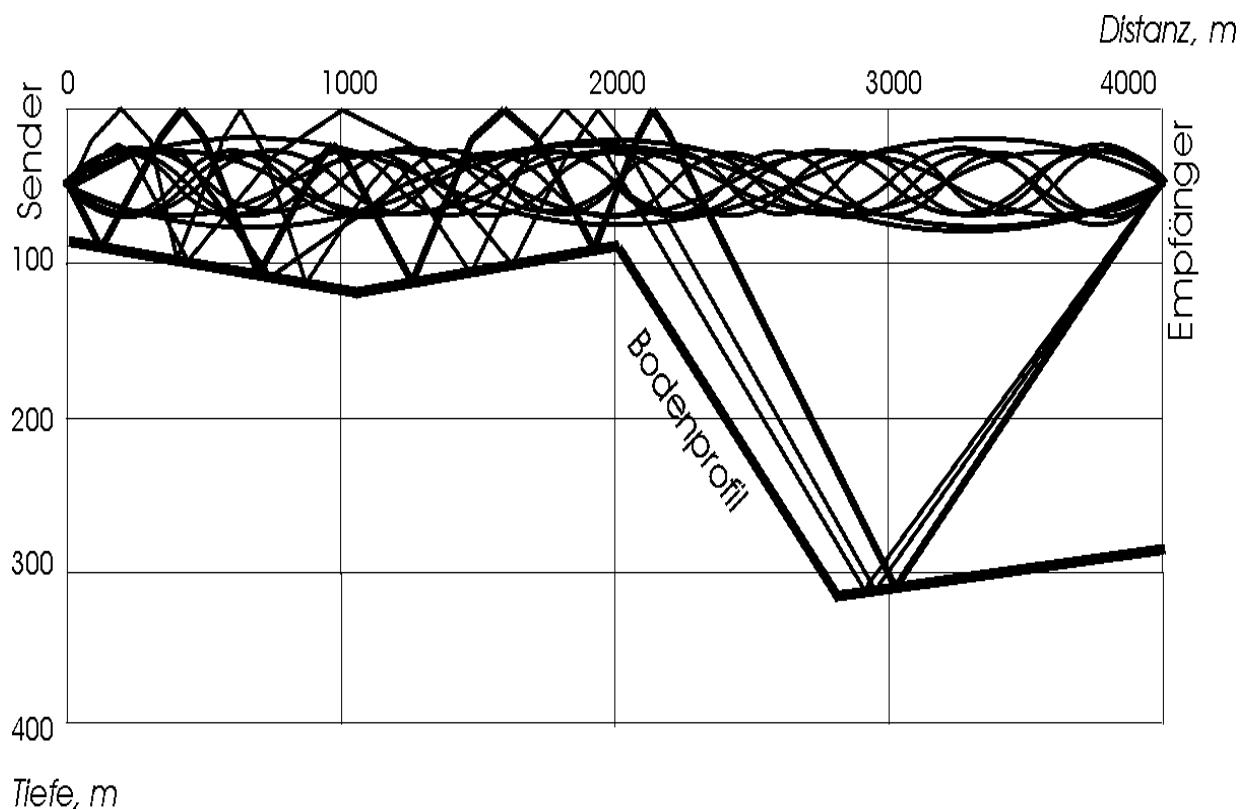


Abb. 25. Schematische Darstellung verschiedener, in dem akustischen Kanalmodell simulierter Ausbreitungswege des Signals.

Tabelle 1. Für die Simulationsexperimente verwendete Kanalparameter.

Nr	Theta	Länge	Laufzeit	alfa	Dist	Sender	Empf	Freq	Gesamt
	[°]	[m]	[msec]	[°]	Loss	Loss	Loss	Loss	[dB]
					[dB]	[dB]	[dB]	[dB]	
1,	-12.69,	4109.60,	2836.091,	5.10,	64.80,	9.0,	0,	78.0,	151.80;
2,	-9.79,	4010.96,	2788.730,	0,	57.55,	4.5,	0,	74.0,	136.05;
3,	-4.36,	4004.91,	2790.455,	0,	54.55,	0.7,	0,	72.5,	127.75;
4,	-3.95,	4004.23,	2791.040,	0,	54.50,	0.6,	0,	64.0,	119.10;
5,	-2.51,	4001.90,	2791.825,	0,	54.50,	0.3,	0,	65.5,	120.30;
6,	-1.71,	4001.29,	2792.279,	0,	54.50,	0.1,	0,	67.5,	122.10;
7,	-1.28,	4001.05,	2792.484,	0,	54.50,	0.1,	0,	68.5,	123.10;
8,	-0.43,	4000.77,	2792.740,	0,	54.50,	0,	0,	49.5,	104.00;
9,	-0.08,	4000.78,	2792.725,	0,	54.50,	0,	0,	69.0,	123.50;
10,	1.49,	4001.22,	2792.481,	0,	54.50,	0.1,	0,	68.5,	123.10;
11,	1.88,	4001.53,	2792.328,	0,	54.50,	0.2,	0,	71.0,	125.70;
12,	2.93,	4002.45,	2791.588,	0,	54.50,	0.3,	0,	61.0,	115.80;
13,	3.68,	4004.00,	2791.374,	0,	54.50,	0.5,	0,	68.0,	123.00;
14,	4.50,	4003.56,	2788.038,	0,	54.55,	0.8,	0,	73.0,	128.35;
15,	18.43,	4164.80,	2881.113,	10.90,	71.55,	45.0,	0,	74.0,	190.55;
16,	18.80,	4164.89,	2881.115,	11.00,	71.60,	45.0,	0,	74.0,	191.60;

Da die „gesendeten“ Signale aus mehreren Frequenzen bestanden, wurden die in Tabelle 1 dargestellten Verluste der höchsten Frequenzkomponente auch für alle andere angenommen (wodurch künstlich die denkbar härtesten Bedingungen eingeführt wurden).

Unter diesen Rahmenbedingungen konnte die Testaufgabe schließlich mit einem Frequenzsystem gelöst werden, welches 4 Informationskanäle und 1 Bezugskanal enthielt:

- Bezugskanal: 1. 9,100 - 10,600 kHz
- Infokanäle:
2. 19,065 - 22,208 kHz
 3. 30,365 - 35,370 kHz
 4. 41,463 - 48,298 kHz
 5. 55,921 - 65,138 kHz

Der relativ große Frequenzabstand zwischen den Infokanälen und dem Bezugskanal erwies sich als zweckmäßig, um gleich in der ersten Filterstufe eine saubere Trennung vornehmen zu können.

Bezogen auf der niedrigsten Frequenz (Grundton) betrug die Bandbreite der Sweeps 1,5 kHz und der Anstieg 187.5 kHz/s. Jeder Sweep dauerte genau 8 ms.

Bei der Signalbearbeitung erwies sich insbesondere die Einschwingzeit der scharfen Filter im vierten Schritt der Kanalreinigung als limitierender Faktor. Ausreichend stabile Ergebnisse ergaben sich hier, wenn etwa 15 Schwingungsperioden vom Grundton zur Verfügung standen.

Wenn die Taktzeit während der gesamten Informationsübertragung konstant gehalten wird, muss sie an die niedrigste Frequenz des Systems (hier Kanal 1) angepasst sein. Aus dieser Randbedingung ergaben sich 9.100 dividiert durch 15 gleich 607 Takte pro Sekunde. Das entspricht einer Taktzeit von rund 1,6 ms.

Da jeder der 4 Infokanälen jeweils 5 Zuständen annehmen kann, ergeben sich pro Takt $5^4 = 625$ Zustände. Multipliziert mit der Taktrate 607 folgt, dass pro Sekunde 379375 Zustände realisiert werden können. In der binären Darstellung entspricht dieser Wert 5,626 kBit/s. Damit wurde die o. g. Zielstellung erfüllt.

8.1.3 Auswertung der Simulationsergebnisse

Im folgenden soll für das o.g. Testsignal Schritt für Schritt der Ablauf der Signalverarbeitung dargestellt werden. Ziel ist es, am Ende der Simulation (im Ergebnis der Signalauswertung) die Phasenlagen der verschiedenen Takte des „besendeten“ Signals zu rekonstruieren.

In Abb. 26 wird das Sendesignal in Time Domains gezeigt. Dieses besteht aus 2 Sweeps, die jeweils in 5 Takte unterteilt wurden.

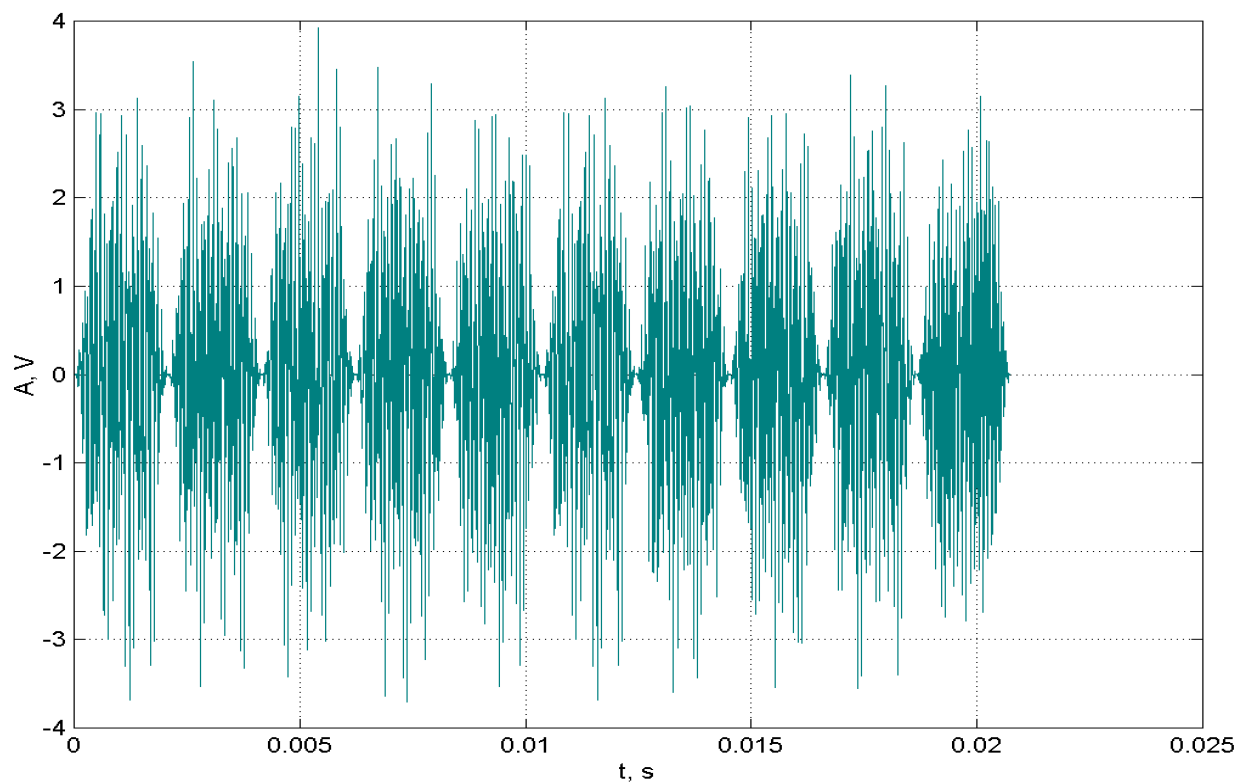


Abb. 26. Proportionale VMT: Sendesignal mit 2 Sweeps, jeweils aus 5 Pulsen bestehend.

Abb. 27 zeigt eine Spektralanalyse dieses Sendesignals, in welcher der Verlauf der proportionalen Frequenzveränderungen in Form von den genannten 2 Sweeps zu sehen ist. Die Frequenzlagen der vier Infokomponenten und einer Bezugskomponente des Signals sind Takt für Takt gezeigt.

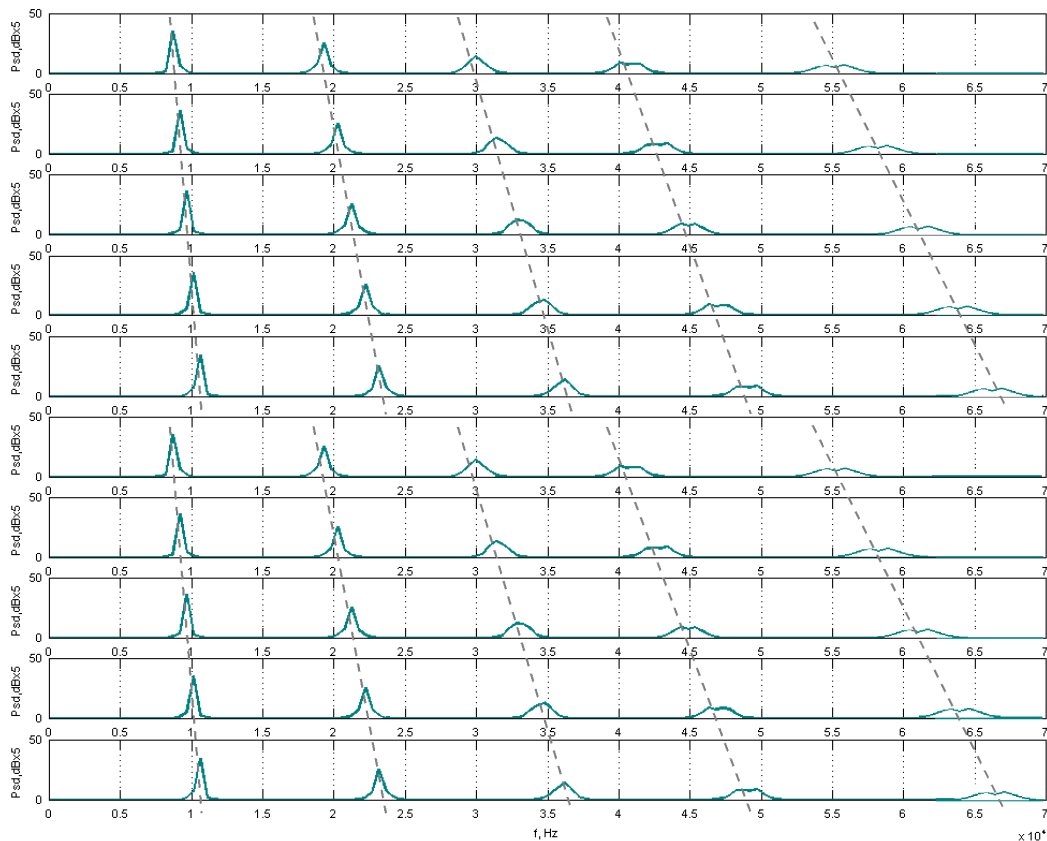


Abb. 27. Spektralanalyse für das Sendesignal.

Nachdem dieses Signal in meinem Simulationsexperiment dann den numerischen akustischen Übertragungskanal durchlaufen hatte, wurden empfängerseitig entsprechend der im Abschnitt 7.2.1.1 dargestellten Methode (Kanalreinigung) die folgenden 5 Bearbeitungsschritte durchgeführt:

Erster Schritt: Trennung der Signalkomponenten:

Da sich die Frequenzbereiche der im Testsignal enthaltenen Komponenten (Kanäle) nicht überlappten, konnten alle Anteile des Spektrums gleich im ersten Schritt voneinander separiert werden.

Für das Herausfiltern der gewünschten Komponente wurden Finite-Impulse-Response Filter verwendet, da diese nur minimale Phasenverzerrungen zu verursachen. Um eine möglichst starke Abschwächung der Einflüsse von benachbarten Komponenten zu erreichen, wurden steile Filterflanken gesetzt (Koeffizientenanzahl: 66 bis 84).

In Abb. 28 sind als Beispiel die nach dem Herausfiltern für den Bezugston und die dritte Infokomponente erhaltenen Spektralanteile dargestellt.

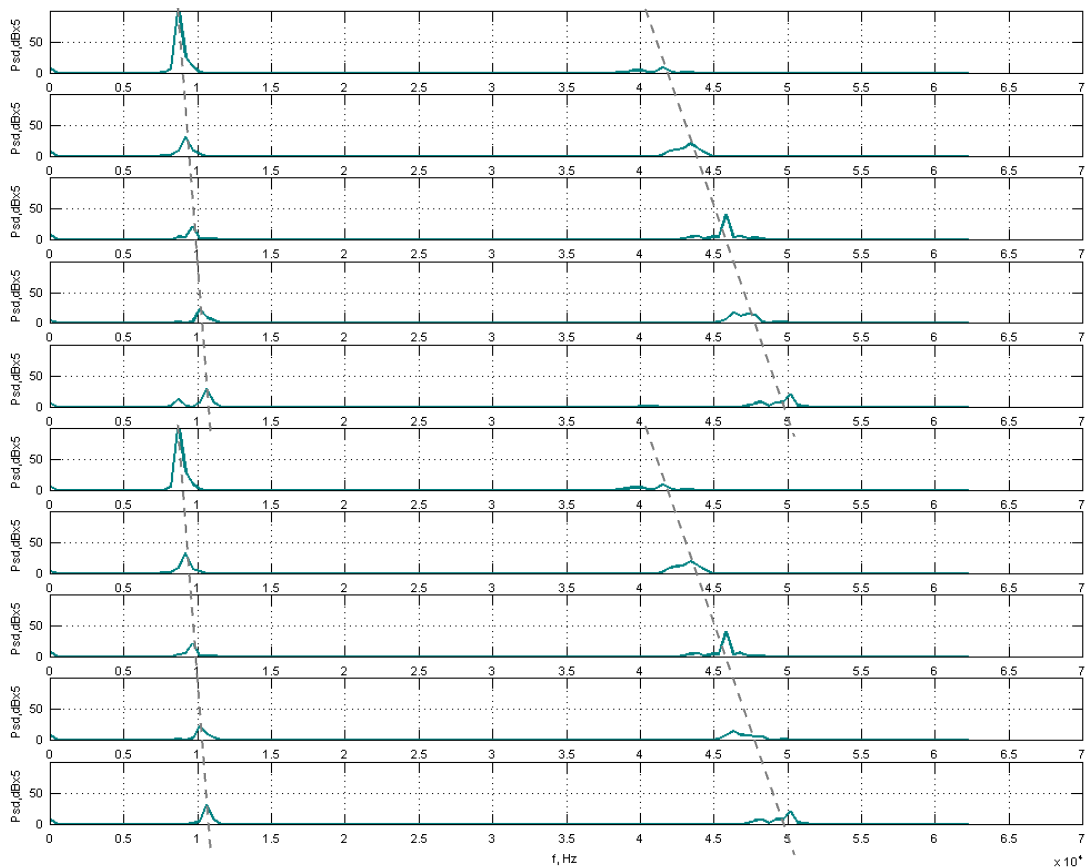


Abb. 28. Bezugston und dritte Infokomponente des Signalspektrums (empfängerseitig separiert, allerdings hier als Überlagerung gezeigt).

Zweiter Schritt: Projektion der Informations- auf die Bezugskomponente:

Die Bearbeitung der Infokomponenten (jedes Infokanals) erfolgt stets nach dem gleichen Schema. In den folgenden Darstellungen möchte ich mich deshalb auf das in Abb. 28 gewählte Fallbeispiel (BK plus 3. Infokanal) beschränken.

Im zweiten Bearbeitungsschritt (vergl. Abb. 19d) erfolgt die Multiplikation der Bezugskomponente mit der jeweils auszuwertenden Informationskomponente (in vorliegendem Fall

mit der dritten Informationskomponente). Im Ergebnis erhält man jeweils zwei Spektren von Zwischenfrequenzen, die unterschiedlich hoch liegen und unterschiedlich schnell laufen (Abb. 29). Das jeweils niedrigere Frequenzband wird am Ende dieser Etappe mittels eines Tief-Pass-Filters für die weitere Bearbeitung herausgefiltert.

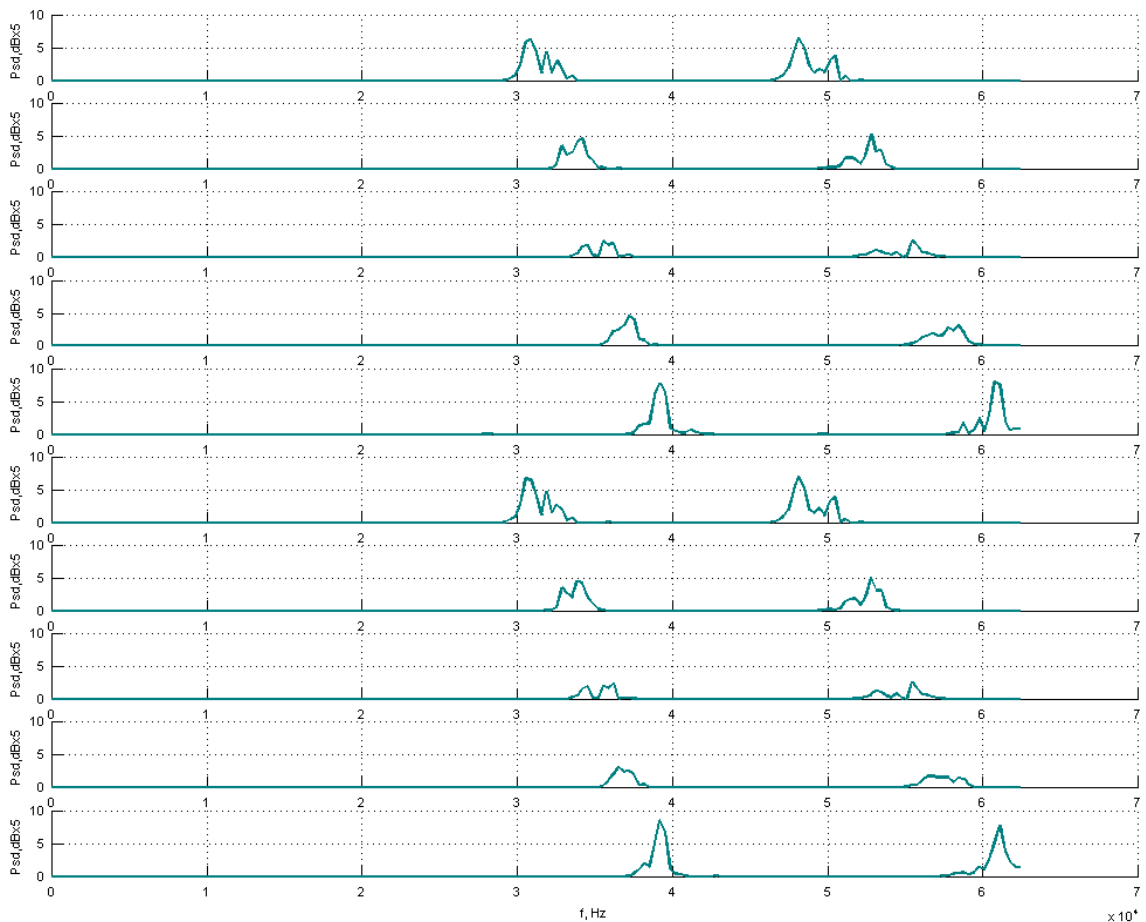


Abb. 29. Ergebnis der Multiplikation vom Bezugston und der dritten Infokomponente.

Dritter Schritt: Überführung inkonstant feststehende Zwischenfrequenzen:

Im dritten Bearbeitungsschritt wird das zumindest eine verbliebene Frequenzband mit einer systeminternen generierten Hilfsfrequenz multipliziert (Abb. 19f), deren Frequenzcharakteristik so gewählt wird, dass im Ergebnis der Multiplikation der eine Anteil der zweiten Zwischenfrequenzen fest steht, d.h. sich diese betreffenden Frequenzen zeitlich nicht mehr ändern (Abb. 19g und Abb. 30). Der zweite Anteil der hoch liegenden laufenden Frequenzen wird weggefiltert.

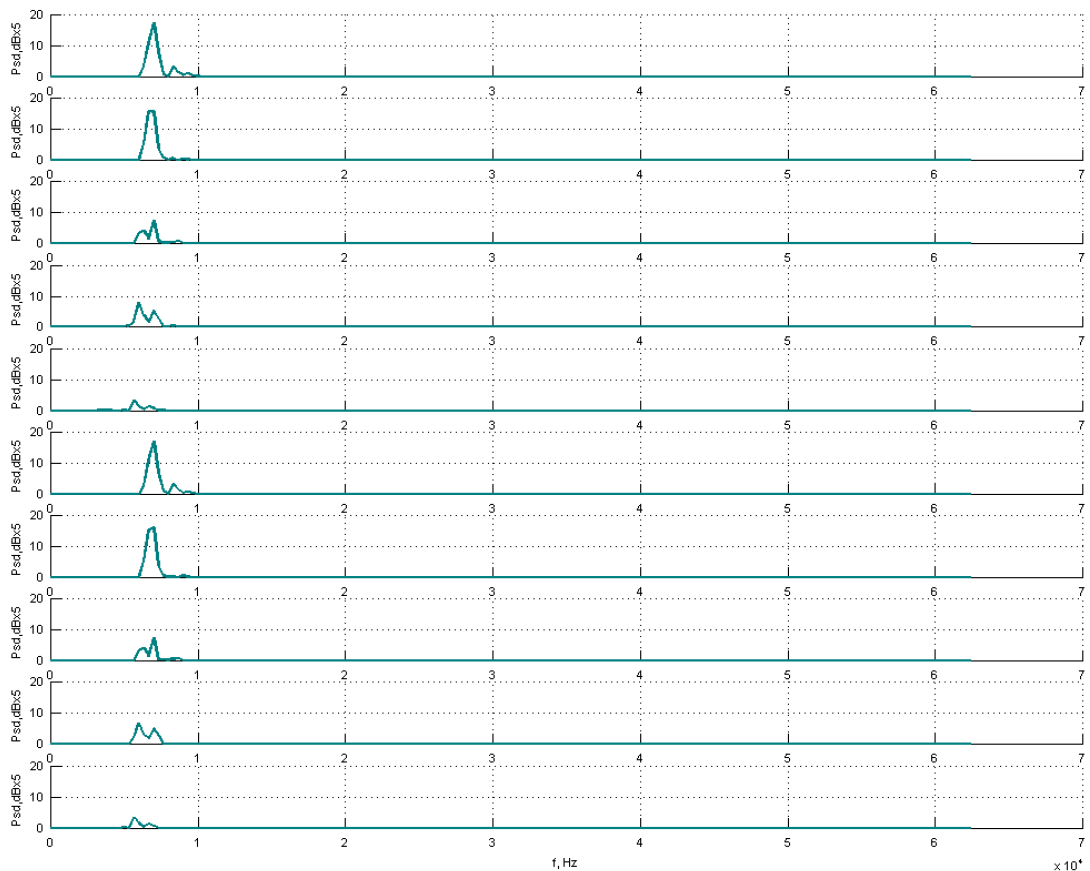


Abb. 30. Überführung in konstant feststehende Zwischenfrequenzen

Hierzu ist anzumerken, dass die Stufe der konstant fest stehenden Zwischenfrequenzen für die gewünschte Komponente auch dann erreicht werden kann, wenn zunächst nur die Bezugskomponente von den Informationskomponenten getrennt werden konnte. Durch geeignete Wahl der Heterodynefrequenz kann dann die Frequenz der jeweils zur Bearbeitung vorgesehene Informationskomponente (im vorliegenden Beispiel die dritte) stabilisiert werden.

Abb. 31 zeigt das Spektrum der feststehenden Zwischenfrequenzen noch einmal etwas detaillierter (in einem anderen Maßstab). Diese Darstellung soll verdeutlichen, dass in dem hier gegebenen praxisnahen Beispiel mit der Vielzahl von Multipath Arrivals (16 Multipath Arrivals wurden simuliert, vergl. Tabelle 1) anhand eines solchen Spektrums konstant feststehender Zwischenfrequenzen noch keine verlässlichen Aussagen z. B. über die Phasenlage zu machen sind, da die diversen Multipath Arrivals zu unterschiedlichen Zeiten verschieden stark repräsentiert sind.

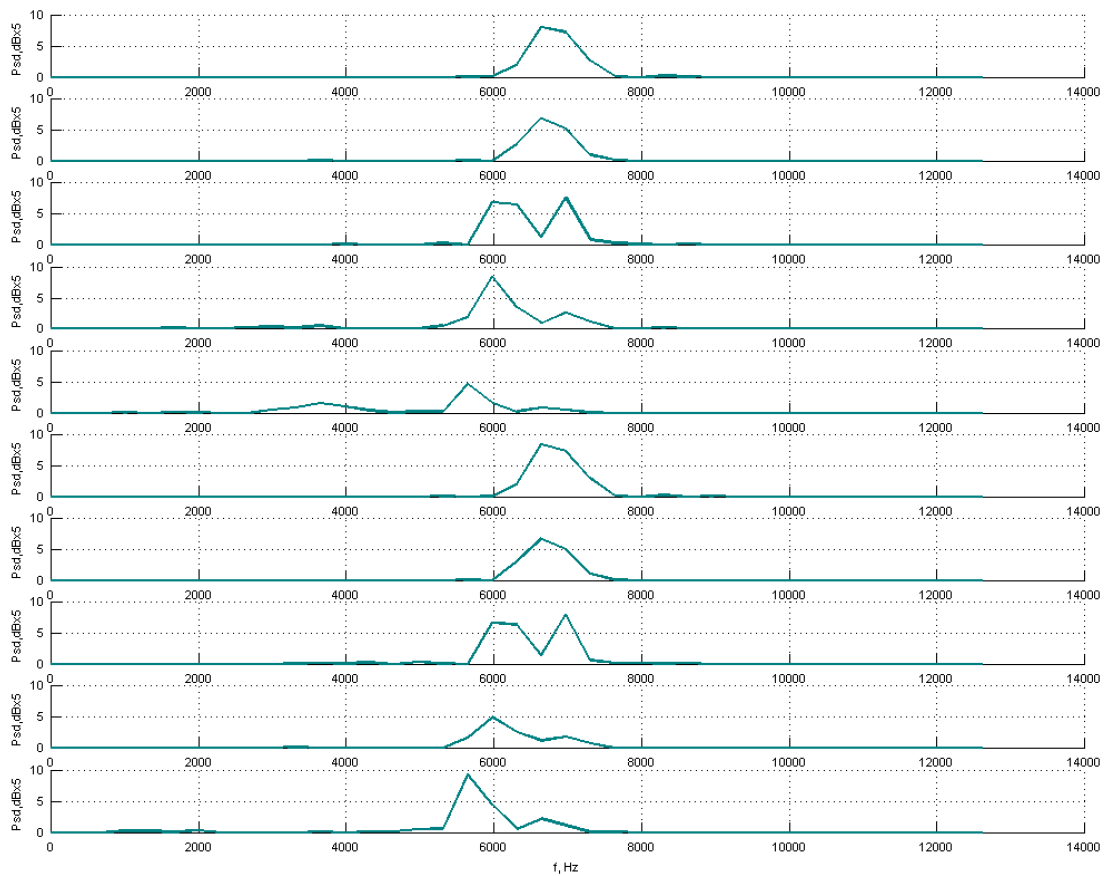


Abb. 31. Beispiel einer Vielzahl von Multipath Arrivals im Bereich von Zwischenfrequenzen. Diverse Multipath Arrivals sind zu unterschiedlichen Zeitpunkten verschieden stark repräsentiert.

Es sei nochmals hervorgehoben, dass die Bedeutung von Schritt 3 neben der Stabilisierung der Frequenzen auch darin besteht, dass mittels geeigneter Heterodynfrequenzen die gewünschten Anteile der stabilen Zwischenfrequenzen stets in einem definierten Fenster platziert und somit mittels eines feststehenden Band-Pass-Filters mit bestmöglicher Güte scharf herausgefiltert werden können (Abb. 32). Somit gewährleistet Schritt 3 eine optimale Vorbereitung für den nachfolgend wichtigsten Schritt des Verfahrens.

Vierter Schritt: Scharfe Filterung mit höchstmöglicher Güte:

Abb. 32 und Abb. 33 veranschaulichen für das Simulationsbeispiel, dass im Ergebnis einer scharfen Filterung aus der Vielzahl der in Abb. 31 noch fluktuierenden Multipath Arrivals eine eindeutige Auswahl getroffen und der Einfluss der übrigen Anteile unterdrückt werden kann.

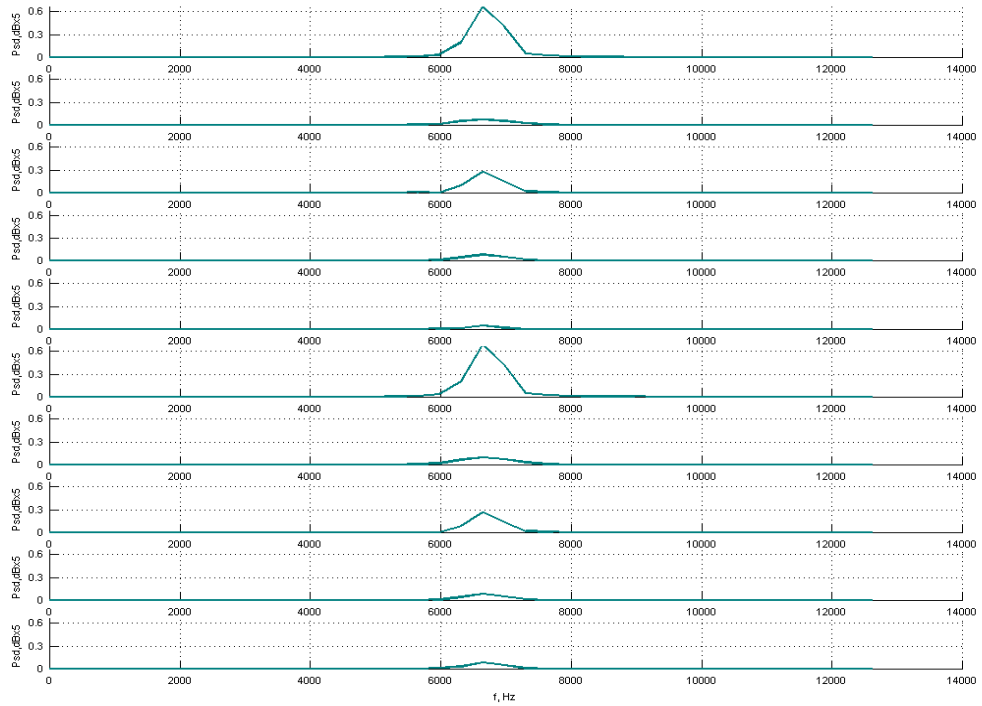


Abb. 32. Ergebnis einer scharfen Filterung: Aus der Vielzahl der in Abb. 28 noch fluktuierenden Multipath Arrivals wird ein Komponentenanteil herausgegriffen. Der Einfluss der übrigen Anteile wird stark unterdrückt.

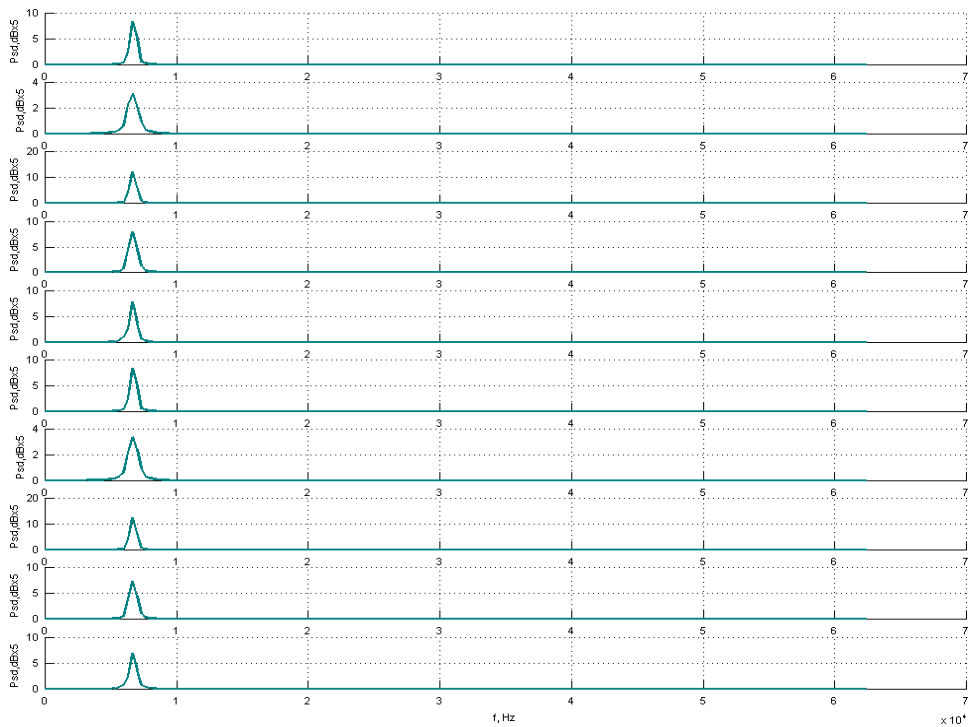


Abb. 33. Wie Abb. 32, aber einheitlich normiert und im ursprünglichen Maßstab dargestellt.

Fünfter Schritt: Parameterbestimmung:

Die aufbereiteten und von störenden Kanaleinflüssen bereinigten Signalkomponenten können nunmehr einer detaillierten Parameteranalyse unterzogen werden. Für bessere statistische Einschätzung der Fehlerrate wurde das Sendesignal (2 Sweeps mit insgesamt 10 Takten) fünfzig Mal hintereinander durch die simulierte Übertragungsstrecke geschickt.

Der Phasenvergleich in Abb. 34 soll durch die Überlagerung der Signalkomponenten aus allen Takten in jedem Frequenzkanal veranschaulichen, dass sich, abgesehen von einigen Schwankungen um jeweils einen von vier möglichen Sollwerten ($0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$), die Phasen voneinander gut unterscheiden lassen. In allen vier Sektoren blieb der Winkelbereich der Schwankungen innerhalb der zulässigen Grenzwerte (kleiner als $\pm\pi/4$).

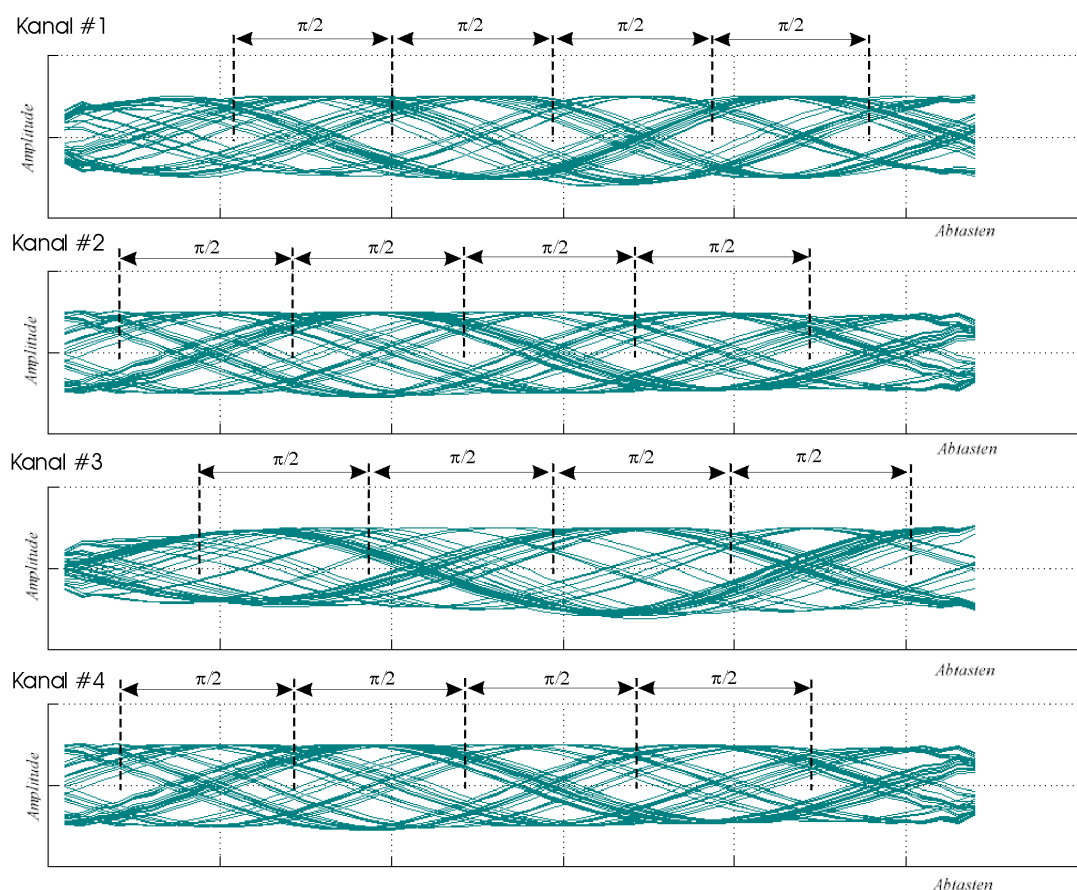


Abb. 34. Phasenvergleich durch die Überlagerung der Signalkomponenten aus allen Takten. (Die beiden 2 Sweeps bzw. 10 Takte wurden mehrmals durch den numerischen akustischen Kanal geschickt, d.h. mehrmals gesendet).

Um die Phasenwinkel genau zu bestimmen, wurde eine Projektion der jeweils zu analysierenden Signalkomponente auf systemintern generierte Referenzschwingung (Sinus- und Cosinusanteile) durchgeführt.

Die im Ergebnis der Zerlegung gebildete komplexe Oberfläche (Abb. 35) zeigt die Phasenlagen von allen 4 Komponenten. Nach dem Vergleich mit den senderseitig erzeugten Phasenlagen aus allen Takten folgt, dass das übertragene und empfangenseitig verarbeitete Signal selbst unter den in dieser Simulation extrem schwierig angesetzten Übertragungsbedingungen noch immer die gegebene Information enthält. Die Phasensprünge können eindeutig identifiziert und demzufolge die Information auch decodiert werden. In Abb. 35 ist deutlich zu sehen, dass trotz gewisser Schwankungen der Phasenlagen, die Werte in den vorgegebenen Winkelbereichen liegen, d.h., die entsprechenden digitalen Zustände lassen sich fehlerlos bestimmen.

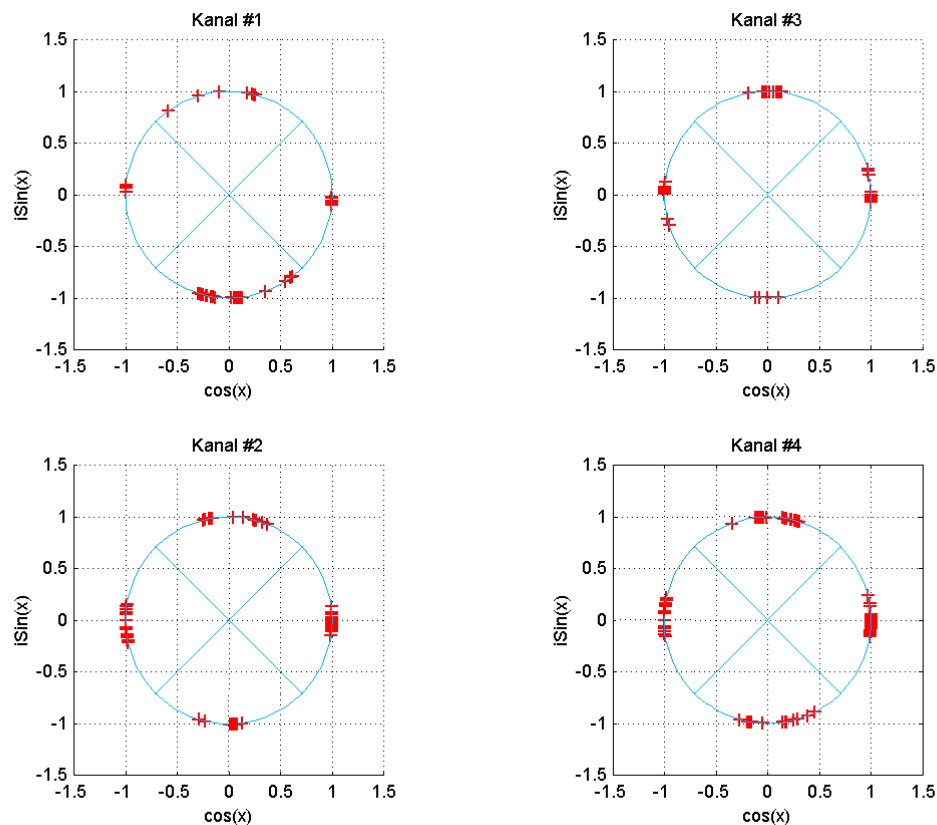


Abb. 35. Ergebnis der Zerlegung: Phasenlagen der 4 Komponenten auf der komplexen Oberfläche.

Bei der Bestimmung der Fehlerrate wurde direkt die Anzahl von falschen Bitzuständen pro gegebene Bitanzahl gezählt. Im Ergebnis wurde unter den beschriebenen Randbedingungen eine Fehlerrate $< 10^{-4}$ ermittelt, womit die in der Technik zulässigen Werte deutlich unterschritten wurden (10^{-3} wird bereits als gut angesehen).

8.2 Experimentelle Untersuchungen in einer natürlichen Übertragungsstrecke

Auf der Grundlage der oben beschriebenen theoretischen Voruntersuchungen gelang es, die Firma STN ATLAS Elektronik, Bremen als potentiellen Industriepartner für die weitere Entwicklung und möglicherweise auch für die technische Umsetzung des neuen Verfahrens zu interessieren. Voraussetzung war jedoch, dass sich die Leistungswerte auch unter realen Einsatzbedingungen bestätigen ließen. Dankenswerterweise stellte diese Firma ihre hauseigene Messstrecke inklusive der technischen Ausstattung für die Pilotversuche zur Verfügung.

8.2.1 Aufgabenstellung

Die Einführung von phasencodierten VMT-Signalen in der hier vorgeschlagenen Komplexität bedeutet physikalisches Neuland. In dieser Richtung gab es bisher weder über noch unter Wasser Untersuchungen, geschweige denn praktische Erfahrungen. Hier musste erst einmal geprüft werden, ob und wie sich ein solches Verfahren praktisch realisieren lässt, was es dann tatsächlich leisten kann und welche weitergehenden technischen Anforderungen sich daraus ergeben.

Diese Untersuchung wurde konzipiert, um zunächst einmal mit den vorhandenen technischen Mitteln (s.o.) gezielte Grundlagenexperimente durchzuführen, um in der physischen Anwendungspraxis

- die wichtigsten physikalischen Voraussetzungen und Vorhersagen zu überprüfen;
- eventuell nicht vorhersehbare physikalische oder technische Komplikationen auszuschließen;
- eventuelle Modifikationen und Ausbaumöglichkeiten zu untersuchen und vor allem auch
- die Auflösungsgrenzen des neuen Verfahrens auszutesten, aus denen sich dann - gewissermaßen als "Nebenprodukt" - Aussagen über mögliche Bitraten ableiten lassen.

Seitens der Hydroakustik bestand Klärungsbedarf insbesondere hinsichtlich der folgenden Aspekte:

- Wie verhalten sich phasencodierte VMT-Signale in unterschiedlichen realen Übertragungsstrecken?
- Wie steil können oder müssen die Frequenzgradienten ("Sweeps") sein, um ihren Zweck, die Ausschaltung von Intersymbol Interaction bei Kommunikationssignalen, zu erfüllen?
- Welche Wechselwirkungen treten auf, wenn in den VMT-Signalen gleichzeitig mehrere Frequenzkanäle verwendet werden und wie kann man ihnen begegnen?
- Wenn die Multipath Arrivals separierbar sind, nach welchen Kriterien soll dann die Auswahl für die Analyse getroffen werden?
- Wie stabil sind die signalinternen Korrelationen und welche Signalparameter lassen sich für die Codierung nutzen?
- Ist z.B. eine Phasencodierung auf gleichzeitig mehreren Frequenzkanälen realisierbar und wie wirken sich die Phasensprünge innerhalb der Sweeps aus, gibt es hier Störungen oder Unschärfen, welche Winkeldifferenzen lassen sich realisieren?

Zur Bearbeitung dieses Problemfeldes wurde ein Dreistufenplan erarbeitet. Dieser gliederte sich in eine vorbereitende Teststudie mit noch einfach strukturierten Signalen (uncodierte "Doppel-Sweeps"). Im zweiten Abschnitt sollten ebenfalls noch mit einfachen "Doppel-Sweep-Signalen" die Auswirkungen unterschiedlicher S/N Verhältnisse abgeklärt und durch Veränderung der Senderposition die Doppler-Resistenz untersucht werden. Darauf aufbauend sollten dann in der dritten Phase des Projektes die technischen und physikalischen Grundlagen der Übertragung komplexer phasencodierter VMT-Signale untersucht und die Signalanalyseverfahren soweit ausgebaut werden, dass konkrete Aussagen zur praktischen Anwendbarkeit des neuen Verfahrens getroffen und die Erfordernisse für eine mögliche Umsetzung abgeschätzt werden können.

Für diese systematischen Grundlagenversuche wurde die hydroakustische Messstrecke im "ATLAS-See", Bremen genutzt.

8.2.2 Sondierungsexperimente im Baggersee.

Getestet wurden zwei unterschiedliche Varianten:

1. Parallele VMT mit zwei Frequenzkanälen, deren Frequenzen innerhalb der Pulse (Pulsdauer jeweils 10 ms) kontinuierlich von 15 bis 30 kHz bzw. 40 bis 55 kHz verändert wurden.
2. Proportionale VMT ebenfalls mit zwei Frequenzkanälen mit kontinuierlicher Frequenzänderung von 15 bis 30 kHz bzw. 40 bis 80 kHz in den entsprechenden Pulsen (à 10 ms).

In den Experimenten der ersten Projektphase wurden jeweils 5 Pulse gesendet. Die Pausen dazwischen betragen ebenfalls 10 ms. Die Signale wurden mittel eines Hydrophons im Abstand von 1m vom Sender und mittels eines zweiten Hydrophons im Abstand vom ca. 108 m aufgenommen und digital abgespeichert.

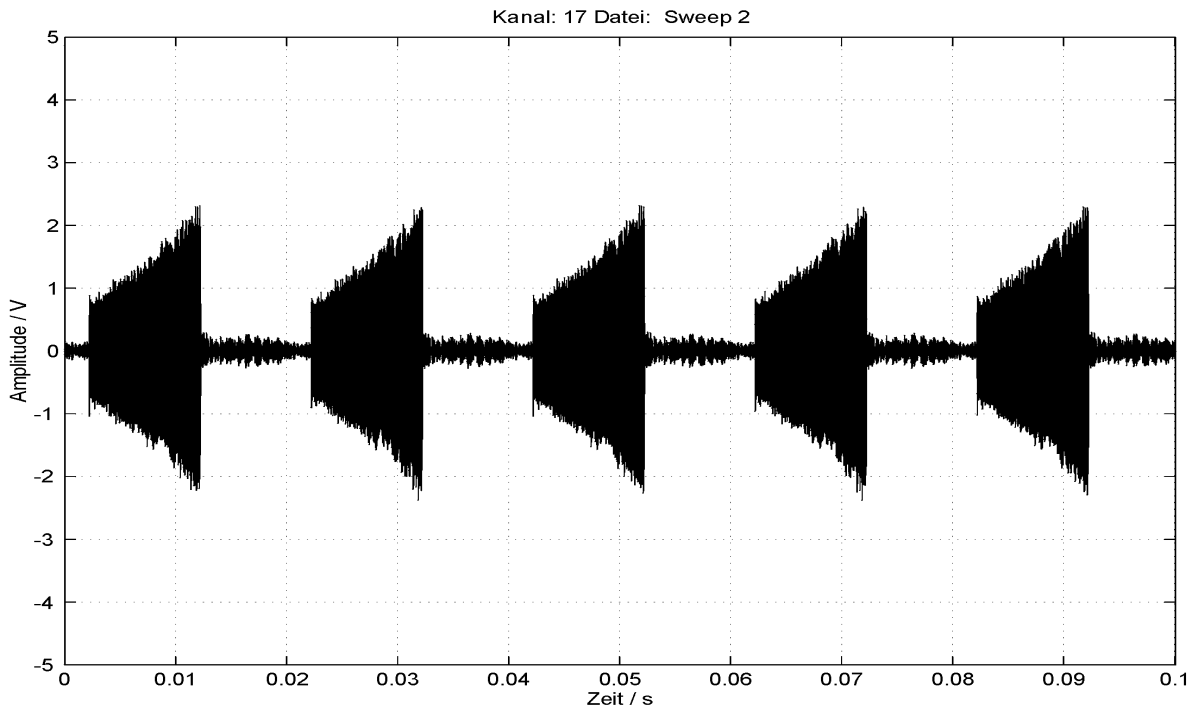
Auswertung:

Die Auswertung der Empfangssignale erfolgte mittels des im Abschnitt 7.2.1.1 als Kanalreinigung (KR) beschriebenen Signalbearbeitungsverfahrens.

Für die Signalbearbeitung und auch hinsichtlich einer späteren Datenübertragung war es zweckmäßig, die an sich unstrukturierten Pulse (Sweeps) dieser Signale in Takte zu unterteilen. In diesem Zusammenhang interessierte mich insbesondere die Stabilität der Phasenlagen innerhalb eines Sweeps. In diversen Testläufen wurde es zunächst versucht, die Taktzeiten zu minimieren. Die Länge der Taktzeiten wird im wesentlichen durch das Einschwingverhalten der scharfen Filter in Schritt 4 der KR bestimmt. In der hier gegebenen Konfiguration ergaben sich 1,66 Millisekunden als unterste Grenze. Da in diesen Experimenten die Bitrate aber noch keine Rolle spielte, wurde eine ganzzahlige Unterteilung gewählt, d.h. 5 Takte á 2 ms.

Wie für die spätere Einsatzpraxis vorgesehen, nutzte ich den jeweils ersten Sweep ausschließlich für das Kanal-Tuning (siehe Abschnitt 7.2.1.2). Die eigentliche Signalauswertung begann dann mit dem zweiten Sweep. Da im weiteren die Auswertung der einzelnen Sweeps immer gleich ablief, möchte ich mich in der folgenden ausführlicheren Wiedergabe der Auswertungsergebnisse auf die Darstellungen für den zweiten Sweep beschränken. Die Wirkung der einzelnen Bearbeitungsschritte kann am besten anhand der Abbildungen nachvollzogen werden, so dass sich längere Kommentare erübrigen.

Zu 1. Parallele VMT:



NEA3, 22-Mar-99

Abb. 36. Empfangssignal mit 5 Pulsen, Abstand 1m.

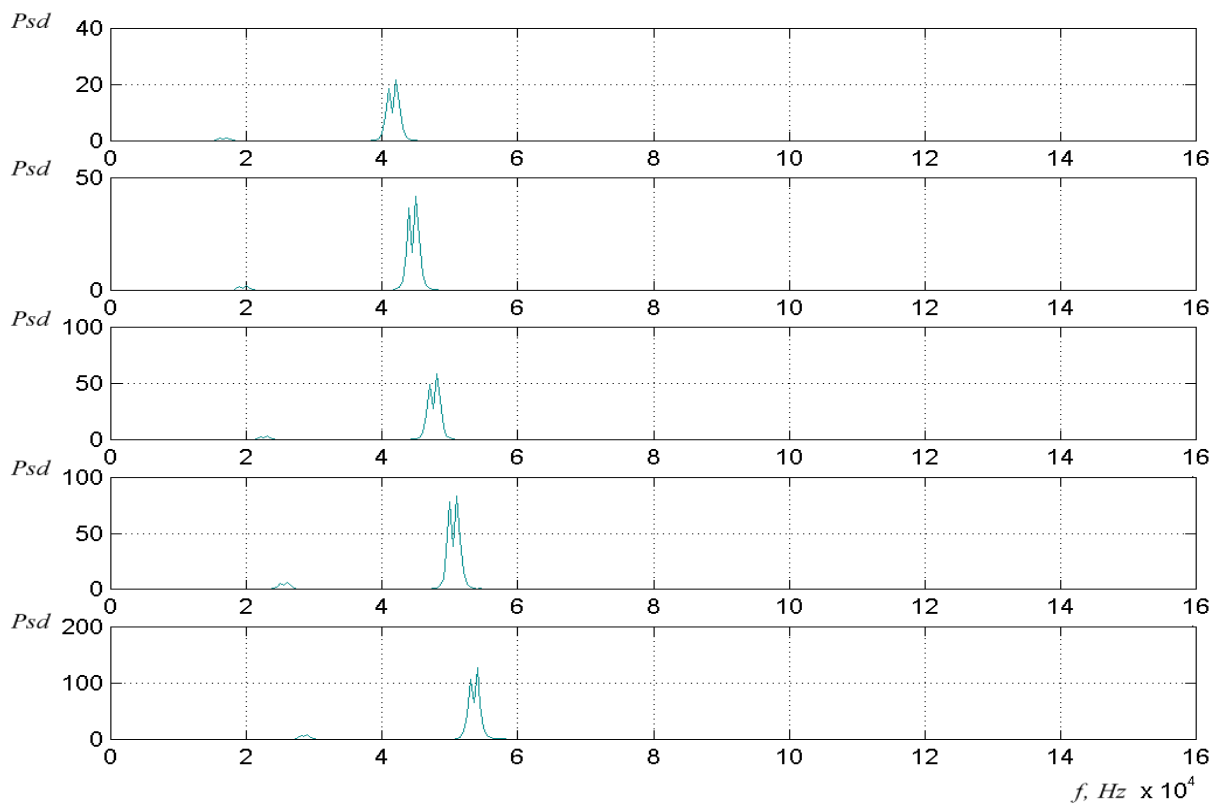


Abb. 37. Spektralanalyse für 5 Takte eines Sweeps. Man beachte die ungünstigen Amplitudenverhältnisse zwischen der Bezugs- und der Infokomponente.

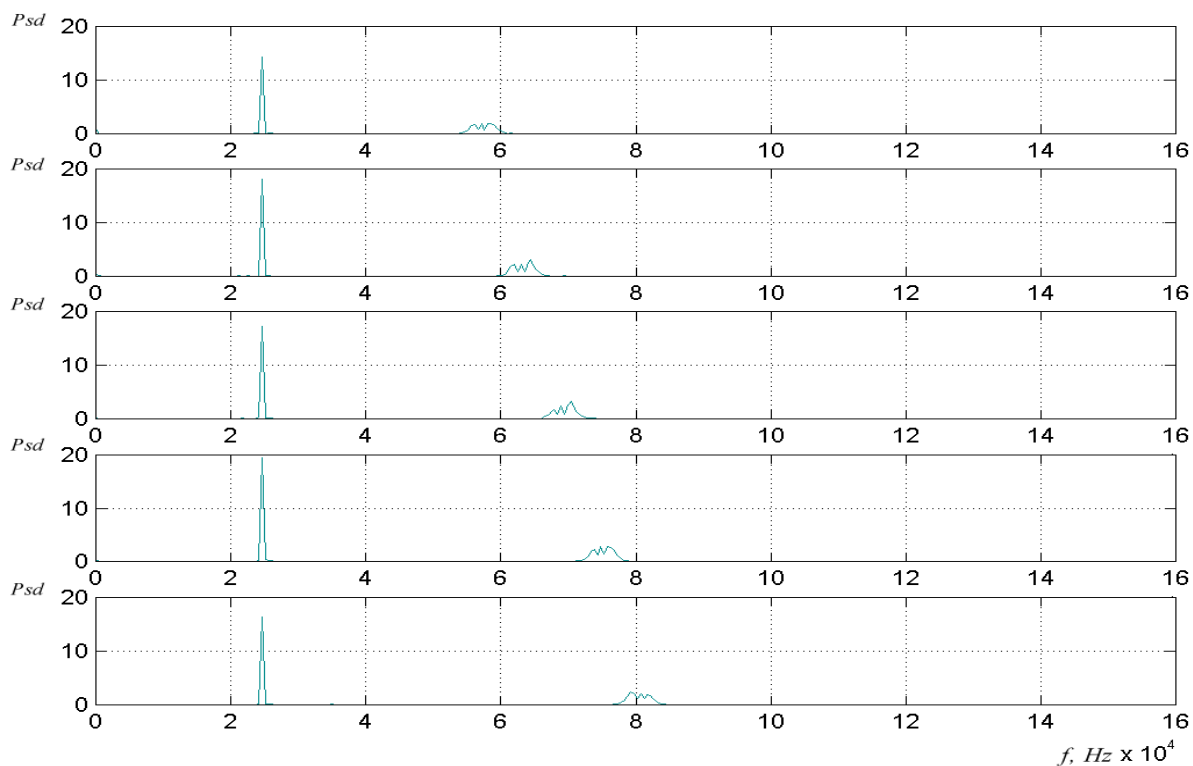


Abb. 38. Ergebnis der Multiplikation der beiden Signalkomponenten: Stehende Zwischenfrequenzen. Das nicht benötigte Seitenband (rechts) wird weggefiltert.

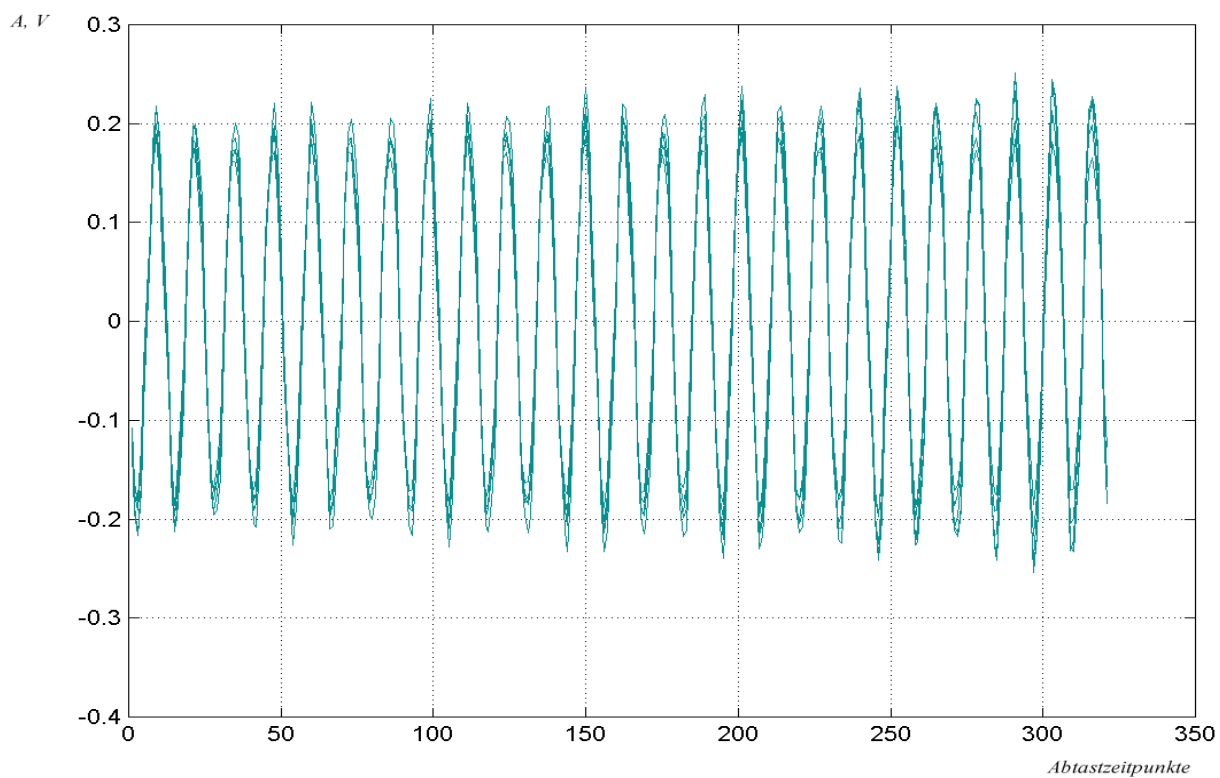
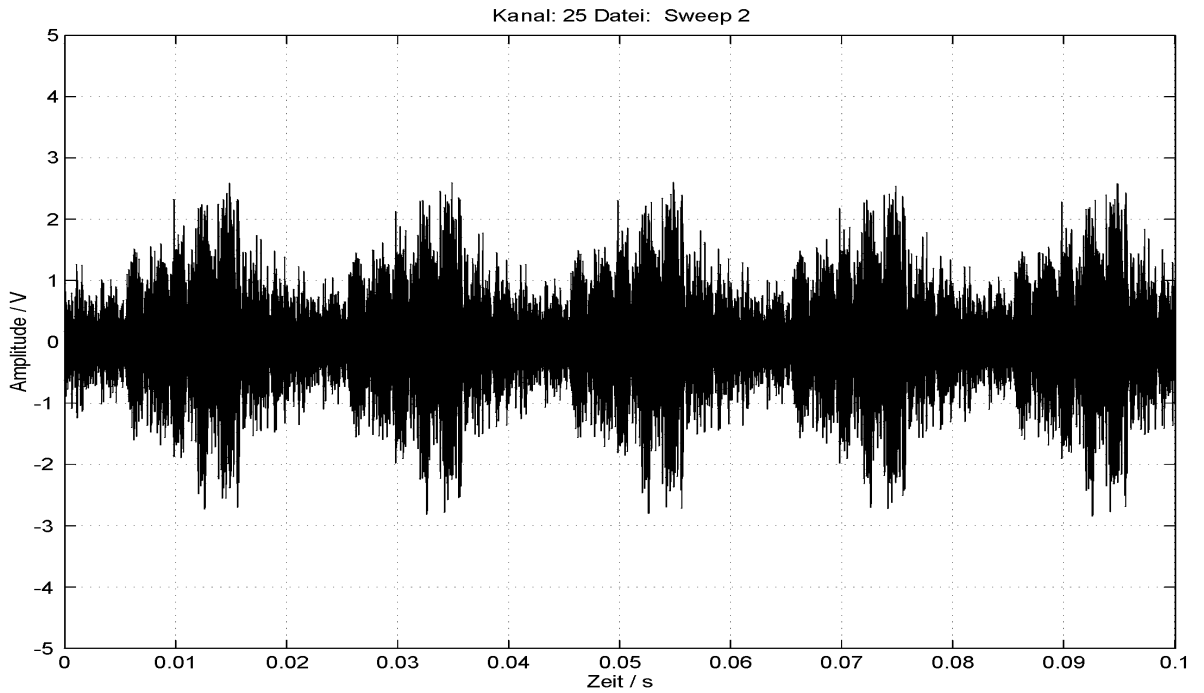


Abb. 39. Phasenvergleich durch Überlagerung der Signale aus allen 5 Takten: Die Phasen stehen stabil.



NEA3, 22-Mar-99

Abb. 40. Das gleiche Signal (vergl. Abb. 36) im Abstand von ca. 100 m vom Sender.

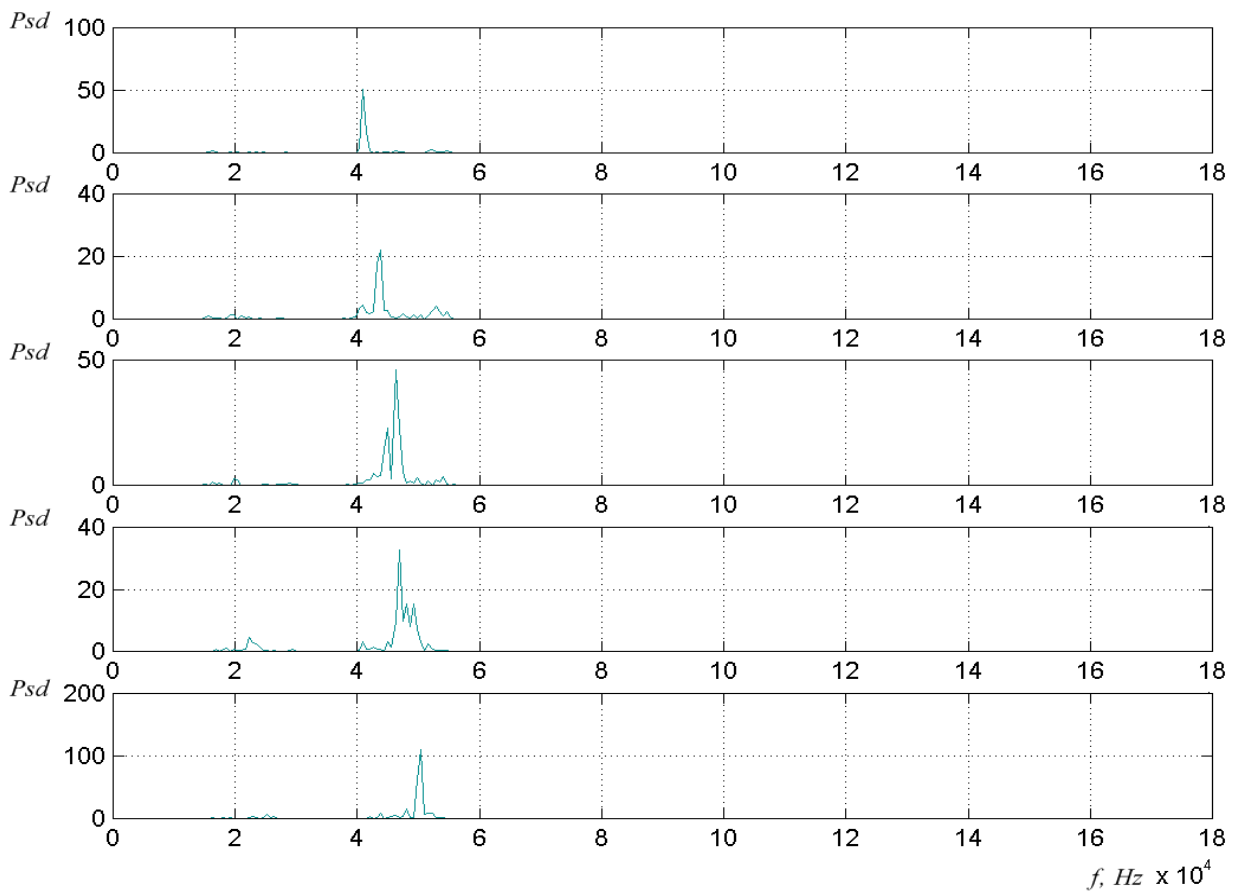


Abb. 41. Spektralanalyse für 5 Takte eines Sweeps. Auch hier ist die niederfrequente Komponente ist kaum erkennbar.

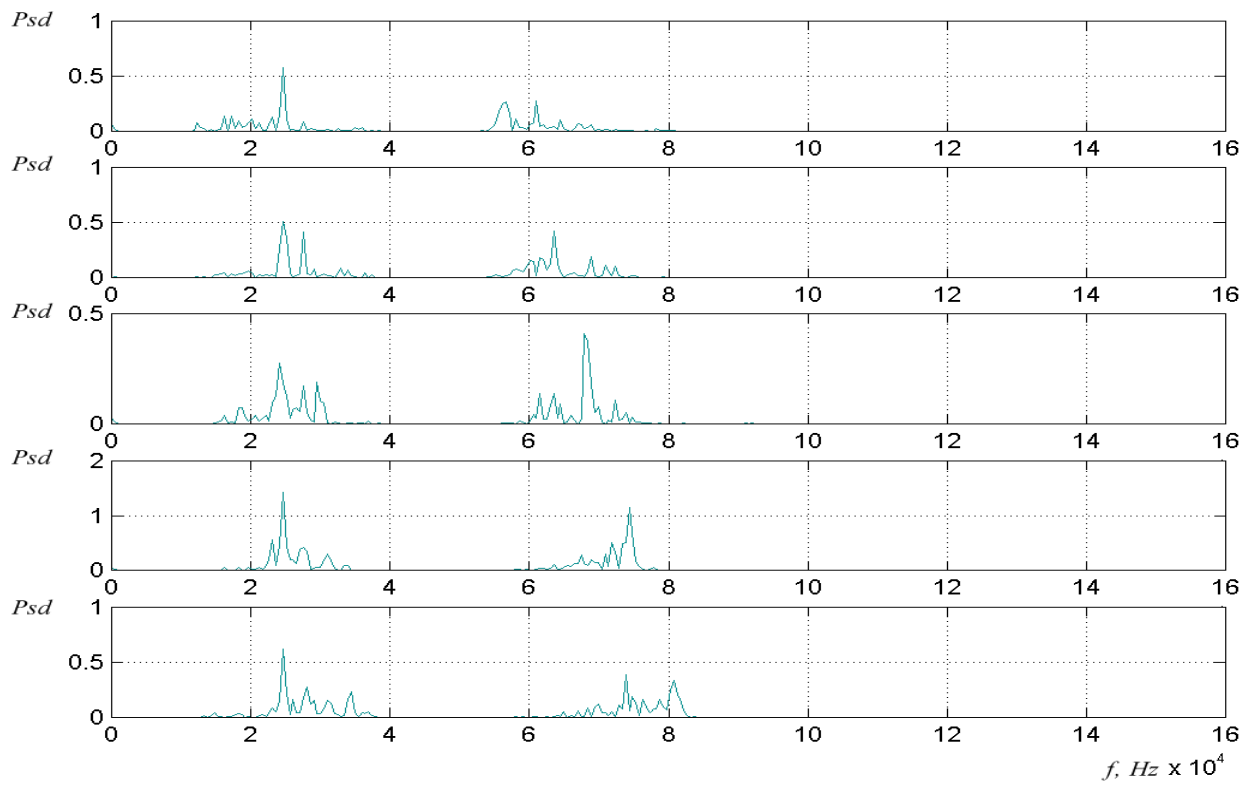


Abb. 42. Spektrale Zusammensetzung der stabilen Zwischenfrequenzen, inkl. Seitenband (nach Multiplikation beider Komponenten).

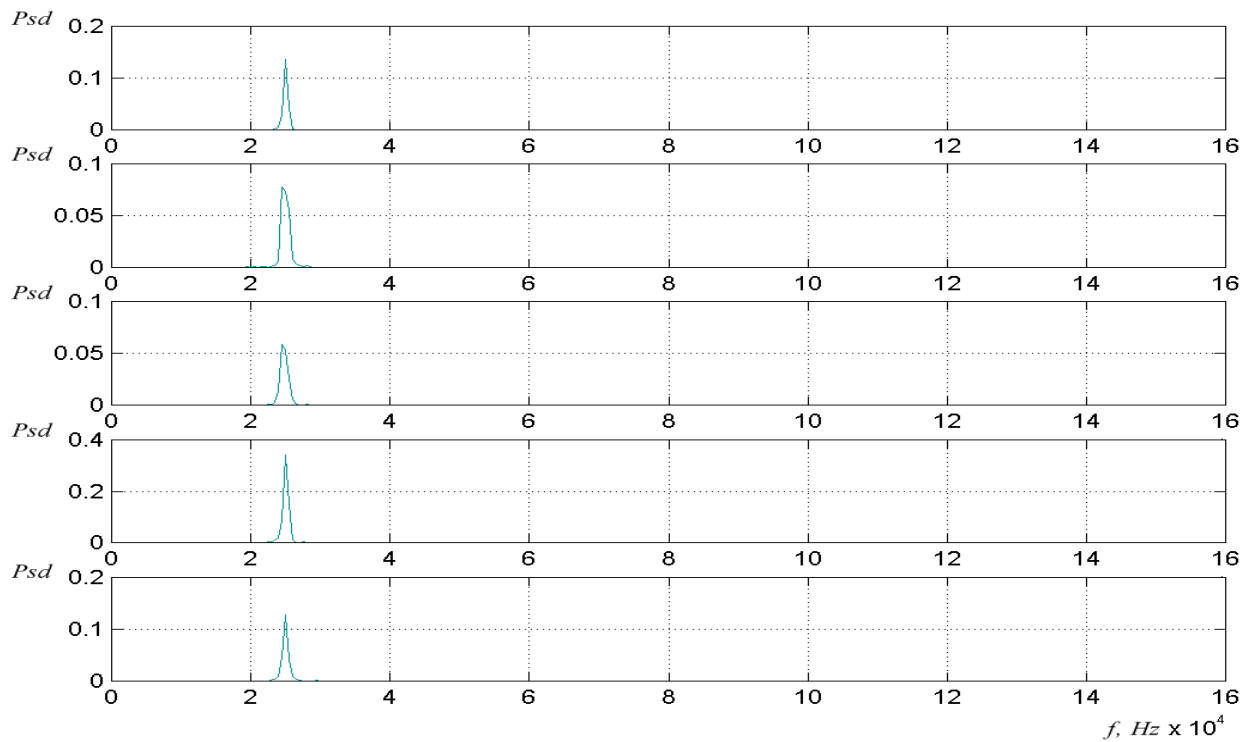


Abb. 43. Ergebnis der scharfen Filterung.

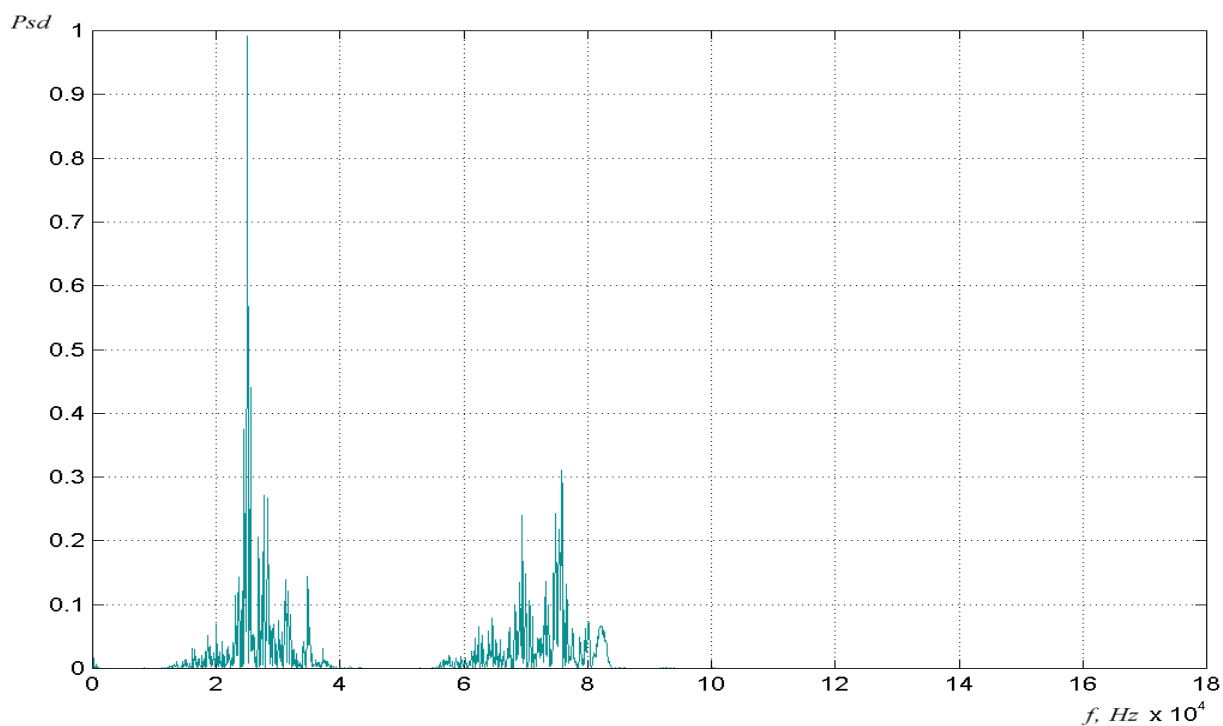


Abb. 44. Basis für das Kanal-Tuning: Spektralanalyse auf der Ebene der stabilen Zwischenfrequenzen für einen kompletten Sweep (inkl. Seitenband). Anhand des Maximums wird die Einstellung des scharfen Filters vorgenommen.

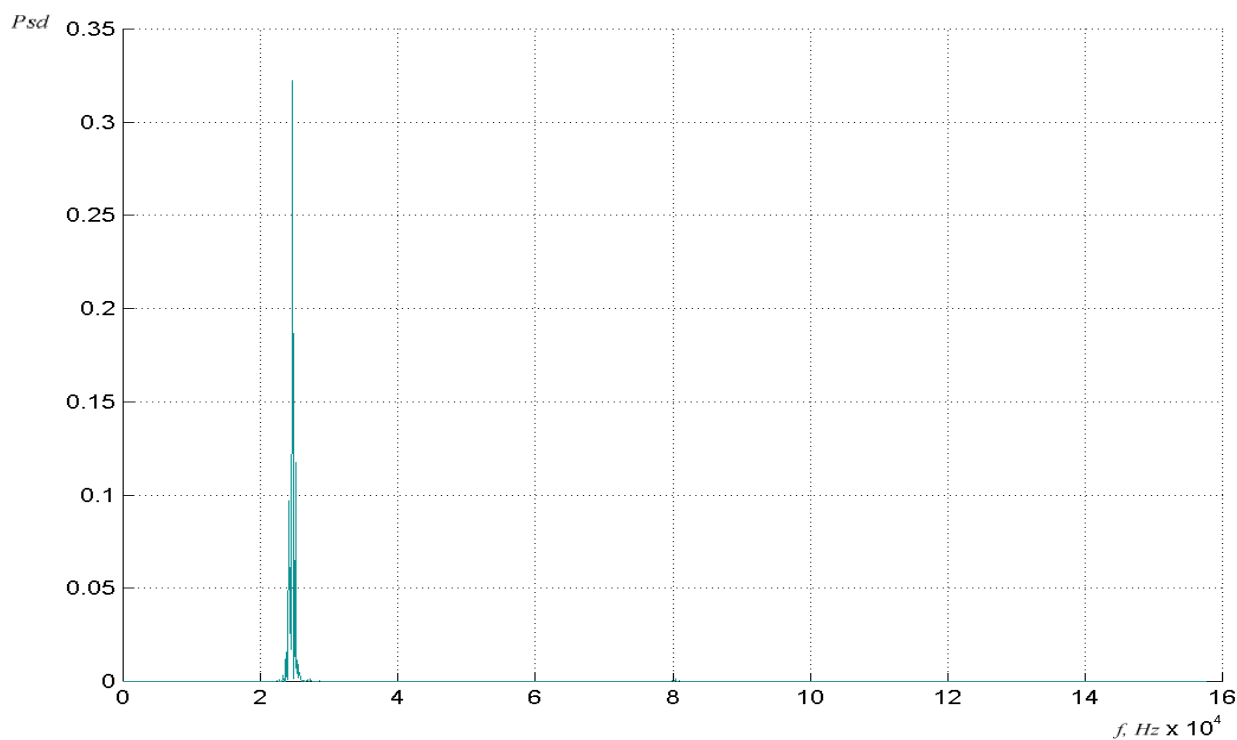


Abb. 45. Spektralanalyse des Sweeps (vergl. Abb. 44) nach der scharfen Filterung. Die Einstellungen des scharfen Filters bleiben jeweils bis zum nächsten Kanal-Tuning aktuell.

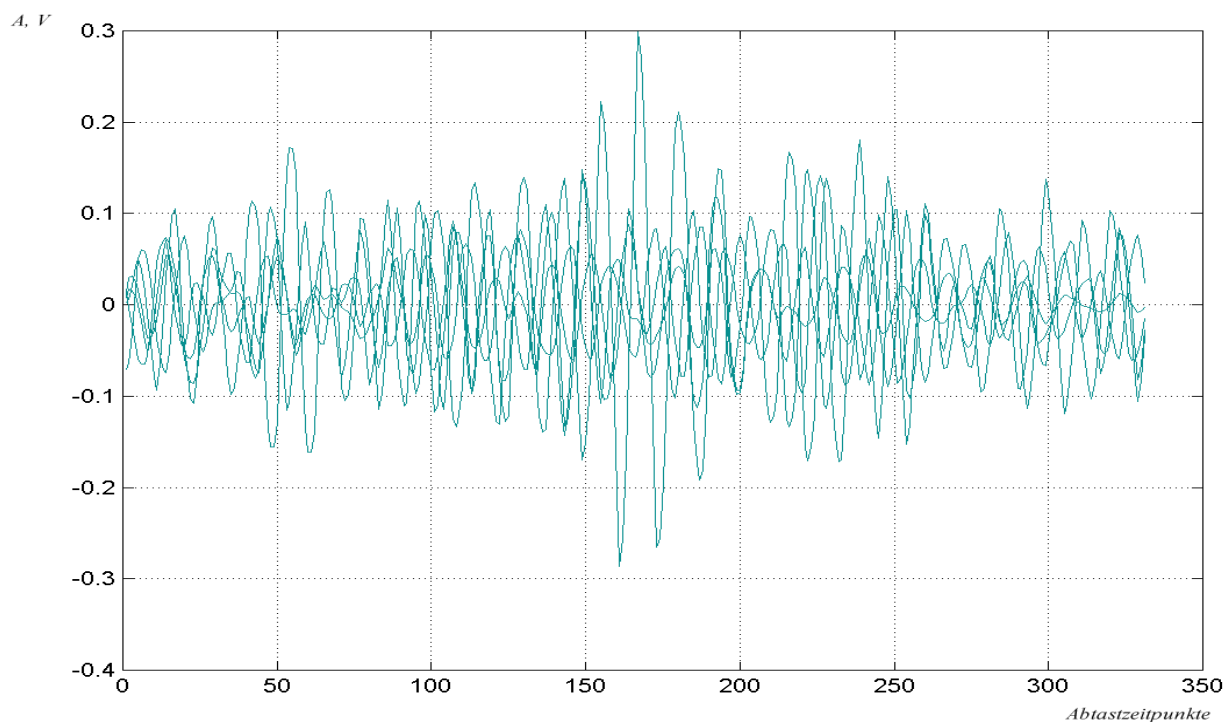


Abb. 46. Phasenvergleich durch Überlagerung der Signalanteile aus allen 5 Takten **vor** der scharfen Filterung.

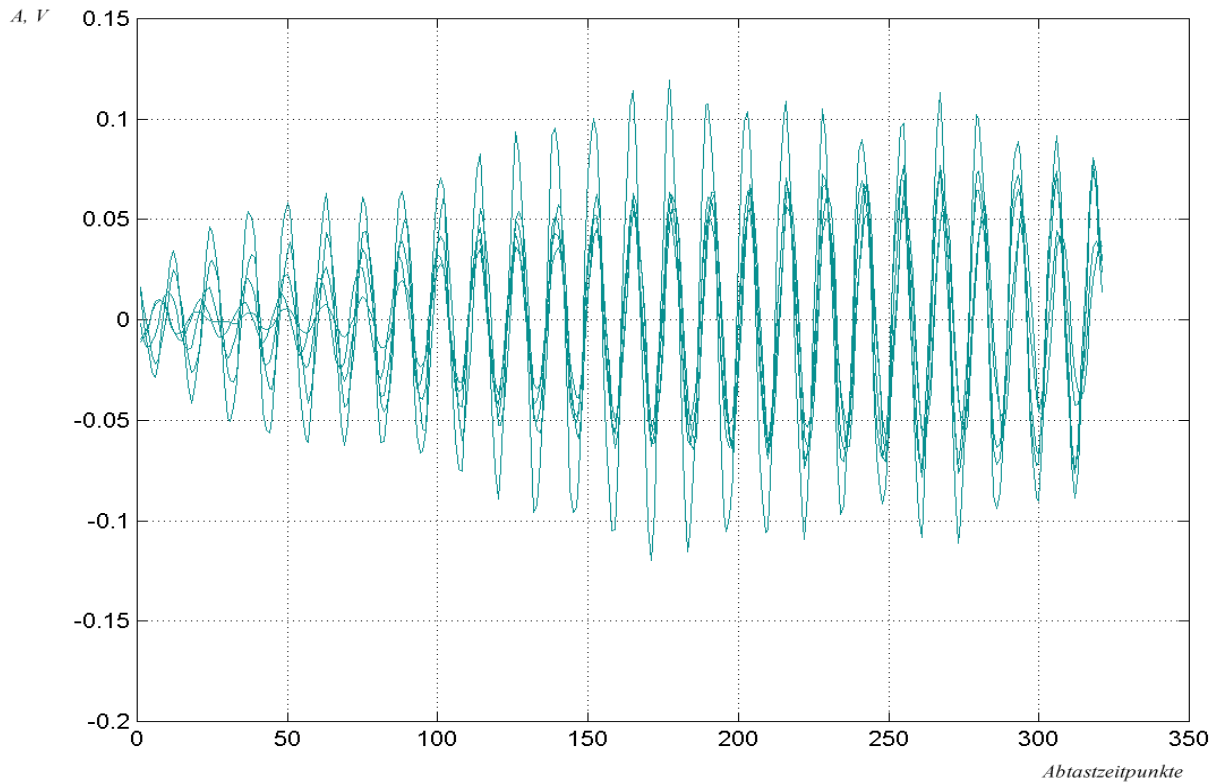
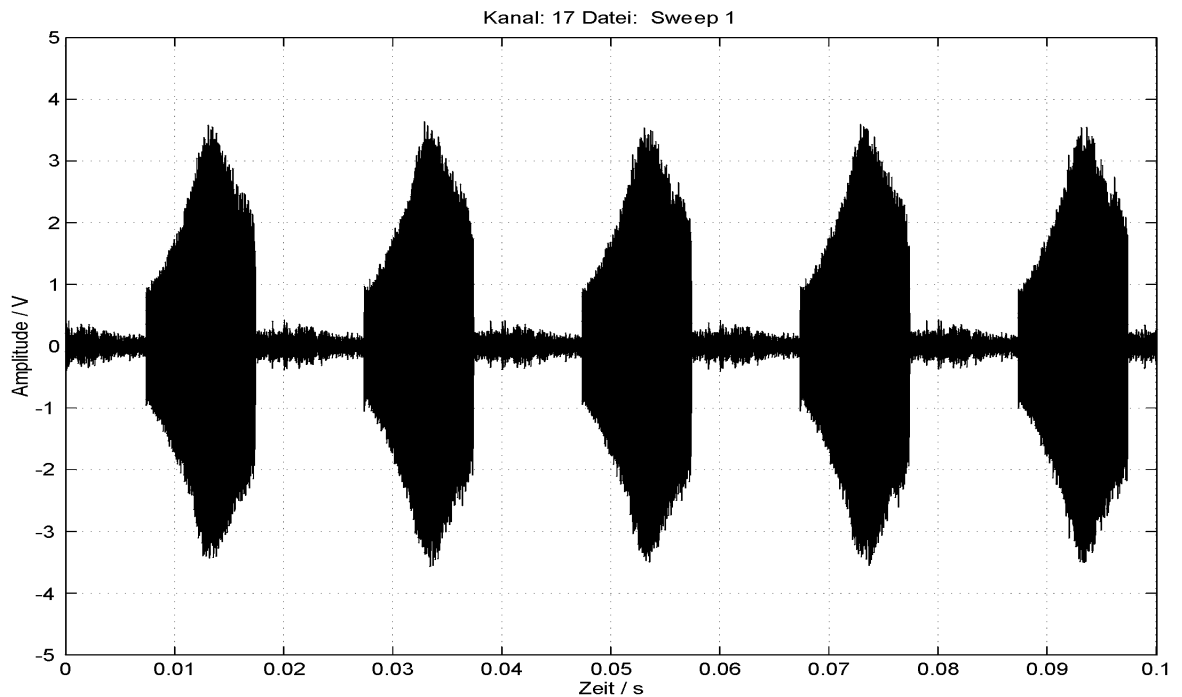


Abb. 47. Wie Abb. 46 aber **nach** der scharfen Filterung. Sobald das Filter eingeschwungen ist, stehen die Phasen sehr gut. Auch die Amplituden sind in gewissen Grenzen reproduzierbar.

Zu 2. Proportionale VMT:



NEA3, 22-Mar-99

Abb. 48. Empfangssignal mit 5 Pulsen, Abstand 1m.

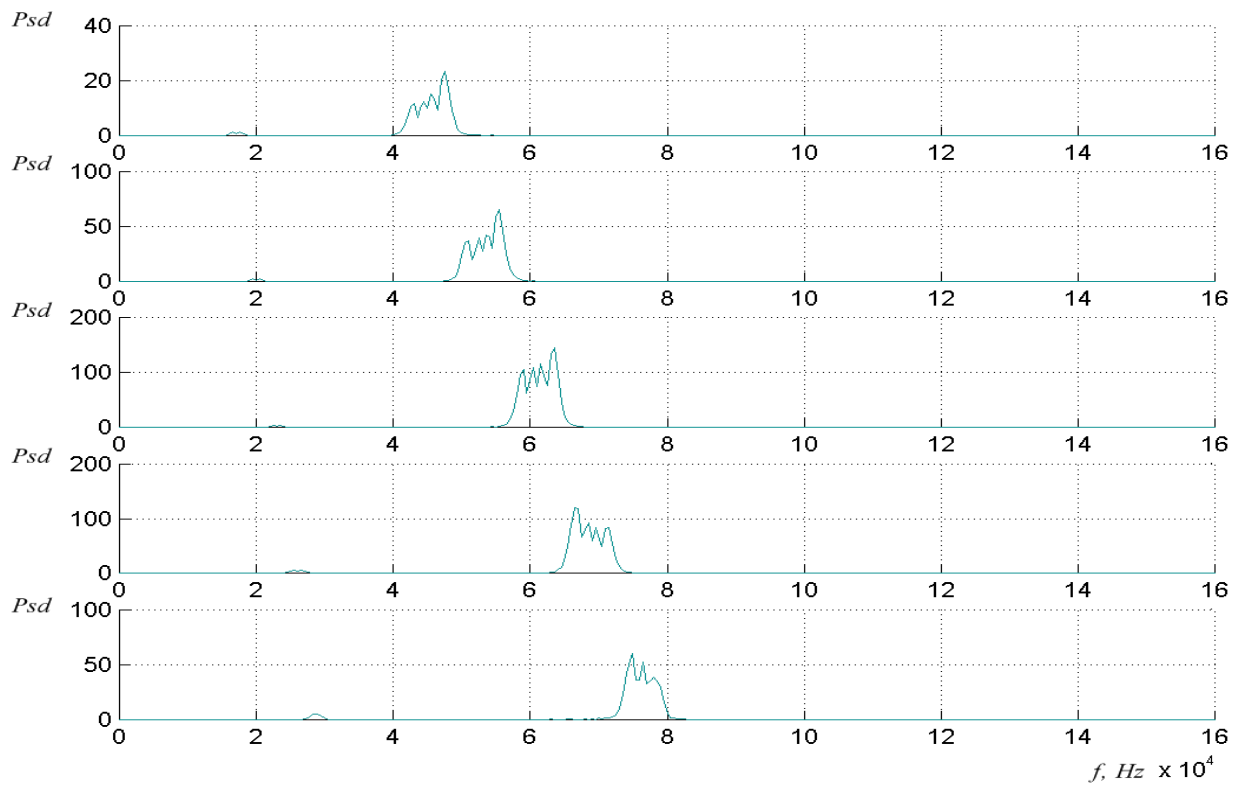
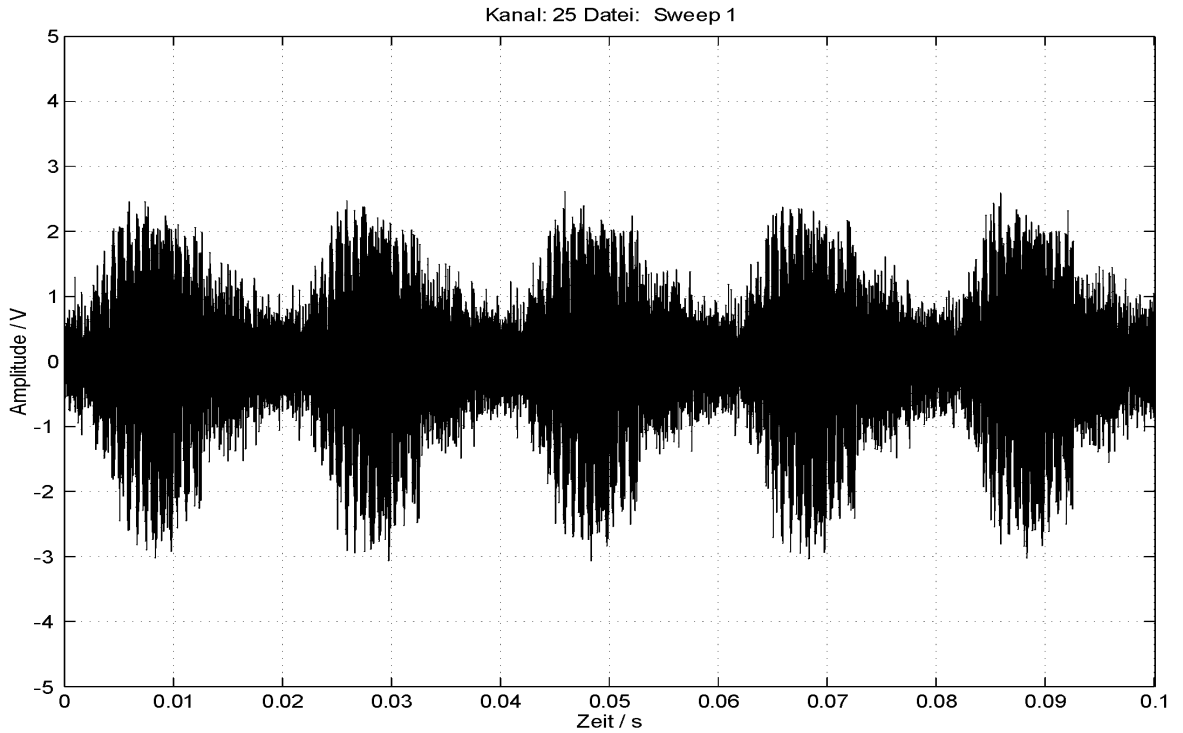


Abb. 49. Spektralanalyse für 5 Takte eines Sweeps. Die niedrige Komponente ist extrem schwach. Die "Fransen" der höheren Komponente resultieren aus der Frequenzverschiebung und Überlagerung innerhalb eines Taktes.



NEA3, 22-Mar-99

Abb. 50. Das gleiche Signal (vergl. Abb. 48) im Abstand von ca. 100 m vom Sender.

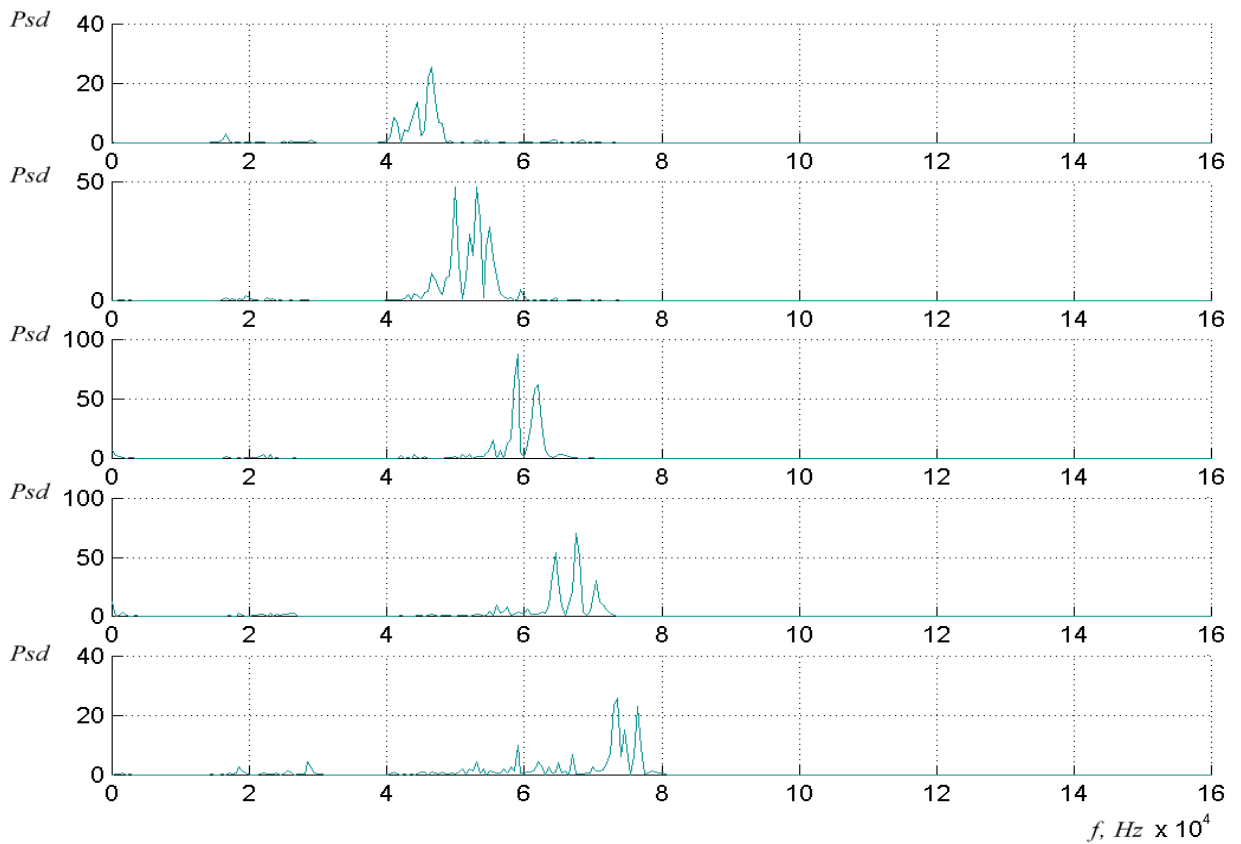


Abb. 51. Spektralanalyse für 5 Takte eines Sweeps.

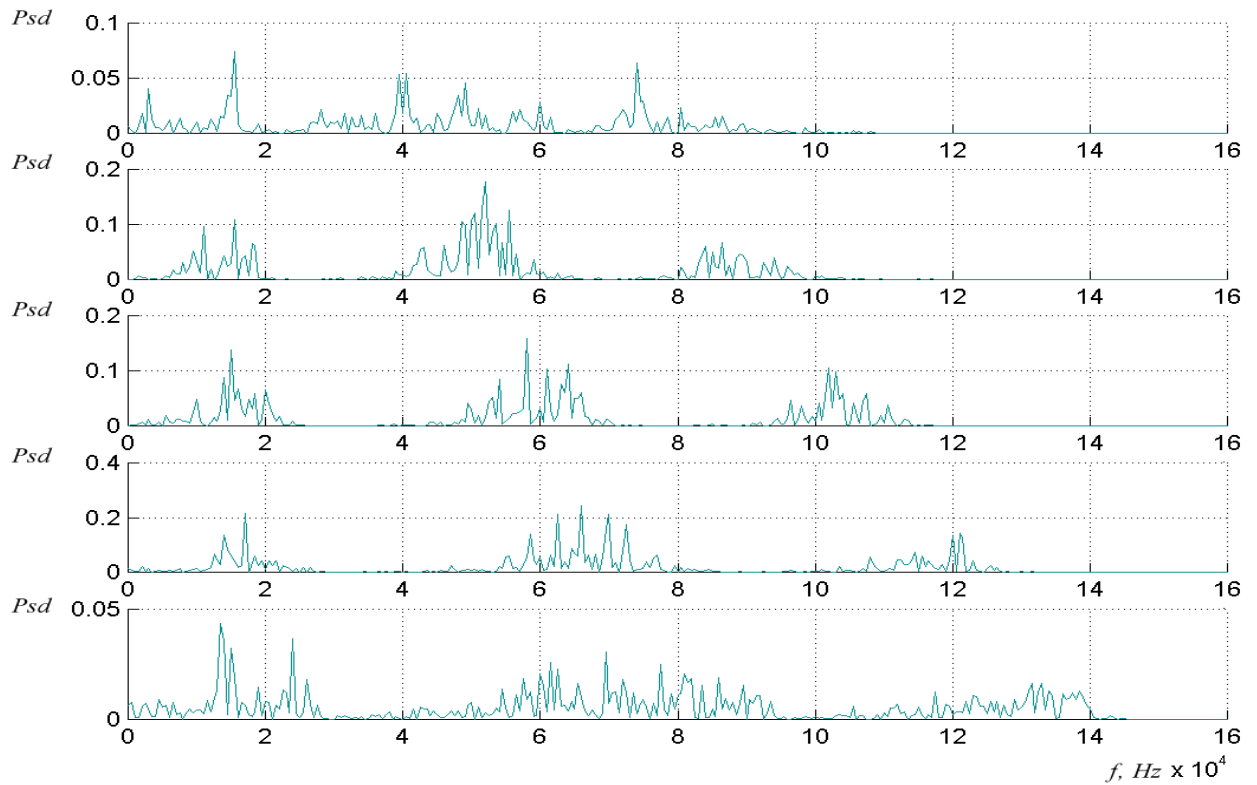


Abb. 52. Spektrale Zusammensetzung der stabilen Zwischenfrequenzen, inkl. Seitenbänder (nach Multiplikation beider Komponenten und Multiplikation mit der Heterodynefrequenz).

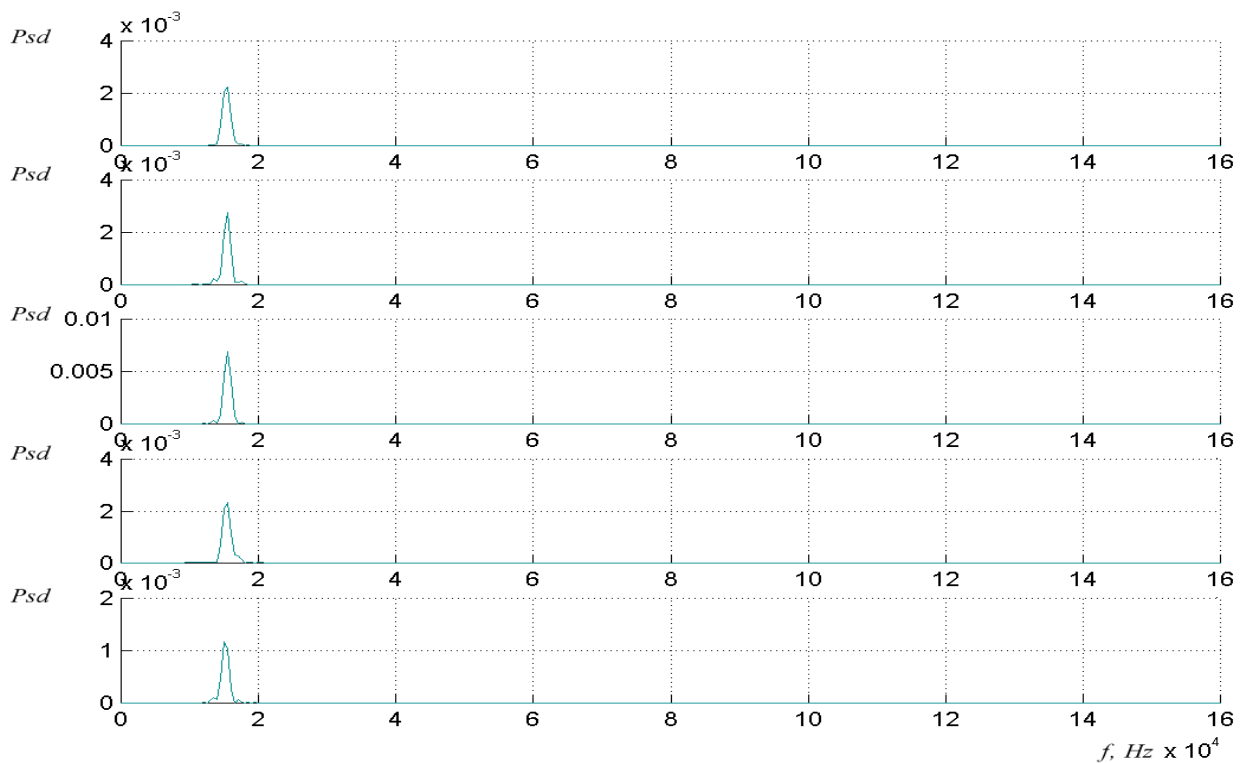


Abb. 53. Spektralanalyse nach der scharfen Filterung.

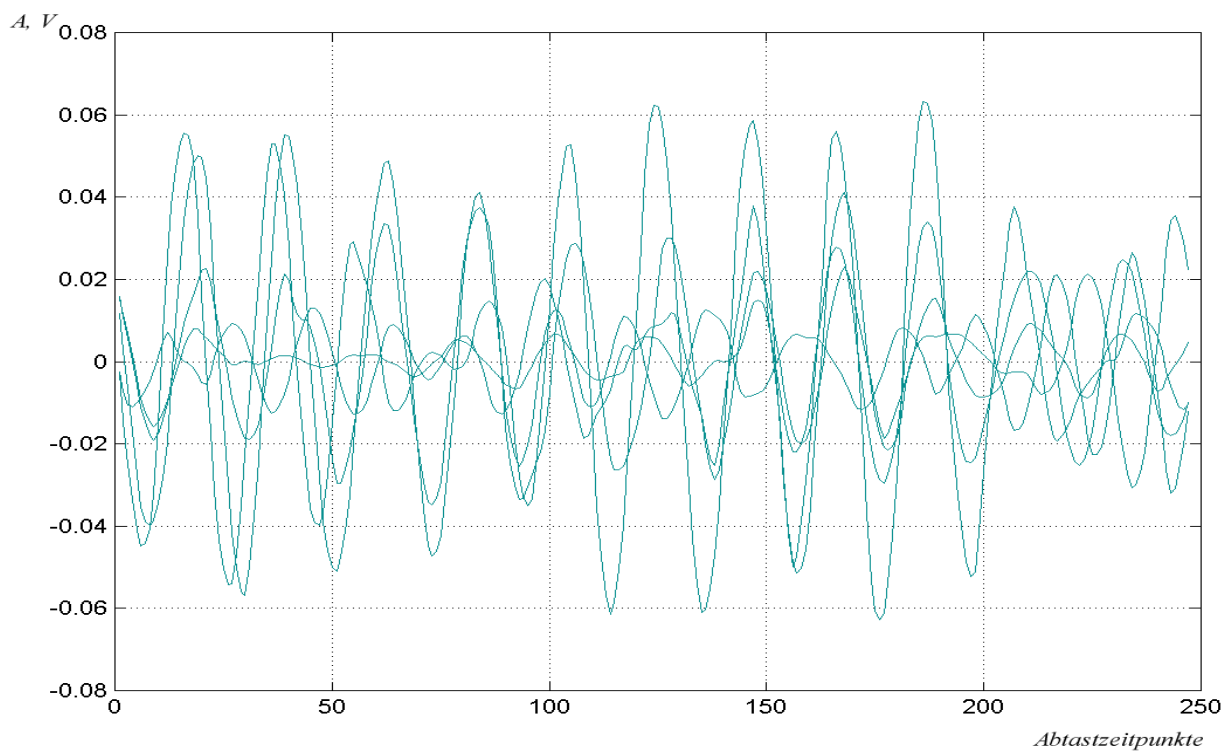


Abb. 54. Phasenvergleich für die stabilen Zwischenfrequenzen **vor** der scharfen Filterung durch Übereinanderprojektion von 5 Takten.

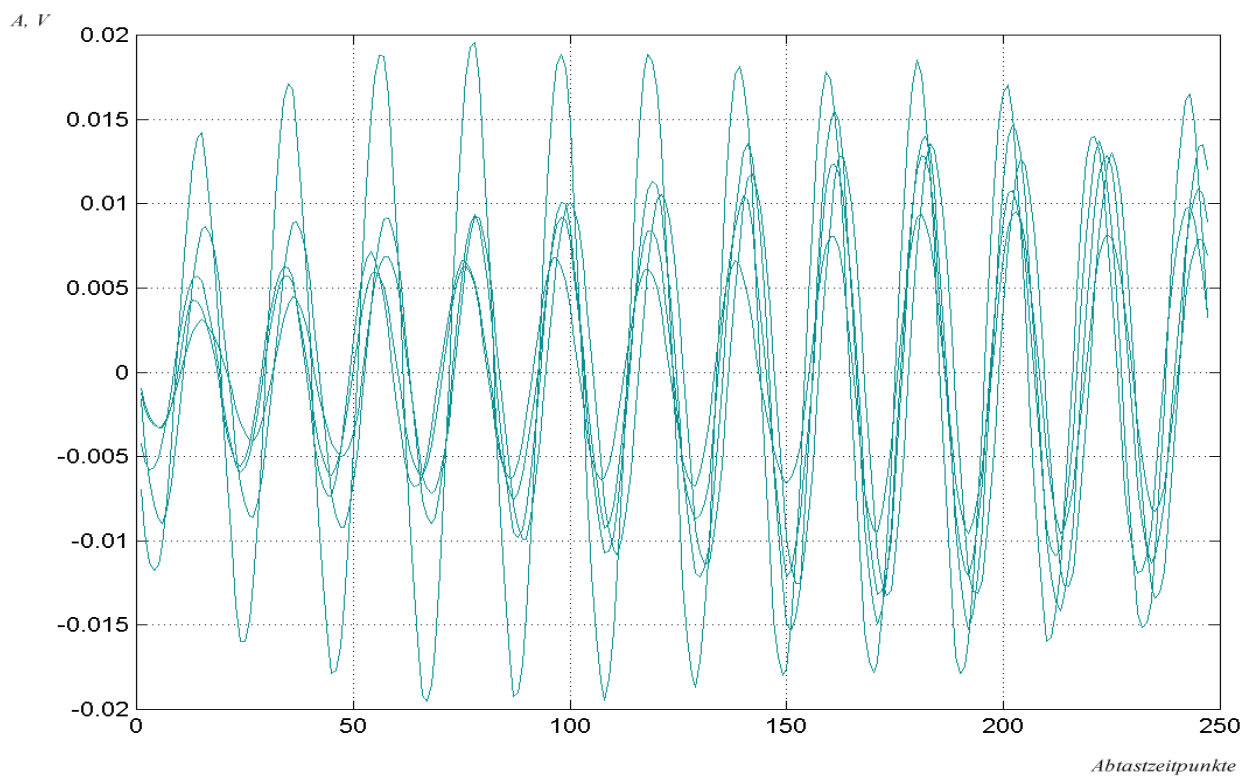


Abb. 55. Phasenvergleich für die stabilen Zwischenfrequenzen **nach** der scharfen Filterung. Auch hier stehen die Phasen recht gut und die Amplituden sehen ebenfalls nicht schlecht aus.

Bewertung:

Der Vergleich von Abb. 46 und Abb. 47, sowie von Abb. 54 und Abb. 55 belegt anschaulich die Leistungsfähigkeit des Verfahrens:

Im Ergebnis der KR stehen die Phasen sehr stabil. Die Drift ist minimal und dürfte insbesondere bei Verwendung einer differenziellen Phasencodierung kaum ins Gewicht fallen. So müsste beispielsweise eine 4-ry-DPSK unter diesen speziellen Bedingungen problemlos zu realisieren sein. Ob eventuell noch mehr Phasenlagen inklusive Amplitudenmodulation nutzbar sind, müssen weitere Experimente zeigen, da u.a. nicht ohne weiteres abzusehen ist, wie sich die Phasensprünge auf das Ergebnis auswirken werden. Jedenfalls sind nach dem Einschwingen des Filters auch die Amplituden einigermaßen stabil, so dass künftig auch Konstellationen mit Amplitudencodierung getestet werden können.

Unter stationären Bedingungen kann man bevorzugt die parallele VMT anwenden, da hier die zweite Komponente nicht so steil verändert werden muss. Die proportionale VMT bringt ansonsten die gleiche Auflösung. Beider Verfahren waren unter den gegebenen Rahmenbedingungen etwa gleichwertig. Angesichts der Fülle von z.T. noch per Hand vorgenommenen Parametereinstellungen (Abstimmung der Filtersysteme etc.) bergen beide Verfahren noch ein beträchtliches Optimierungspotential. Hier lassen sich sicher noch einige Verbesserungen erreichen. Für die hier gestellte Aufgabe waren die erreichten Ergebnisse jedoch überzeugend genug.

8.2.3 Untersuchungen von uncodierten „Doppel-Sweeps“ bei Variationen des S/N Verhältnisses, stationär und mit bewegtem Sender

Im zweiten Teil der Bagger-See Experimente wurden ebenfalls einfache (uncodierte) Doppel-Sweep-Signale getestet, diesmal jedoch mit unterschiedlichen S/N Verhältnissen. Weiterhin sollte durch Veränderung der Senderposition die Doppler-Resistenz untersucht werden.

Die Signale wurden jeweils in folgenden Entfernungen aufgenommen:

1. Im Abstand von 1 Meter
2. Im Abstand von 108 Metern.

Jedes Signal enthielt 40 Sweeps á 10 ms. Die Pausen zwischen den Sweeps betragen auch hier jeweils 10 ms. Die Signale wurden mit einer Abtastrate von 320 000/s digitalisiert.

Tabelle 2 gibt eine Übersicht über die Inhalte der Dateien sowie über die im folgenden verwendeten Bezeichnungen.

Tabelle 2. Übersicht zu den Testsignalen

Signal (Sweep- Folge) Nr.	Datei- name	Sendespan- nung (Voltspitze) U in [V]	S/N-Verhältnis *)	Sweep		VMT	Sender
				f1 [kHz]	f2 [kHz]		
1	n8	200	29.5 ... 41.5 dB	15-30	40-80	proportional	Stationär
2	n9	150	26.0 ... 38.0 dB	15-30	40-80	proportional	Stationär
3	n10	100	20.0 ... 32.0 dB	15-30	40-80	proportional	Stationär
4	n11	50	14.0 ... 26.0 dB	15-30	40-80	proportional	Stationär
5	n12	25	8.0 ... 20.0 dB	15-30	40-80	proportional	Stationär
6	n13	12,5	2.0 ... 14.0 dB	15-30	40-80	proportional	Stationär
7	n14	6,25	-4.0 ... +8.0 dB	15-30	40-80	proportional	Stationär
8	n15	3,12	-10.0 ... +2.0 dB	15-30	40-80	proportional	Stationär
9	n16	1,56	-16.0 ... -4.0 dB	15-30	40-80	proportional	Stationär
10	n18	200	29.5 ... 41.5 dB	15-30	40-80	proportional	Bewegt
11	n19	200	29.5 ... 41.5 dB	15-30	40-55	parallel	Stationär

*) – Die angegebenen S/N-Verhältnisse wurden jeweils nach dem dritten Schritt der Signalbearbeitung (s. Pkt. 7.2.1.1) im Bereich der konstanten Zwischenfrequenzen ausgewertet.

Bearbeitungsziel

Anhand dieser Signale sollte überprüft werden, wie stabil und reproduzierbar die differentiellen Phasenwinkel in den einzelnen Signalen sind. Wie bei der Analyse der ersten beiden Testbeispiele (vergl. Pkt. 8.2.2) wurden die Sweeps jeweils in 5 Takte á 2 ms unterteilt.

Auf den folgenden Seiten werden Beispiele der empfangenen Signale dieser Testserie (Tabelle 2) und die Ergebnisse der Phasenanalyse dargestellt. In den Abbildungen wird jeweils oben das Empfangsergebnis exemplarisch für einen Sweep und unten das Ergebnis der Phasenvergleiche für alle Takte der entsprechenden Sweep-Folge (jedenfalls 200 Takte in 40 Sweeps) gezeigt. Auch in diesen Experimenten wurde der jeweils erste Sweep der empfangenen Sequenzen für das Kanal-Tuning zur Einstellung der scharfen Filter (s. Pkt. 7.2.1.2) verwendet.

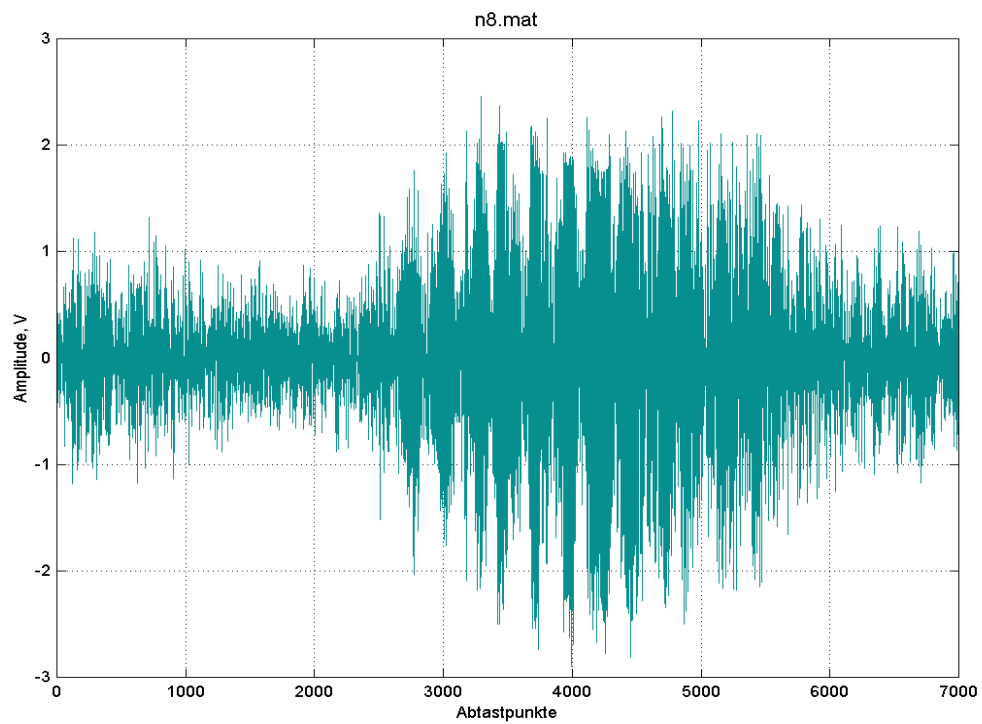


Abb. 56. Ein Sweep aus der **Sweep-Folge N 1** (n8) mit Merkmalen: proportionale VMT, maximal mögliche Senderamplitude (**200 V**), Sender- und Empfängerposition stationär.

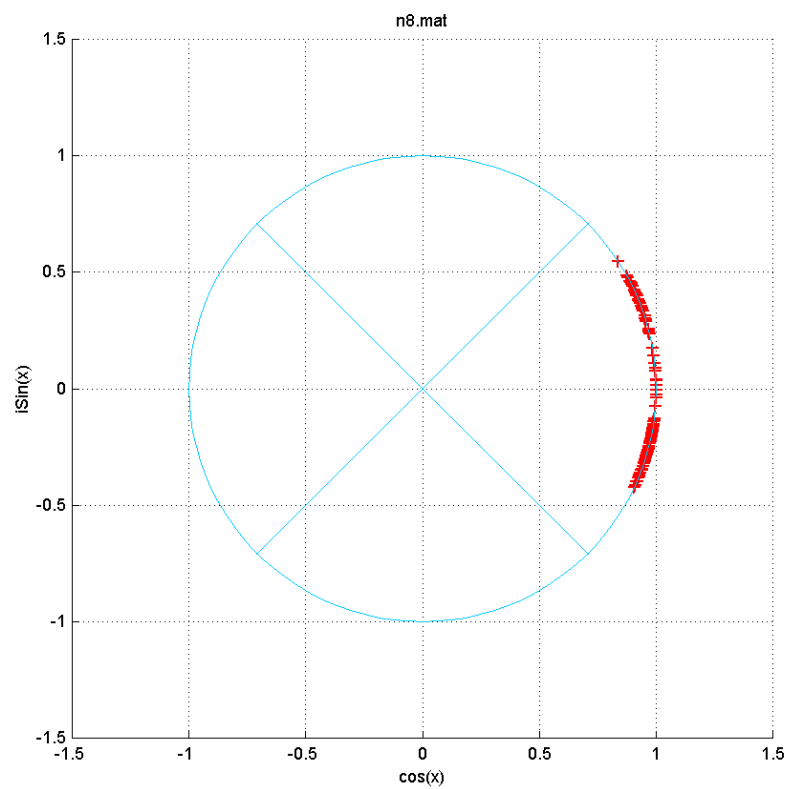


Abb. 57. Vergleich der differentiellen Phasenwinkel aller Takte der **Sweep-Folge N 1**.

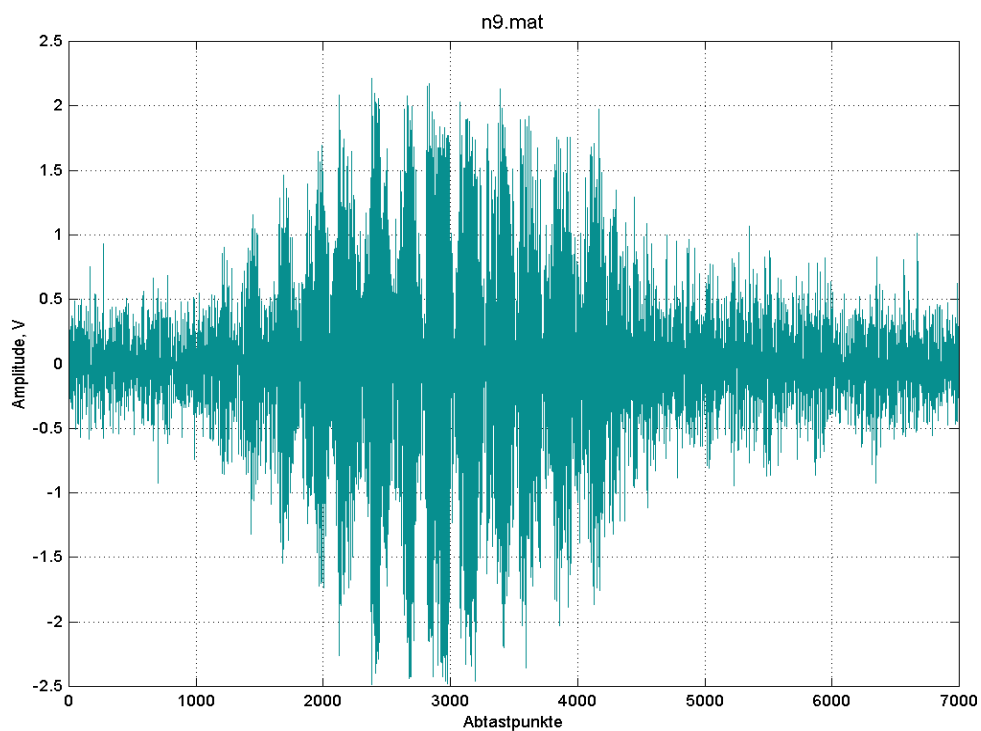


Abb. 58. Ein Sweep aus der **Sweep-Folge N 2 (n9)**: proportionale VMT, Senderamplitude **150 V**, Sender- und Empfängerposition stationär.

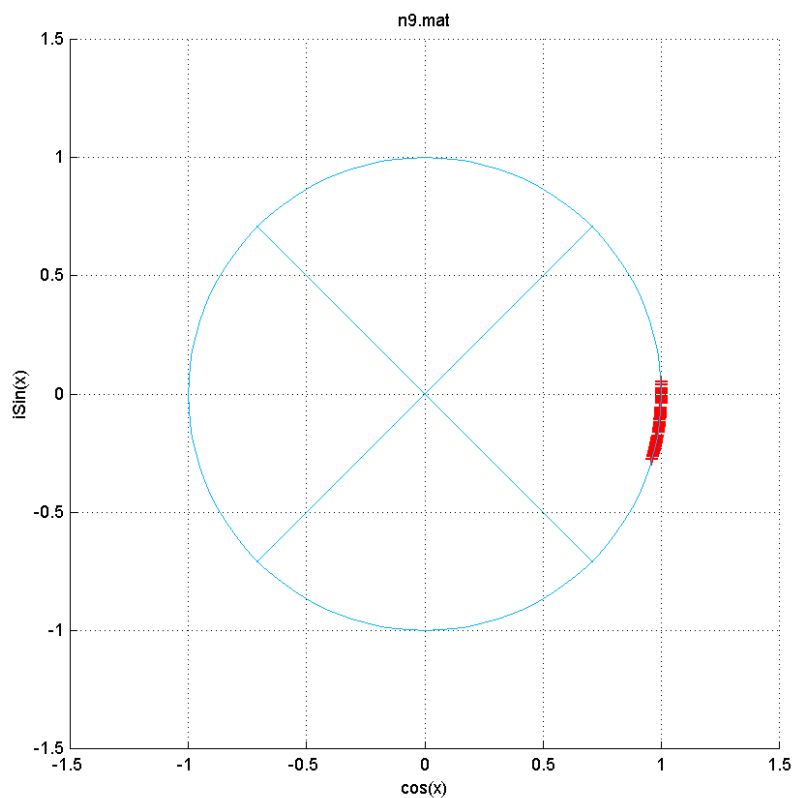


Abb. 59. Vergleich der differentiellen Phasenwinkel aus allen Takten der **Sweep-Folge N 2**.

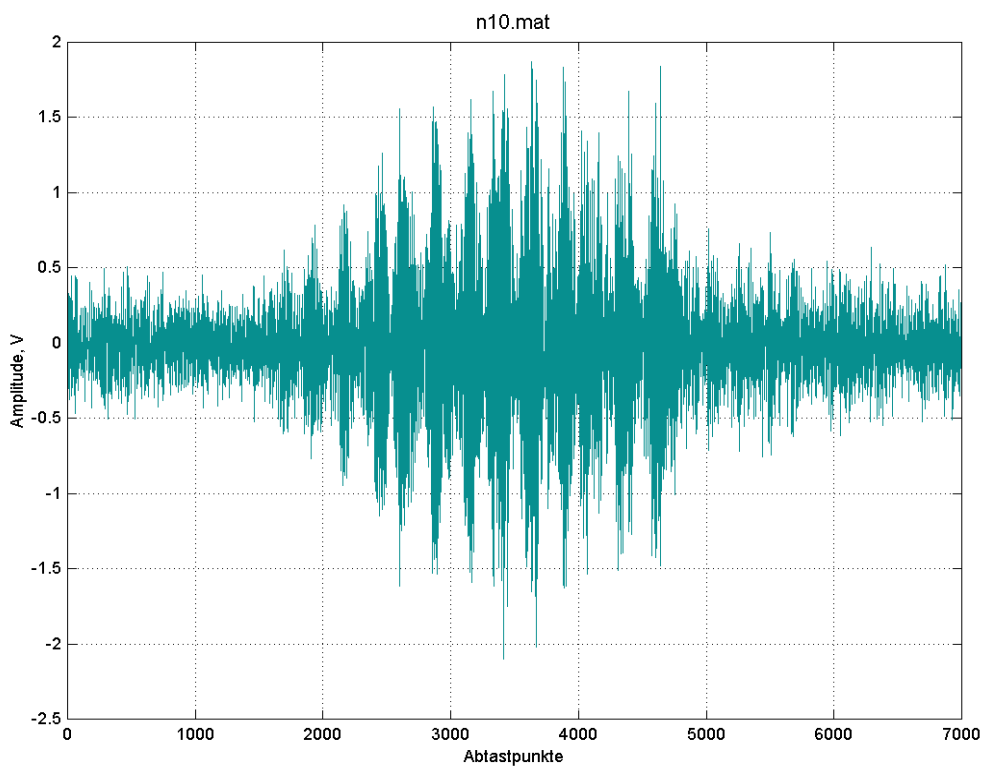


Abb. 60. Sweep aus der Sweep-Folge N 3 (n10): proportionale VMT, Senderamplitude 100 V, Sender- und Empfängerposition stationär.

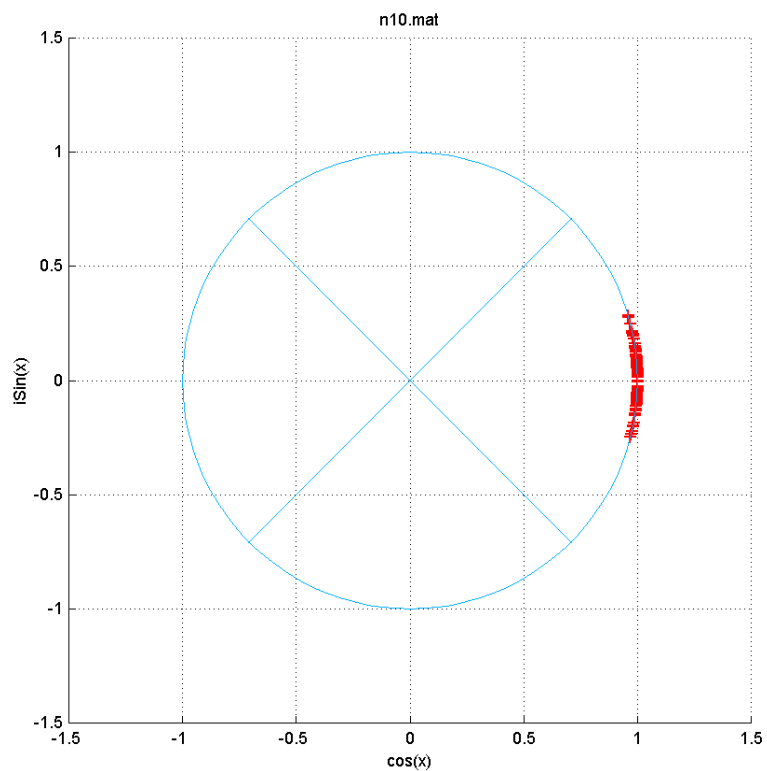


Abb. 61. Vergleich der differentiellen Phasenwinkel von allen Takten der Sweep-Folge N 3.

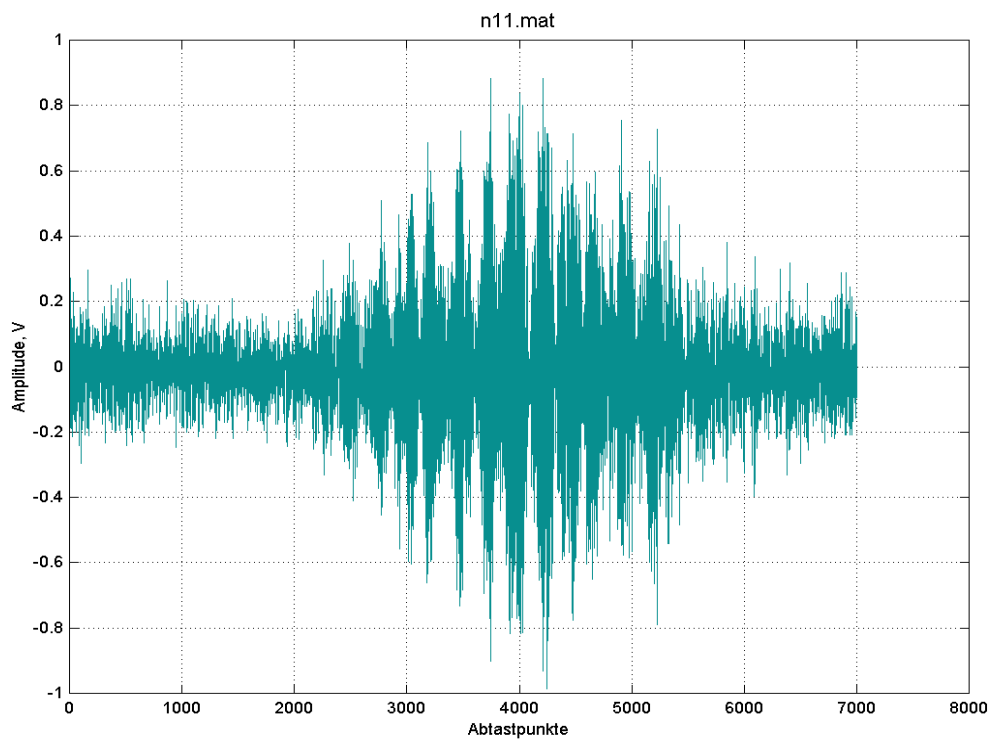


Abb. 62. Sweep aus der **Sweep-Folge N 4** (n11): proportionale VMT, Senderamplitude **50 V**, Sender- und Empfängerposition stationär.

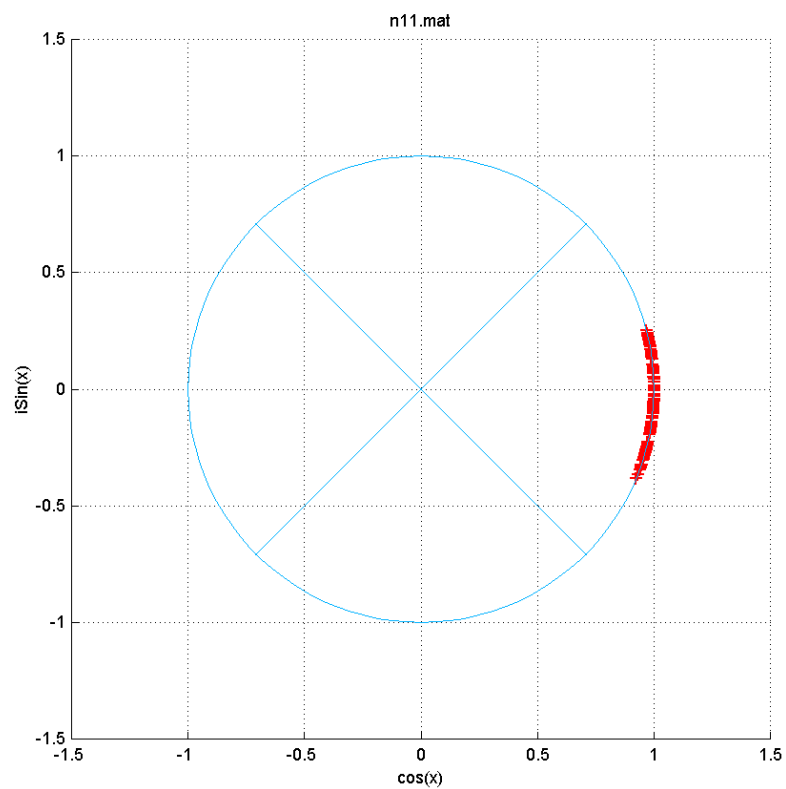


Abb. 63. Vergleich der differentiellen Phasenwinkel aller Takte der **Sweep-Folge N 4**.

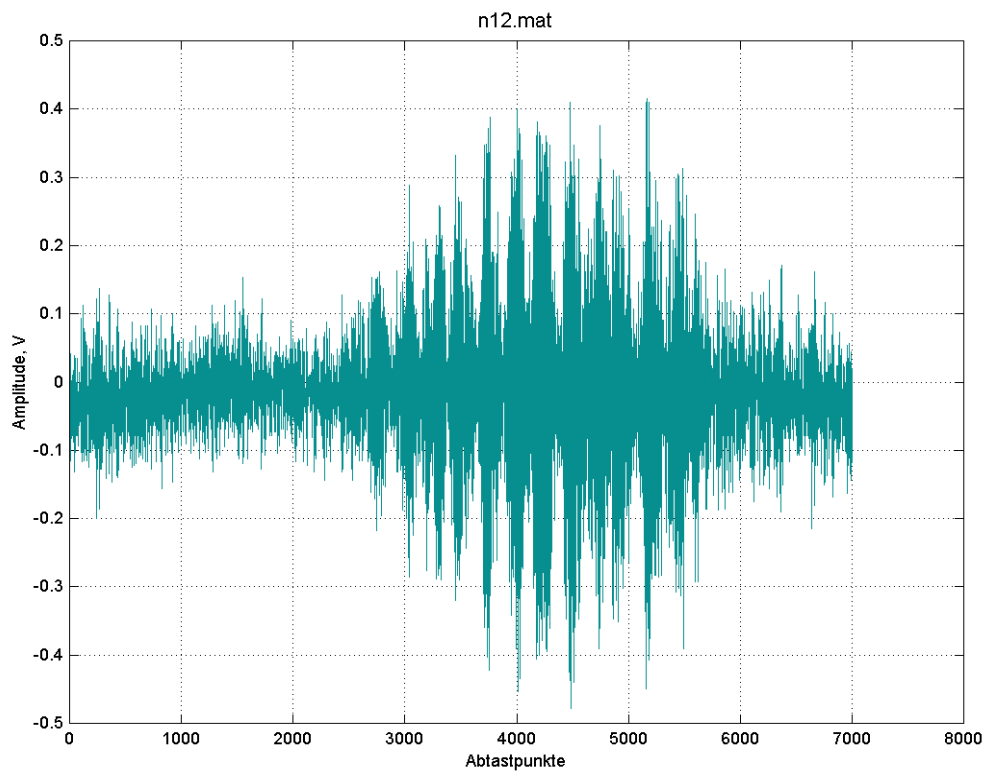


Abb. 64. Ein Sweep aus der Sweep-Folge N 5 (n12): proportionale VMT, Senderamplitude 25 V, Sender- und Empfängerposition stationär.

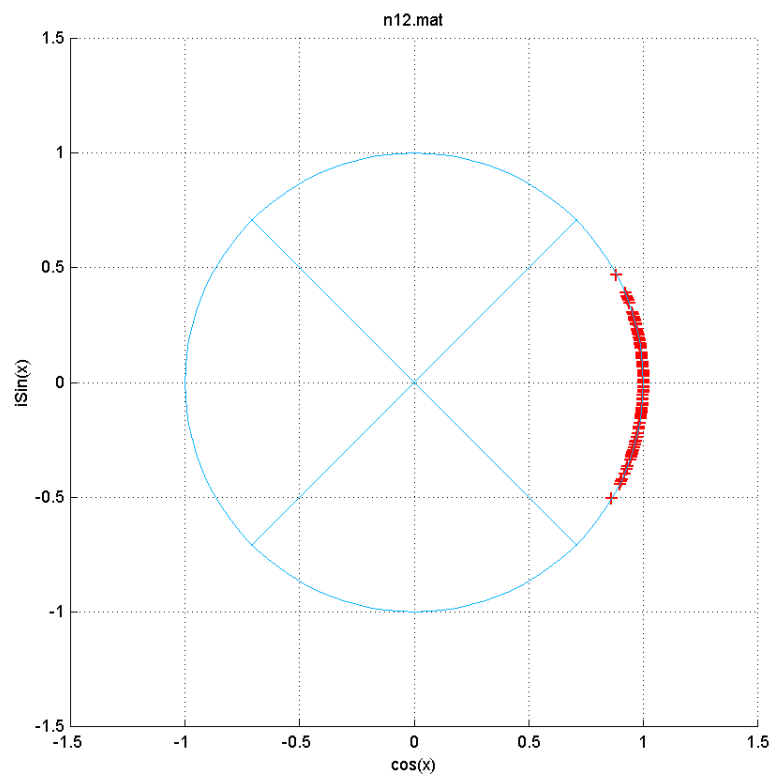


Abb. 65. Vergleich der differentiellen Phasenwinkel aller Takte der Sweep-Folge N 5.

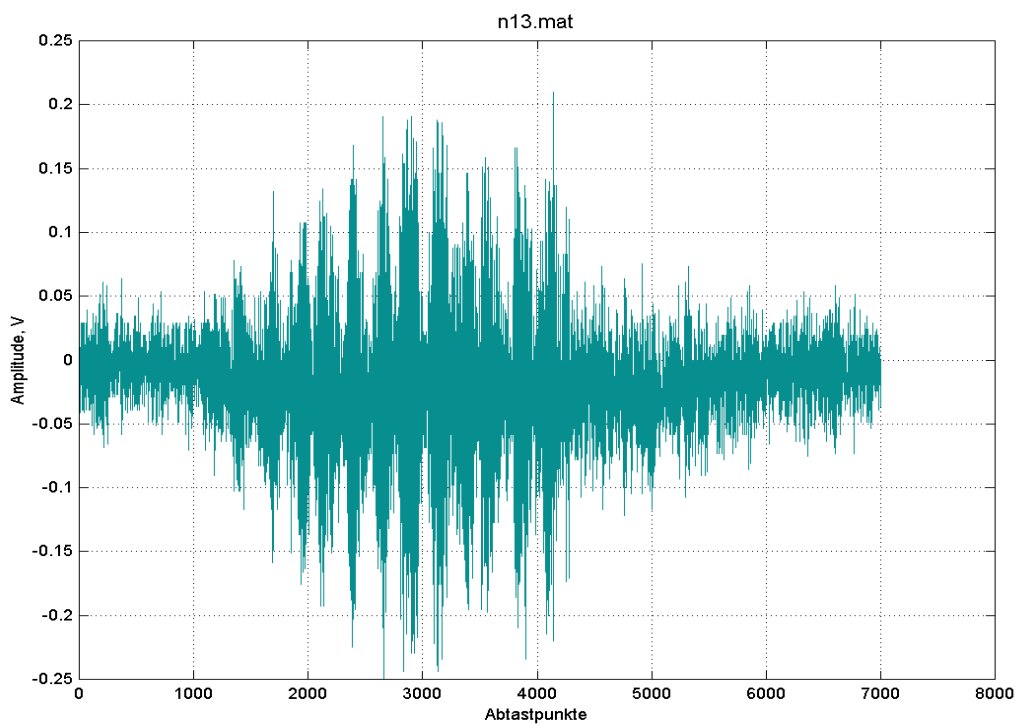


Abb. 66. Ein Sweep aus der **Sweep-Folge N 6** (n13): proportionale VMT, Senderamplitude **12.5 V**, Sender- und Empfängerposition stationär.

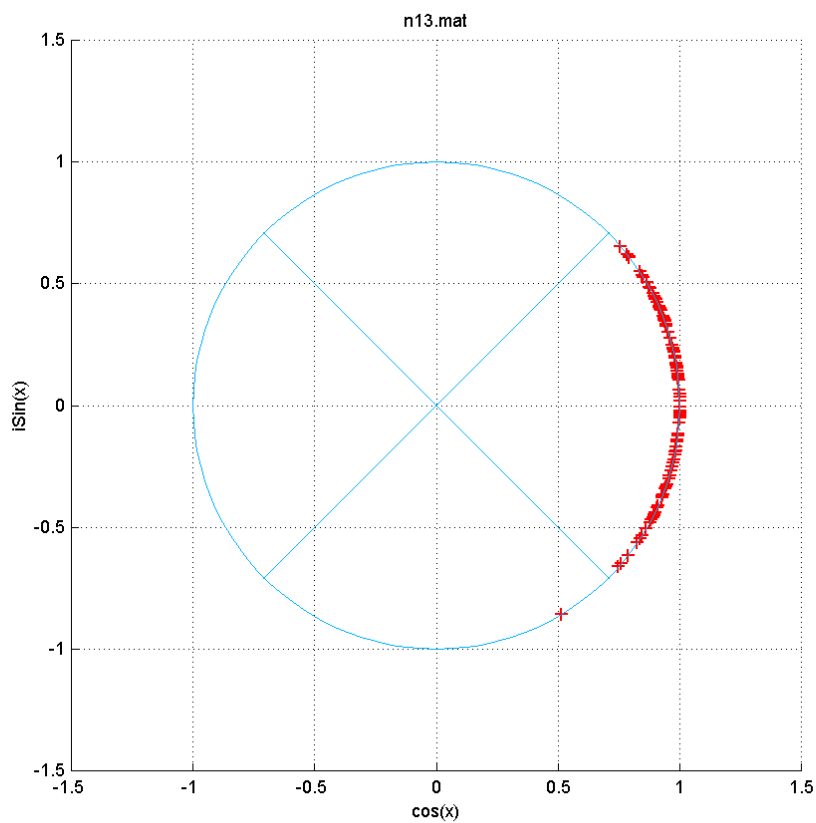


Abb. 67. Vergleich der differentiellen Phasenwinkel aller Takte der **Sweep-Folge N 6**.

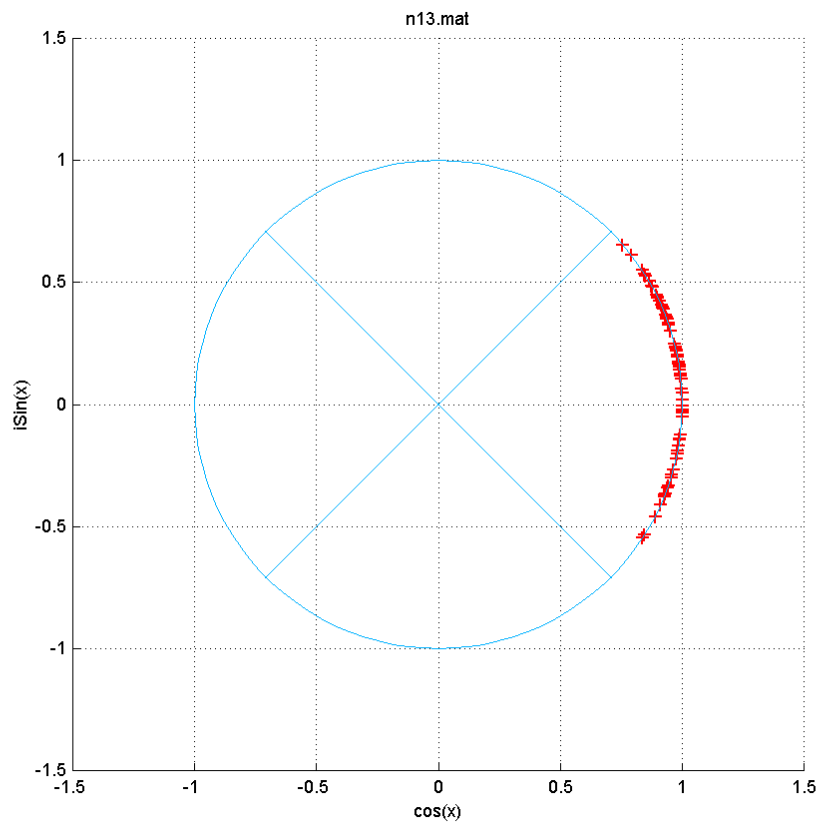


Abb. 68. Wie in der Abb. 67, allerdings nur die letzten 3 Takte der jeweiligen Sweeps.

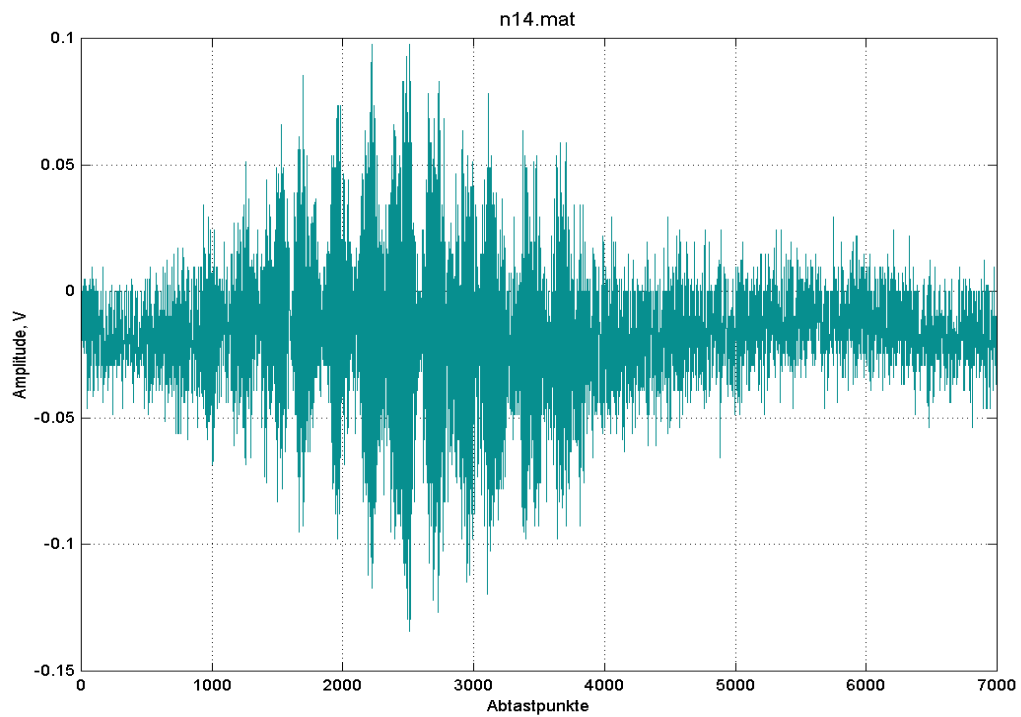


Abb. 69. Ein Sweep aus der **Sweep-Folge N 7** (n14): proportionale VMT, Senderamplitude **6.25 V**, Sender- und Empfängerposition: stationär.

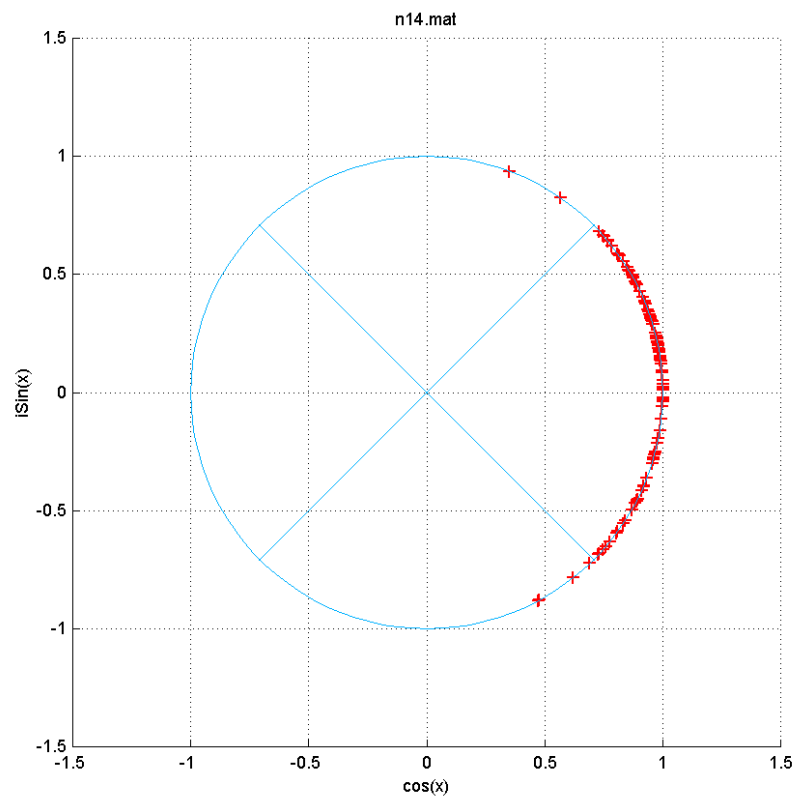


Abb. 70. Vergleich der differentiellen Phasenwinkel aller Takte der **Sweep-Folge N 7**.

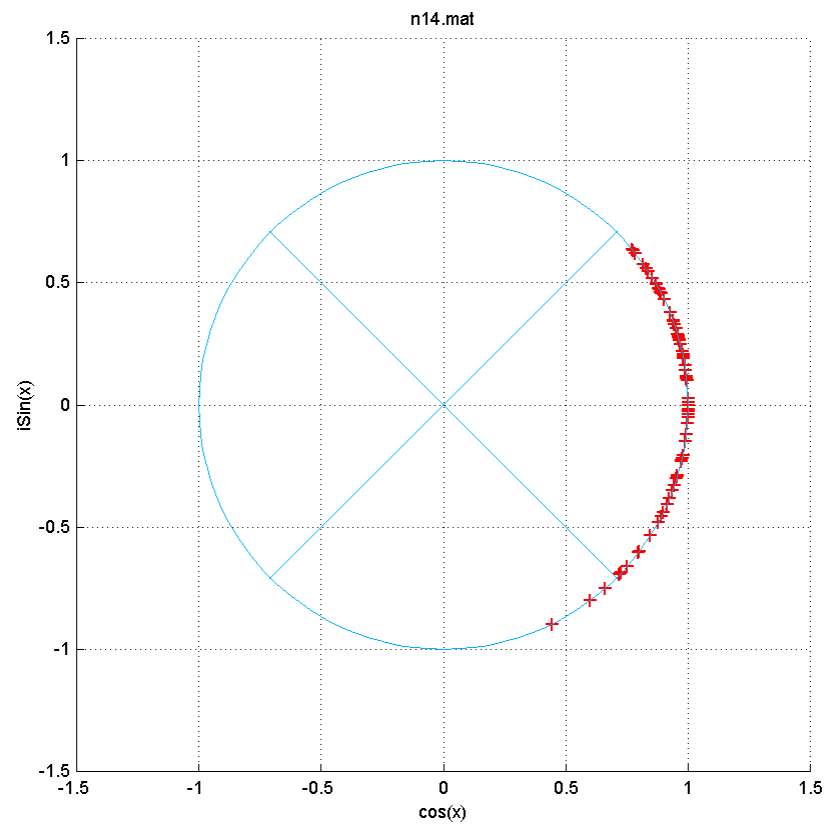


Abb. 71. Wie in der Abb. 70, allerdings nur die letzten 3 Takte der jeweiligen Sweeps.

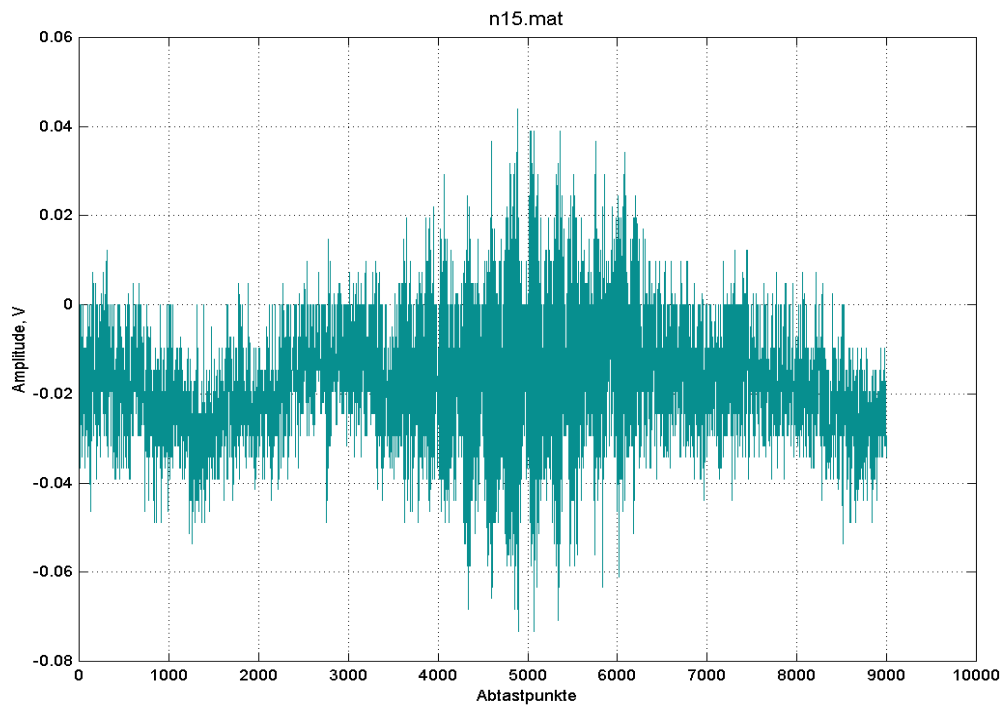


Abb. 72. Ein Sweep aus der **Sweep-Folge N 8** (n15): proportionale VMT, Senderamplitude **3.12 V**, Sender- und Empfängerposition stationär.

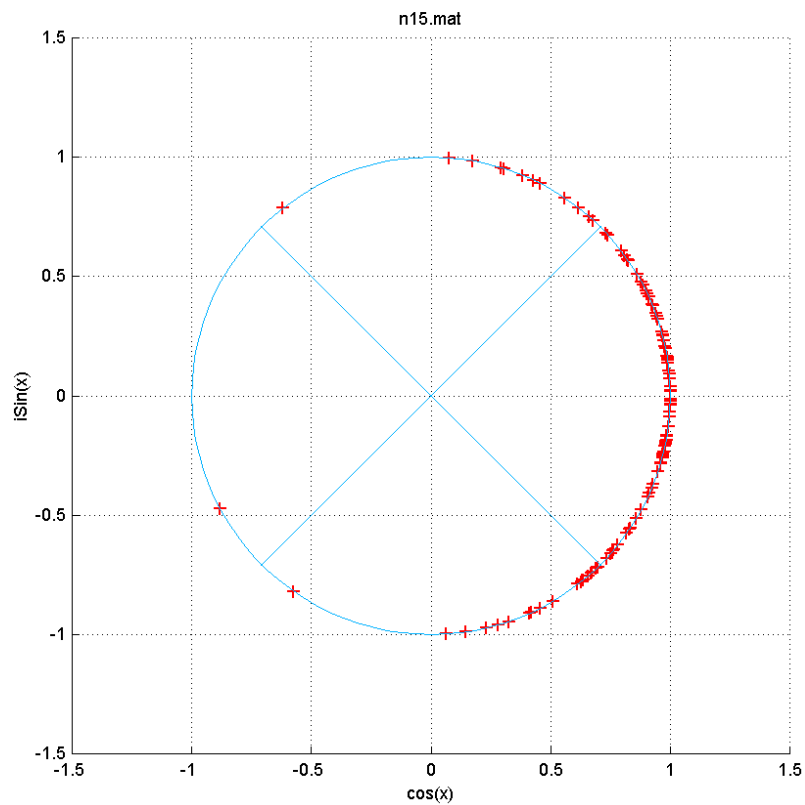


Abb. 73. Vergleich der differentiellen Phasenwinkel aller Takte der **Sweep-Folge N 8**.

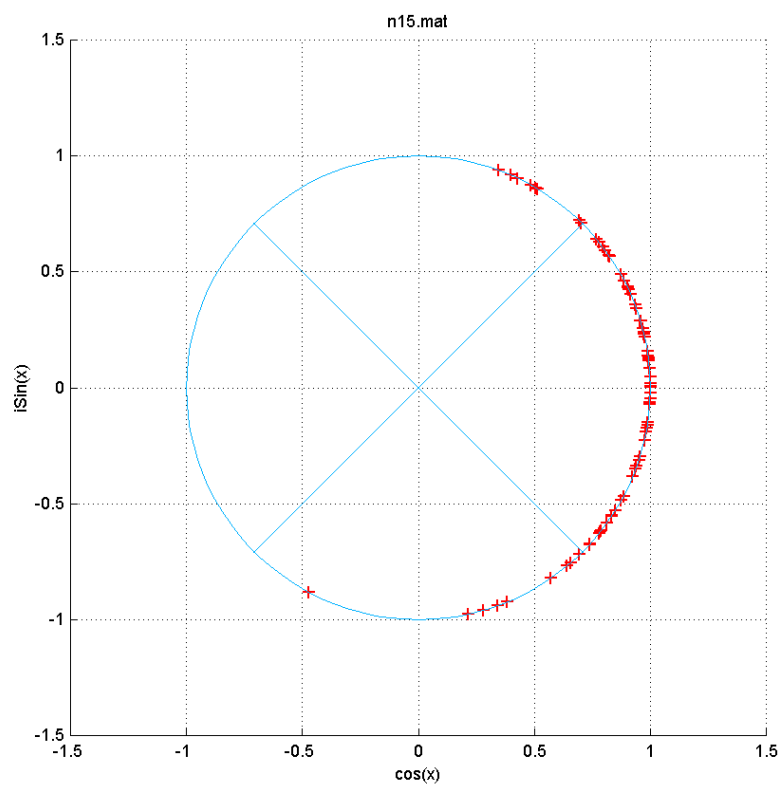


Abb. 74. Wie in der Abb. 73, jedoch nur die letzten 3 Takte der jeweiligen Sweeps.

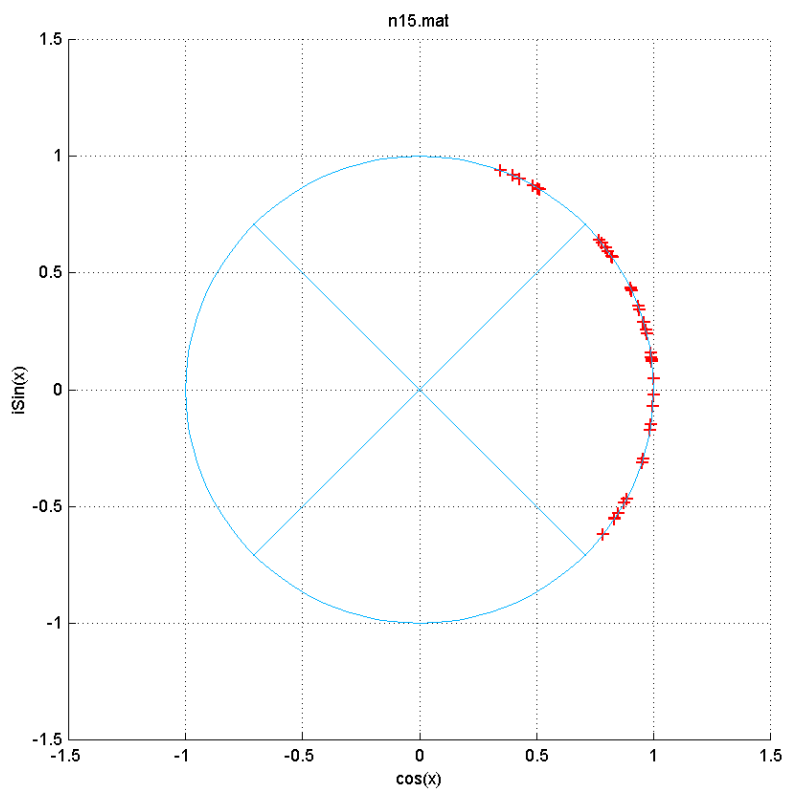


Abb. 75. Wie in der Abb. 73, jedoch nur die letzten (stärksten) 2 Takte der jeweiligen Sweeps.

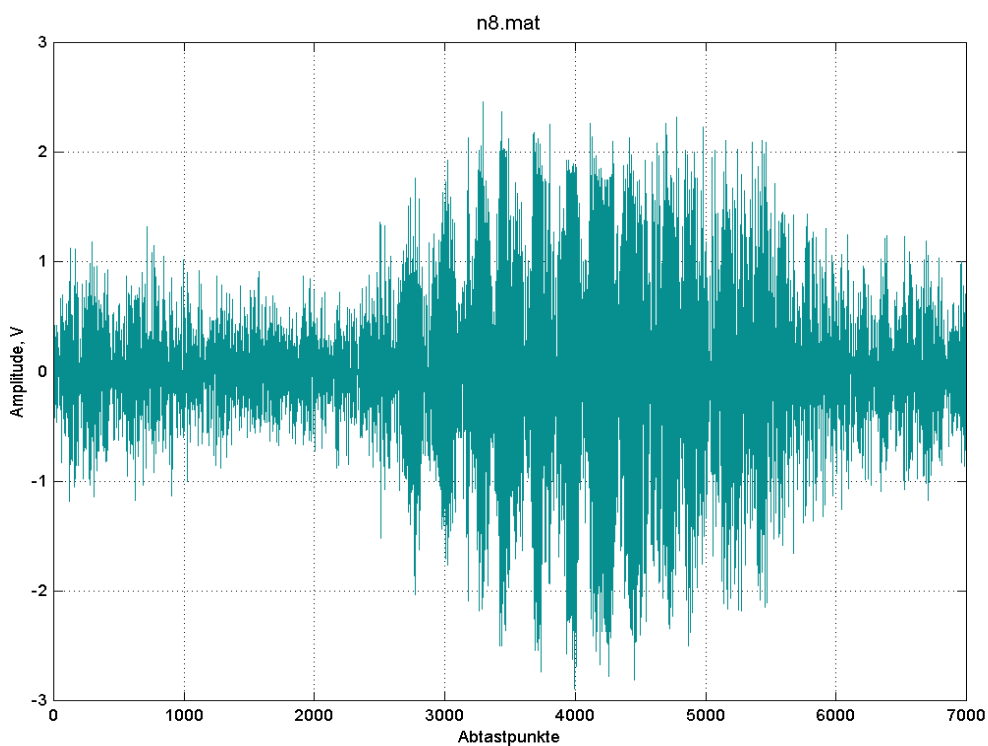


Abb. 76. Ein Sweep aus der **Sweep-Folge N 10** (n18): proportionale VMT, Senderamplitude **200 V**, Sender: **bewegt**, Empfänger stationär.

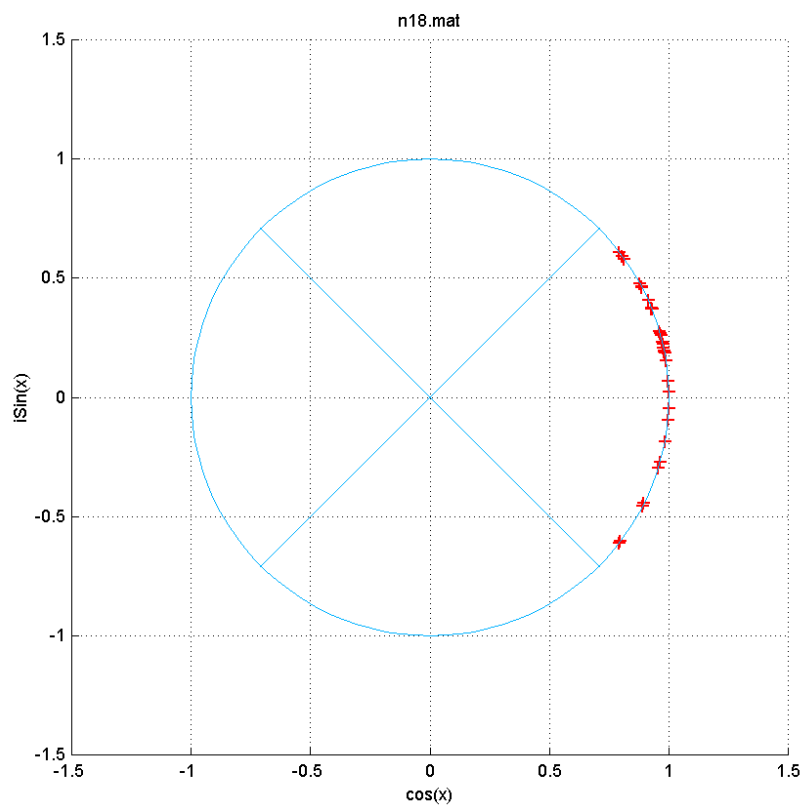


Abb. 77. Vergleich der differentiellen Phasenwinkel aller Takte der **Sweep-Folge N 10**.

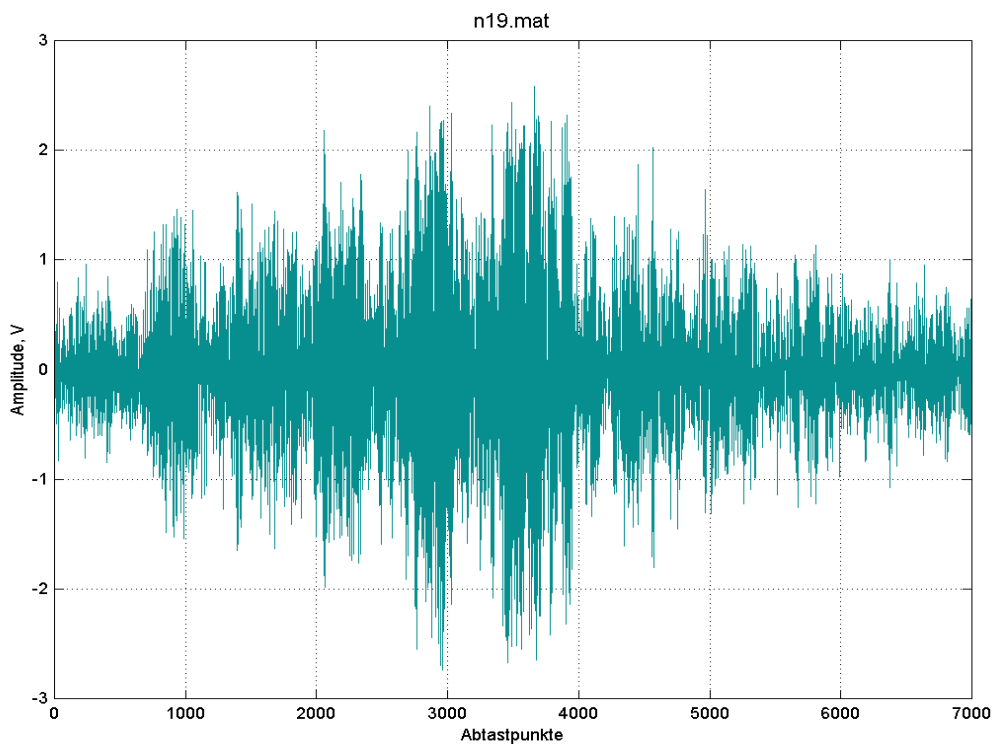


Abb. 78. Ein Sweep aus der Sweep-Folge N 11 (n19): parallele VMT, Senderamplitude 200 V, Sender- und Empfängerposition: stationär.

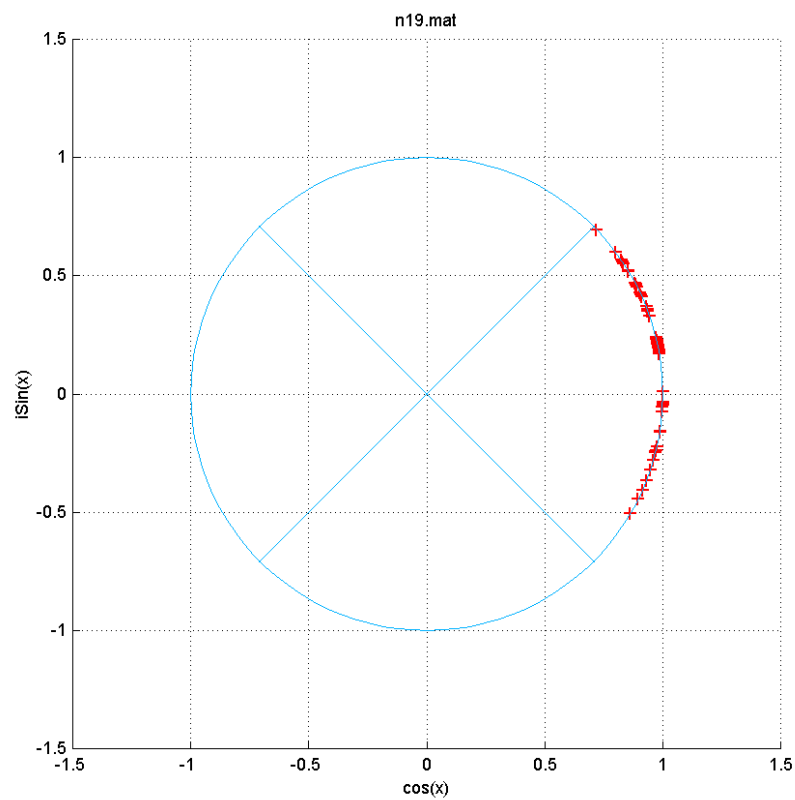


Abb. 79. Vergleich der differentiellen Phasenwinkel aller Takte der Sweep-Folge N 11.

Diskussion und Bewertung der Ergebnisse von Phase 2 der Baggersee-Versuche

1. S/N- Variation

Die Analyse der Signale 1 bis 6 zeigt, dass unter den gegebenen Randbedingungen die differenziellen Phasenwinkel innerhalb eines Sektors von $\pm 45^\circ$ liegen, womit die Anwendung einer 4-ry-DPSK bis zu einer minimalen Sendespannung (Voltspitze) von 12,5 V ($S/N > 8\text{dB}$) möglich scheint. Bei den Signalen 2-4 (25-150 V, $S/N > 16\text{ dB}$) könnte man sogar eine noch feinere Unterteilung in Betracht ziehen.

Die vorliegenden Experimente können als eine gute Orientierung dienen. Die Beurteilung der Phasenstabilität bei variablem S/N ist anhand dieser Signale jedoch insofern nur bedingt möglich, als ja abgesehen von der bewusst herbeigeführten Änderung der Sendeleistung auch innerhalb der Sweeps erhebliche Pegeländerungen auftraten. Die Sendesignale wurden im Computer alle mit einer über den gesamten Frequenzbereich einheitlichen Amplitude generiert. Anhand der Konturen der von dem Hydrophon in 1 Meter Abstand vom Sender aufgezeichneten Sweeps (siehe z.B. Abb. 36 und Abb. 48) ist jedoch zu erkennen, dass – wie sich allerdings erst später herausstellen sollte – bei der gegebenen Charakteristik des Sendewandlers die tieferen Frequenzen weitaus schwächer in das Wasser übertragen wurden, als die höheren. Dieses bewirkte nicht nur eine ungleiche Energieverteilung auf die einzelnen Takte der Sweeps, sondern auch ein starkes Ungleichgewicht zwischen den beiden Frequenzkanälen. Insbesondere anhand der Entwicklungen von Signal 6 bis Signal 8 wird deutlich, dass bei nachlassendem Signalpegel die Amplitudenänderung innerhalb der Sweeps immer deutlicher zu Buche schlägt. Bei einem Amplitudenverhältnis von 1:4 ergibt sich ein Unterschied von rund 12 dB innerhalb eines Sweeps! Die zunehmende Streuung der differenziellen Phasenwinkel geht in erster Linie auf das Konto der schwachen Anteile.

Um diesen Effekt zu verdeutlichen wurde für das Signal 6 nochmals nur die letzten 3 Takte der Sweeps analysiert (Abb. 68). In diesem Fall lagen alle Winkel in dem gewünschten Sektor. Aber auch ohne diese Maßnahme wäre der Fehler (ein "Ausreißer" auf 200 Phasenwerte) eventuell noch durch zusätzliche Korrekturalgorithmen kompensierbar.

Zum Austesten der Untergrenze wurden auch für das Signal Nr. 8 (3,12 V) nacheinander die vorderen Takte der Sweeps weggelassen. Wenn man nur die beiden letzten (energie-reichsten) Takte der Sweeps berücksichtigt, wäre auch hier immerhin noch eine 2-ry-DPSK denkbar.

Signal 9 (n16) lag bereits soweit im Rauschen, dass es hier auf eine grafische Darstellung verzichtet wurde.

Überraschenderweise waren die Phasen im Signal 1 (200 V) weniger stabil als im Signal 2 (150 V). Offenbar war der Wandler bei der maximal möglichen Sendespannung bereits übersteuert. Die besten Übertragungsergebnisse können in der gegebenen Anordnung bei einer Sendespannung von 150 Volt erzielt werden.

2. Senderbewegung:

Bedauerlicherweise waren zum Versuchszeitpunkt die o.g. Ergebnisse noch nicht bekannt. Der Test mit bewegtem Sender (Abb. 76 und Abb. 77) wurde mit der maximalen Sendespannung (200 V), demzufolge mit bereits übersteuertem Sendewandler durchgeführt, was die Aussagefähigkeit dieses Versuches etwas einschränkt. Nichtsdestotrotz reichte die im Standardverfahren (KR) bereits enthaltene teilweise Doppler-Kompensation aber aus, die Phasenstreuung im zulässigen Winkelbereich zu halten. Auf die Daten dieses Versuchs wird später nochmals ausführlicher Bezug genommen werden.

3. Parallele VMT:

Auch die Phasenwerte des zuletzt übertragenen VMT-Signals mit paralleler Anordnung beiden Frequenzkanälen lagen im vorgegebenen Normbereich (Abb. 79). Die im Vergleich zur proportionalen VMT (vergl. Abb. 79 und Abb. 57) geringfügig höhere Streubreite kann neben dem Übersteuerungsproblem (in beiden Fällen wurde mit 200 V gesendet) auch durch die im unteren Frequenzbereich schlechtere Sendecharakteristik des Wandlers begründet sein. Bei den hier verwendeten Signalen lag die Obergrenze des Frequenzbandes im Fall der proportionalen VMT bei 80 kHz, bei der parallelen VMT dagegen nur bei 55 kHz. Damit ist die Vergleichbarkeit eingeschränkt.

8.2.4 Untersuchungen mit phasencodierten VMT-Signalen.

In der dritten Projektphase wurde der Versuch unternommen, die gesamte verfügbare Bandbreite des Sendewandlers (15-85 kHz) auszunutzen. Bei der proportionalen VMT, die im Vergleich zur parallelen VMT etwas robuster gegenüber dynamischen Störungen sein dürfte, bot sich die Möglichkeit, vier Frequenzkanäle (1 BK + 3 IK) als harmonische Reihe einzurichten. Auf den drei Infokanälen wurden jeweils vier Phasenzustände (4-ry-DPSK) in unterschiedlichen Kombinationen realisiert. Die Programmierung erfolgte nach dem Muster der differenziellen Phasencodierung.

Sweepstruktur (Abb. 80):

Bezugskanal (BK):	17-20 kHz, Anstieg: $\Delta f = 400$ kHz/s, ohne Codierung;
Informationskanal 1 (IK1):	34-42 kHz, Anstieg: $\Delta f = 800$ kHz/s, 4-ry-DPSK;
Informationskanal 2 (IK2):	51-63 kHz, Anstieg: $\Delta f = 1200$ kHz/s, 4-ry-DPSK;
Informationskanal 3 (IK3):	68-84 kHz, Anstieg: $\Delta f = 1600$ kHz/s, 4-ry-DPSK;

Sweepdauer: 10 ms, unterteilt in 5 Takte à 2 ms. Pause zwischen den Sweeps: 2 ms.

Anzahl der Sweeps: 20.

Diese Signalstruktur war hinreichend komplex, um daran eine Reihe der Grundsatzfragen abklären zu können. Sie implizierte bereits verschiedene Parametervariationen: unterschiedliche Frequenzlagen, Frequenzanstiege und Zeittakte.

Ziel dieser Untersuchungen war, über das gesamte Frequenzspektrum die Phasenstabilität in einzelnen Takten zu testen und eventuelle Wechselwirkungen von gleichzeitig mehreren Kanälen im Synchronbetrieb abzuklären bzw. auszuschließen.

Geplant war, das vorbereitete Signalpaket zunächst mit maximal möglicher Sendeleistung zu übertragen und dann den Übertragungsprozess unter stufenweiser Zurücknahme der Sendespannung mehrfach zu wiederholen, bis schließlich kein Empfang mehr möglich war.

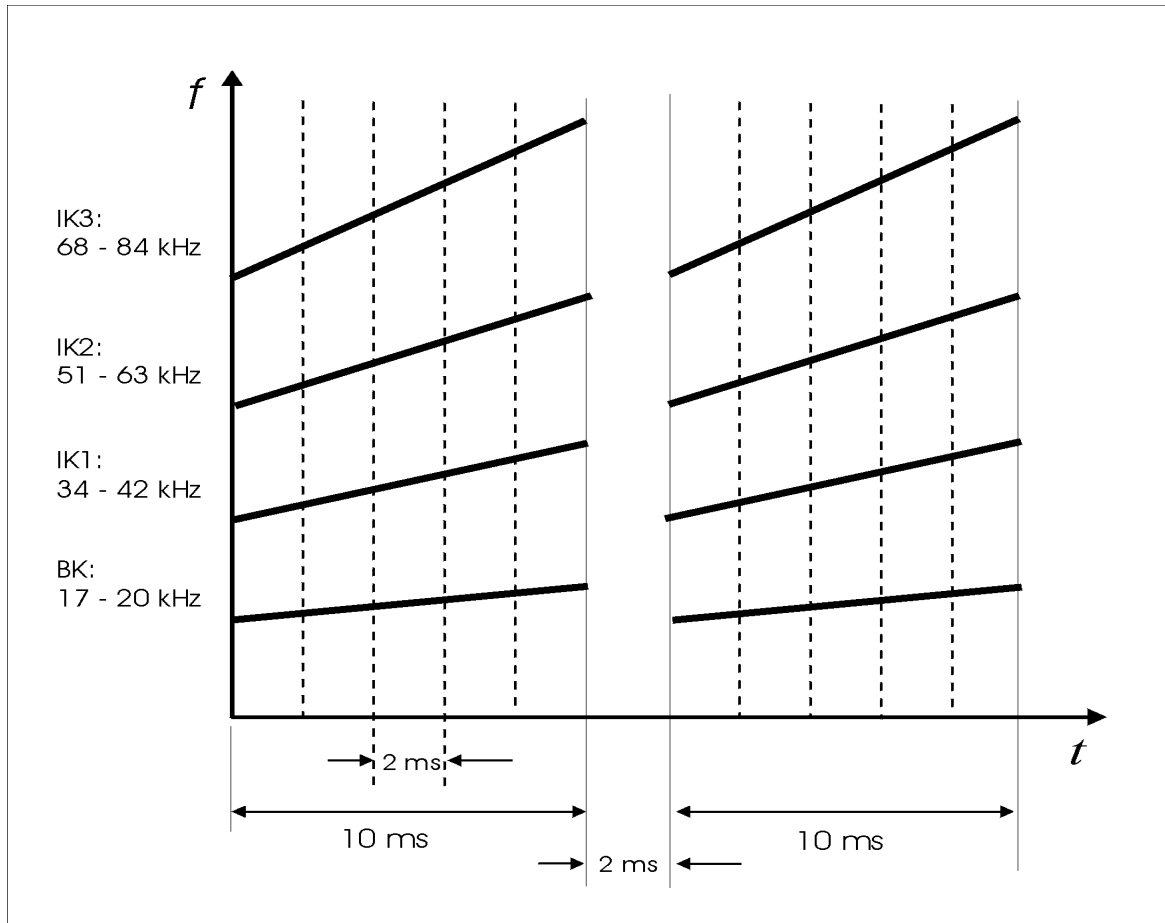


Abb. 80 Strukturschema des phasencodierten VMT-Sendesignals (Ausschnitt für zwei komplexe Sweeps).

Die spätere Analyse ergab aber, dass die Signale aufgrund eines Missverständnisses zwischen Experimentator und Techniker statt mit der in den Sondierungsexperimenten als optimal ermittelten Sendespannung von 150 V nur mit maximal 70 V (Voltspitze) gesendet worden waren. Hinzu kam, dass der Rauschpegel in der betreffenden Versuchszeit um etwa 10 dB höher war, als bei den Vorversuchen. Bei der gegebenen Frequenzcharakteristik des Wandlers (siehe unten) profitierte jeweils nur ein kleiner Anteil des komplexen Sweep-Signals von der Voltspitze. Insgesamt ergab sich daraus für den besten Frequenzkanal des stärksten Signals ein S/N Verhältnis, das innerhalb der Sweeps von plus 10,14 dB am Anfang des ersten Taktes bis auf minus 8,31 dB am Ende des fünften Takt abfiel. Das S/N Verhältnis ist hier allerdings in der sogenannten Spread Frequency Darstellung pro „Frequenzzelle“ angegeben. Hierzu ist anzumerken, dass in dem VMT-Verfahren im Zuge der Überführung der Empfangssignale in fest stehende Frequenzen eine wesentliche Verbesserung des S/N erreicht wird, da in diesem Schritt die ursprünglich über die Bandbreite eines Sweeps verteilte Energie in eine Frequenz-

zelle zusammengeschoben wird. Es war jedoch klar, dass selbst mit dieser Maßnahme keine Chance bestand, die Signale insgesamt über die 10 dB - Grenze anzuheben.

Bei einem derart schlechten S/N Verhältnis schien eine Signalauswertung nahezu aussichtslos. Den Literaturberichten zufolge ist eine Entschlüsselung phasencodierter Signale bisher erst ab einem S/N oberhalb von 10 dB gelungen. In meisten Publikationen beziehen sich die Statistiken auf 12-18 dB. Demnach hätte man hier die Auswertung abbrechen und die Versuche neu ansetzen müssen. Dazu bestand allerdings keine Möglichkeit. Andererseits sollte es aber möglich sein – falls das Verfahren so gut war, wie eingangs angenommen, zumindest die noch im Rauschen erkennbaren Signalanteile zu analysieren.

Die Auswertung dieses Versuchs entwickelte sich zu einem extrem harten Testfall, der umfangreiche Analysen und Weiterentwicklungen der Auswertungsalgorithmen erforderte. *De facto* wurden hier die Grenzen des physikalisch und mathematisch Machbaren ausgetestet. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse und Ergebnisse sind von fundamentaler Bedeutung. Sie ermöglichten grundlegende Einblicke sowohl in die technischen Aspekte als auch in die Übertragungsphysik.

Wie sich letztendlich herausstellte, waren an dem mit 70 V (knapp die Hälfte der im Vorversuchen ermittelten minimalen Sendespannung) übertragenen 4-ry-DPSK-Signal schließlich doch noch so gut wie alle im Rahmen dieser Arbeit zu klärenden Fragestellungen abzuklären.

Im Folgenden wird versucht, die Erkenntnisse und Ergebnisse sukzessive für alle Schritte der Übertragung, Signalverarbeitung und Parameterauswertung darzustellen.

Elektronische Umsetzung der Sendesignale:

Die folgenden Abbildungen veranschaulichen, dass im Prozess der elektronischen Umsetzung des Computersignals in ein Sendesignal - noch bevor es auf den Wandler gegeben wird - bereits einige Rauschanteile auftreten, die eine leichte Streuung der differentiellen Phasenwinkel bewirken. Letztere hat im vorliegenden Fall jedoch keinen wesentlichen Einfluss.

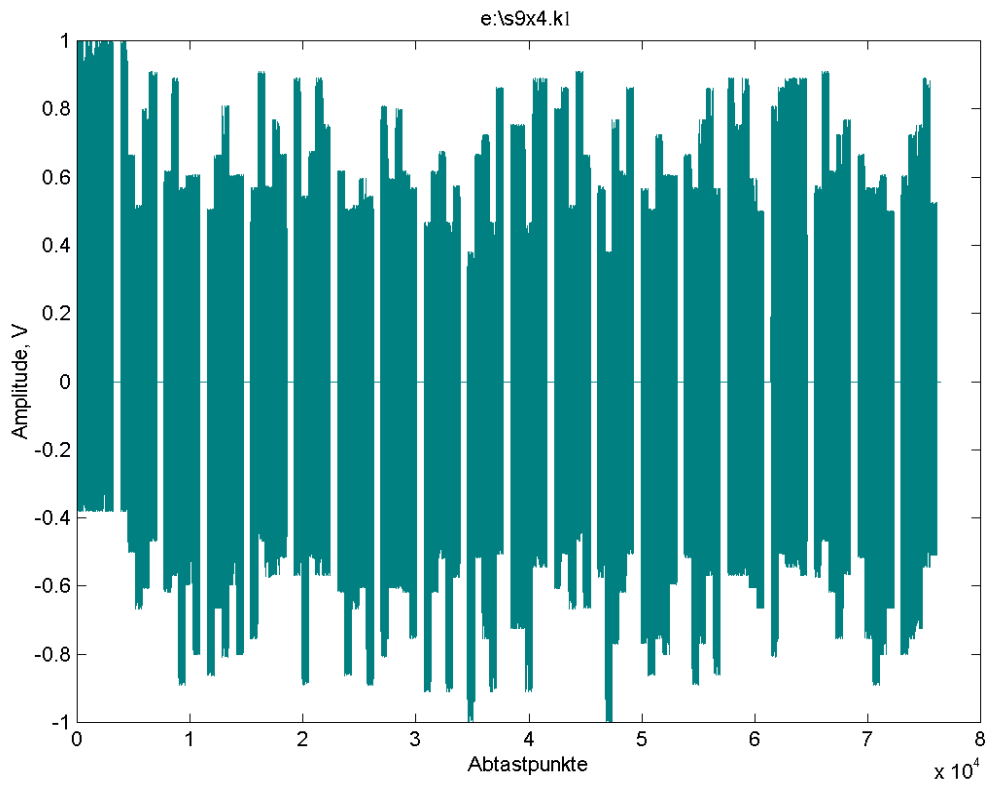


Abb. 81 Gesamtdarstellung des im Computer generierten Signals (20 Sweeps).

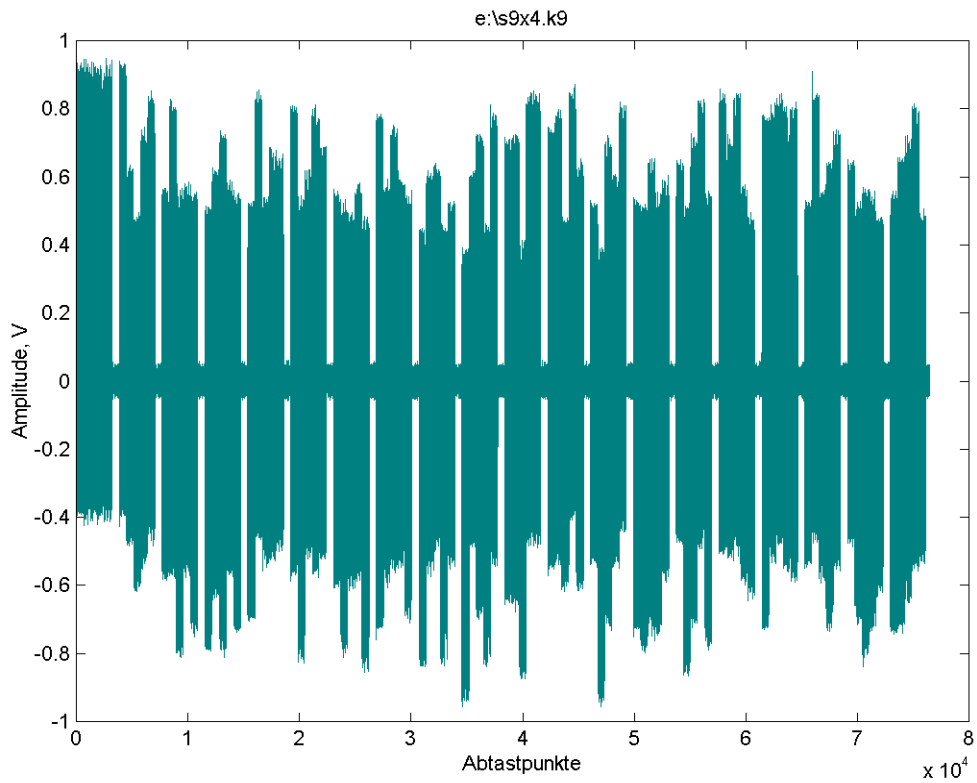


Abb. 82 Das gleiche Signal wie in Abb. 81 nach der elektronischen Umsetzung (Sendewandler-Eingangssignal).

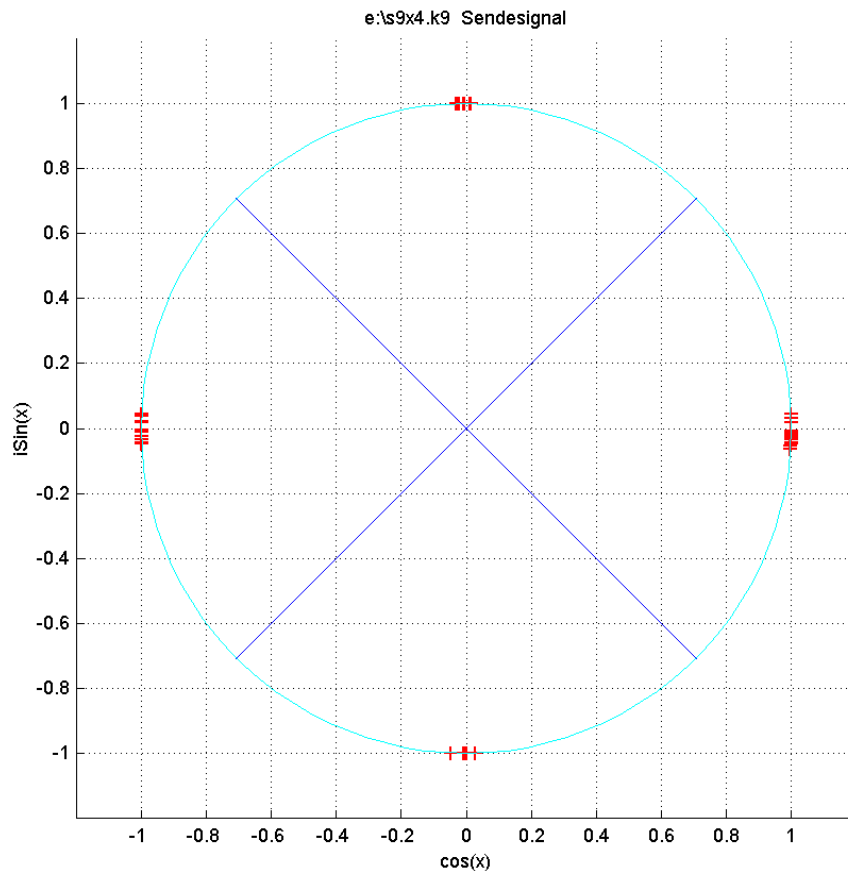


Abb. 83 Bedingt durch die in Abb. 83 erkennbaren Rauschteile in Kombination mit anderen, methodisch bedingten Unschärfen traten im SW-Eingangssignal bereits leichte Streuungen der differentiellen Phasenwinkel auf.

Zur Frequenzcharakteristik des Wandlers:

Der verwendete Sendewandler war eigentlich schon gut für das VMT-Verfahren geeignet. Für die Experimente im Baggersee reichte seine Frequenzcharakteristik (Abb. 84) völlig aus, sofern alle Signalanteile genügend Sendeenergie bekommen, um beim Empfänger ein günstiges S/N (normalerweise mehr als 10 dB) zu haben. Letzteres war im dargestellten Versuch jedoch nicht ganz der Fall. In diesem Zusammenhang war es erforderlich, die Sendecharakteristik des Wandlers einer genaueren Überprüfung zu unterziehen. Dazu wurde die spektrale Energiedichteverteilung im Wandler-Eingangssignal mit der des auf kürzeste Distanz (hier im Abstand von 2,5 Metern) aufgezeichneten Empfangssignal verglichen.

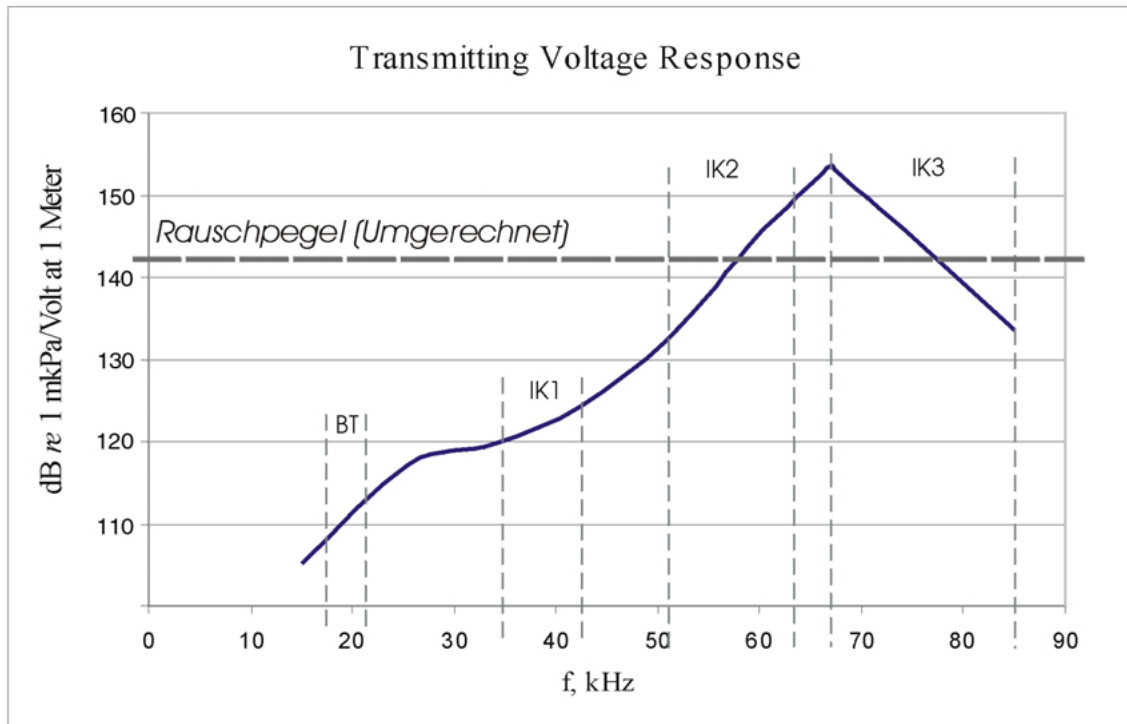


Abb. 84 Frequenzcharakteristik des Sendetransducers.

Anhand der eingezeichneten Frequenzbereiche der Kanäle wird deutlich, dass nur wenig Sendeleistung für den BK und den IK1 zur Verfügung stand. In der Entfernung von 108 m verschwanden beide Kanäle vollständig im Rauschen. IK2 lief in den Resonanzbereich des Wandlers hinein. Hier erhielten die letzten Takte die meiste Energie. Am günstigsten lag IK3. In diesem Kanal war gleich der erste Takt, der bei der 4-ry-DPSK die erste Phasenreferenz für den jeweiligen Sweep enthielt, am besten versorgt. Innerhalb eines Sweeps fiel die Sendeleistung für IK3 dann um 18.44 dB etwa linear ab ($\Delta TVR = -1,23 \text{ dB/kHz}$).

Signalaufzeichnung:

Die Signale wurden mit einer Bandmaschine aufgezeichnet. Genutzt wurden 3 Spuren, auf denen die erste das Sendesignal (abgegriffen vor dem Wandler), die zweite Spur das Empfangssignal im Abstand von 2,5 m und die dritte Spur das Empfangssignal im Abstand 108 m vom Sender aufzeichnete.

Signalentwicklung im Übertragungsprozess:

Anhand von drei exemplarisch ausgewählten Sweeps (jeweils der gleiche Signalausschnitt) soll im folgenden die Entwicklung der Signalstruktur in der Übertragungstrecke gezeigt werden. Vorab zum Vergleich die entsprechende Ausschnittsvergrößerung aus dem in Abb. 82 dargestellte Sendesignal.

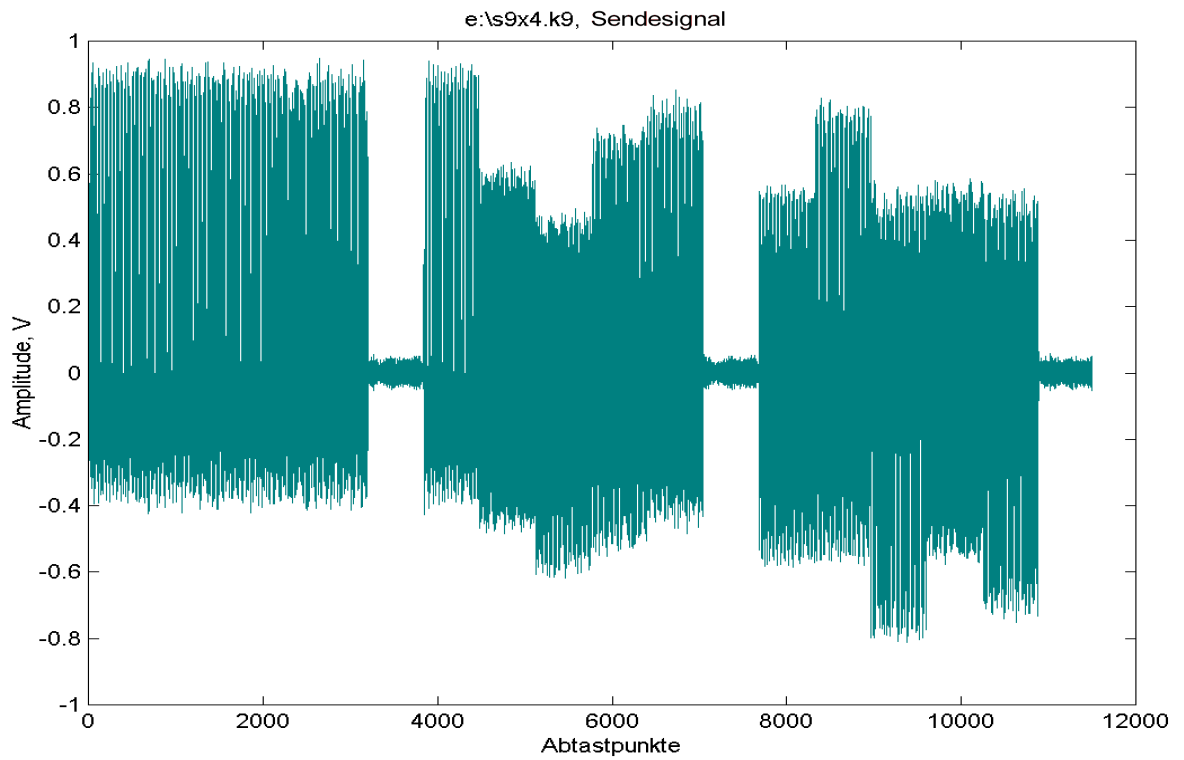


Abb. 85 Drei komplette Sweeps des Sendesignals (SW-Eingangssignal).

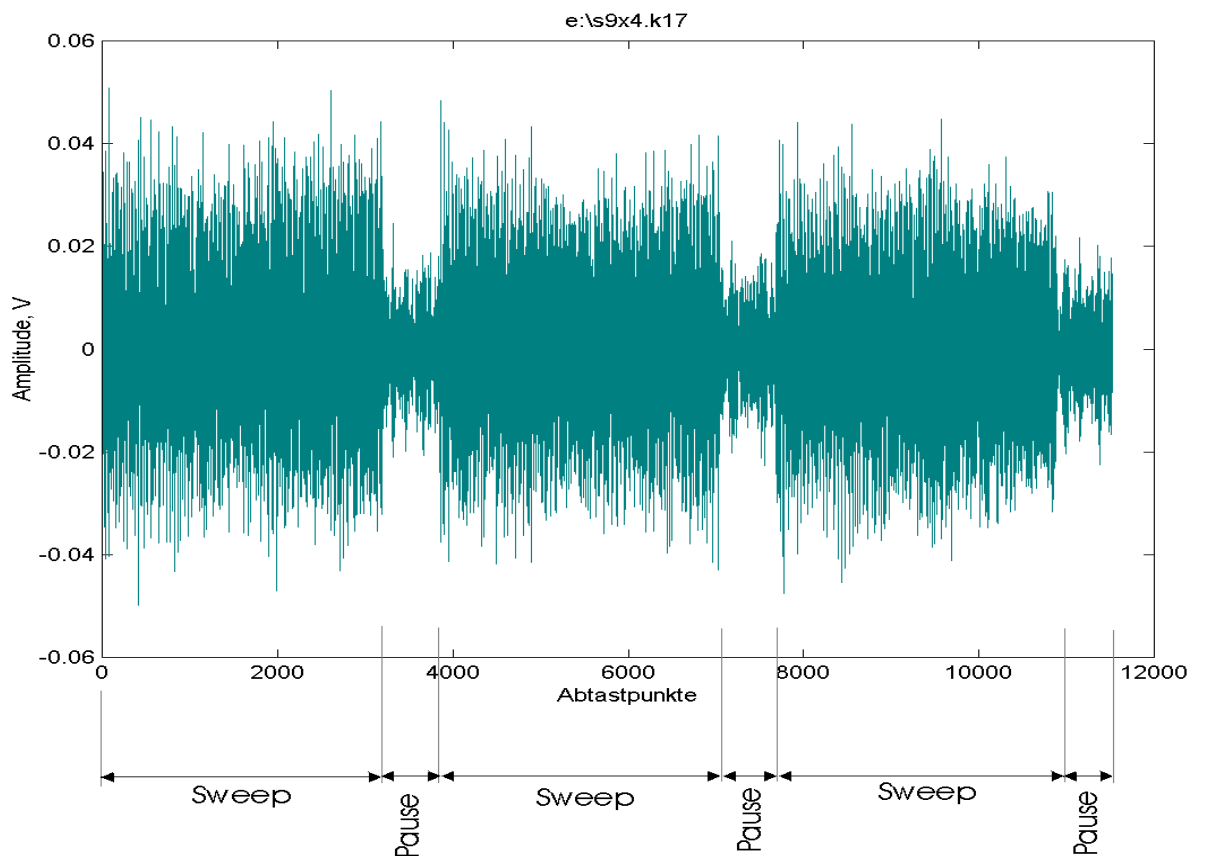


Abb. 86 Die gleichen 3 Sweeps aufgezeichnet in 2.5 m Entfernung vom Sender.

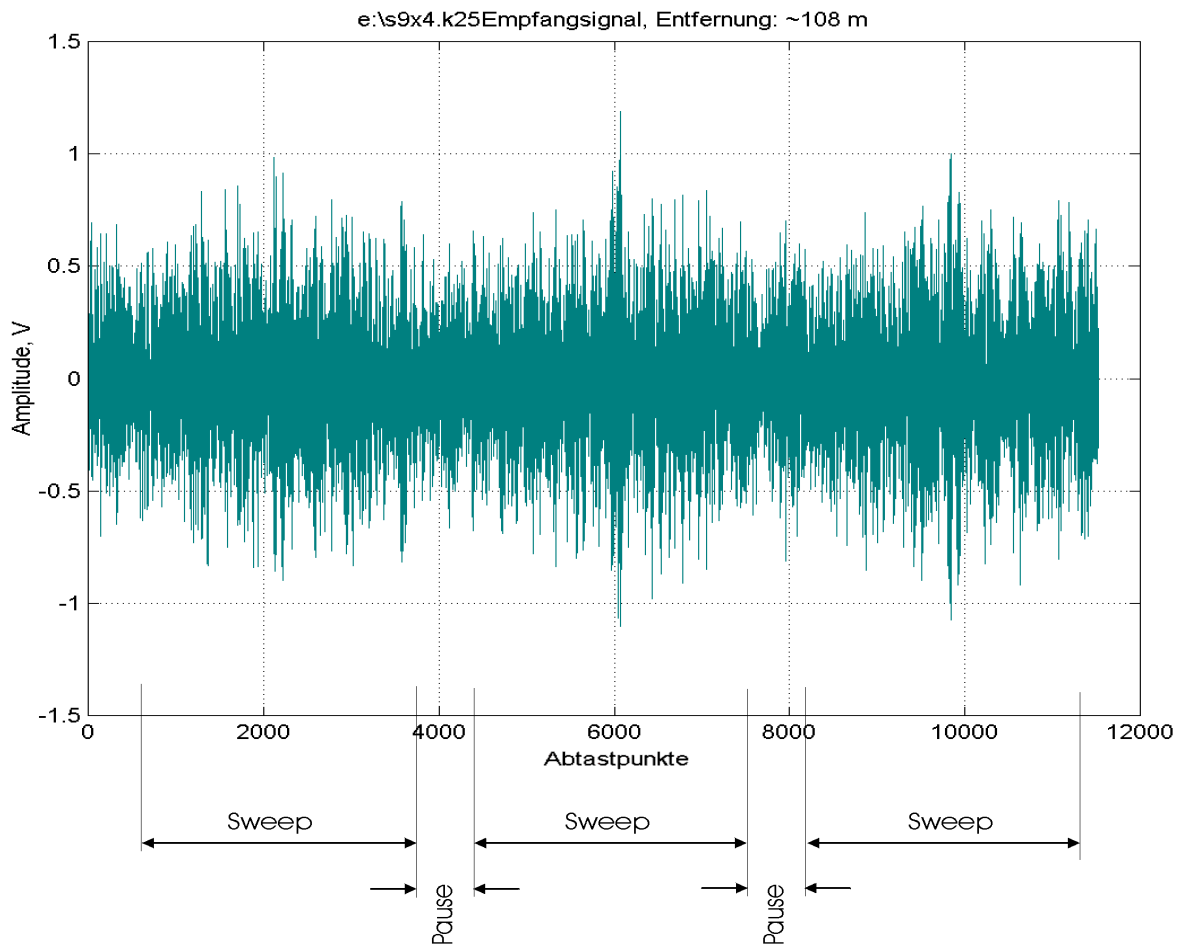


Abb. 87 Der gleiche Signalausschnitt nach 108 m Übertragungsweg.

Nach einer Übertragungsstrecke von 108 m ist das Signal bei der gegebenen Sendeleistung selbst für "Insider" nur noch schwer im Rauschen erkennbar. Wer hier nicht genau die Signalstruktur kennt und exakt weiß, wonach er sucht, hat keine Chance, das über den Frequenzbereich verschmierte und im Rauschen nahezu vollständig maskierte Signal zu entdecken, zu hören oder gar zu entschlüsseln.

Signalaufbereitung:

Anhand der Analyse des IK3 soll die Vorgehensweise schrittweise dargestellt und erläutert werden:

Im ersten Schritt wurde eine Bandpassfilterung für das Signal vorgenommen. Die gleiche Prozedur wurde für das Rauschen durchgeführt, das vor der Signalübertragung aufgezeichnet worden war. Die Ergebnisse sind in den Abb. 88 – Abb. 92 dargestellt.

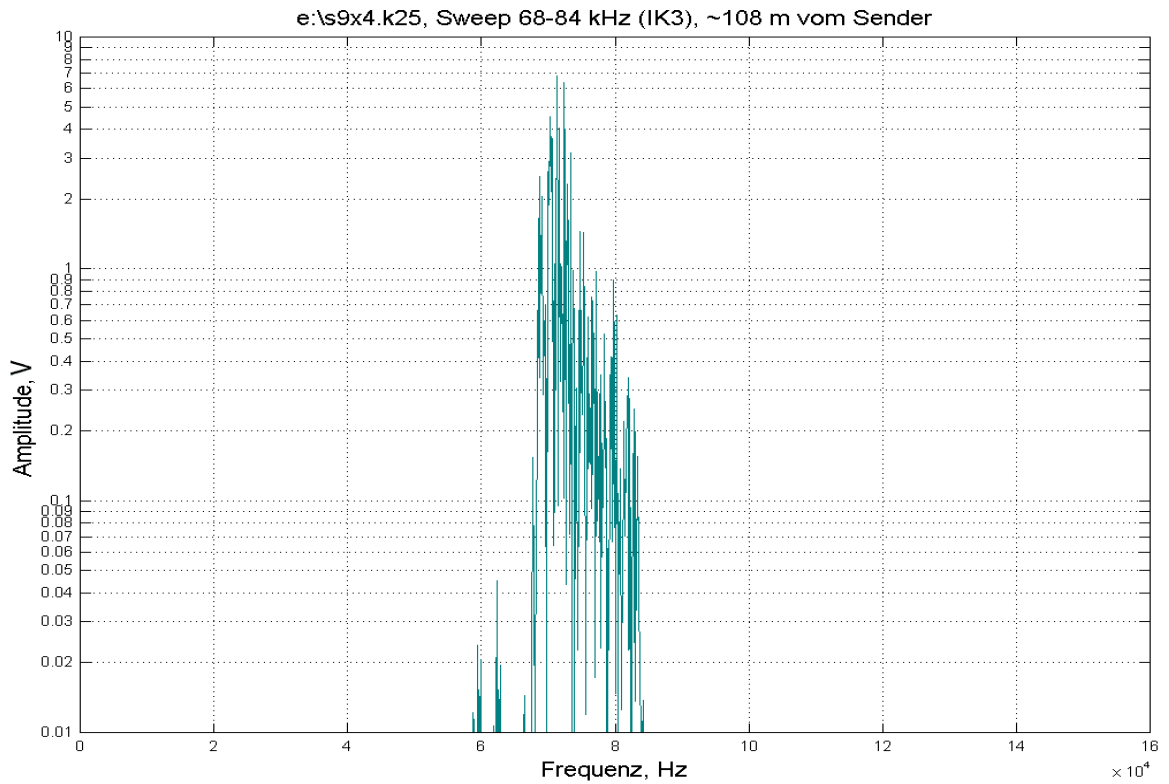


Abb. 88 Signalausschnitt nach der ersten Filterstufe.

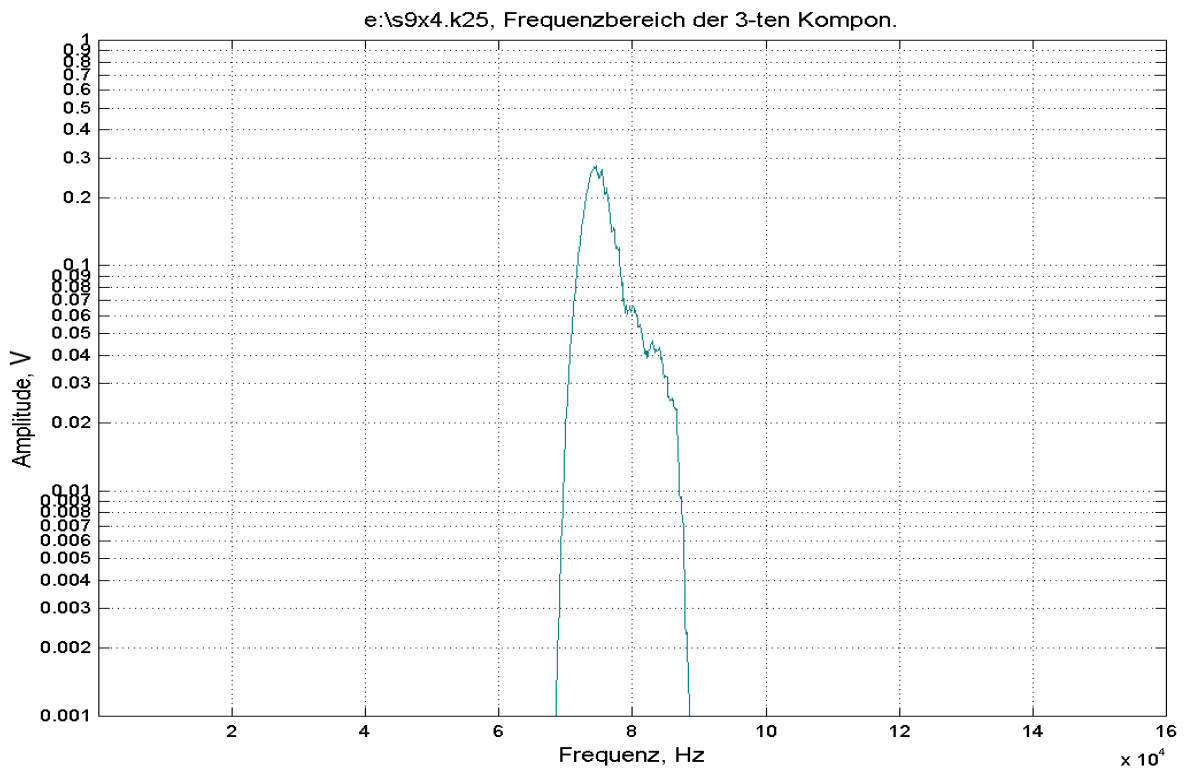


Abb. 89 Hüllkurve des Signalanteils (Moving Average Funktion mit Fensterbreite von 50 Punkten)

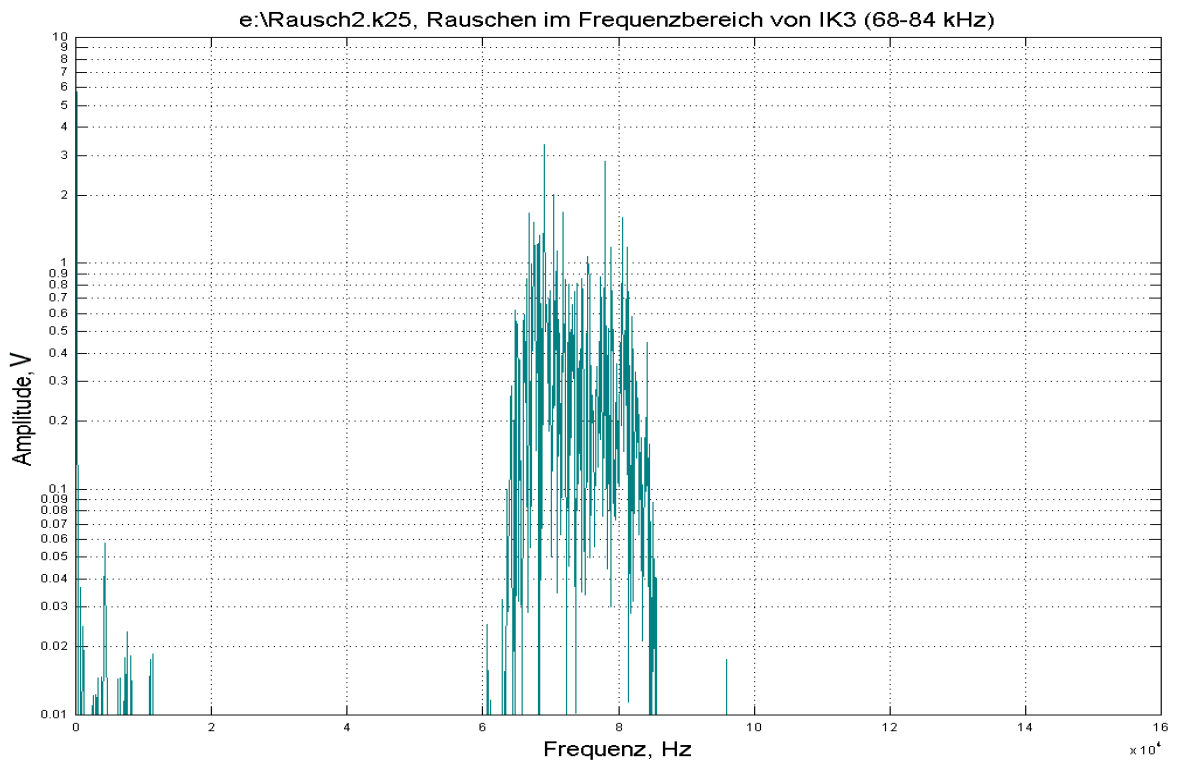


Abb. 90 Rauschteil nach der ersten Filterstufe.

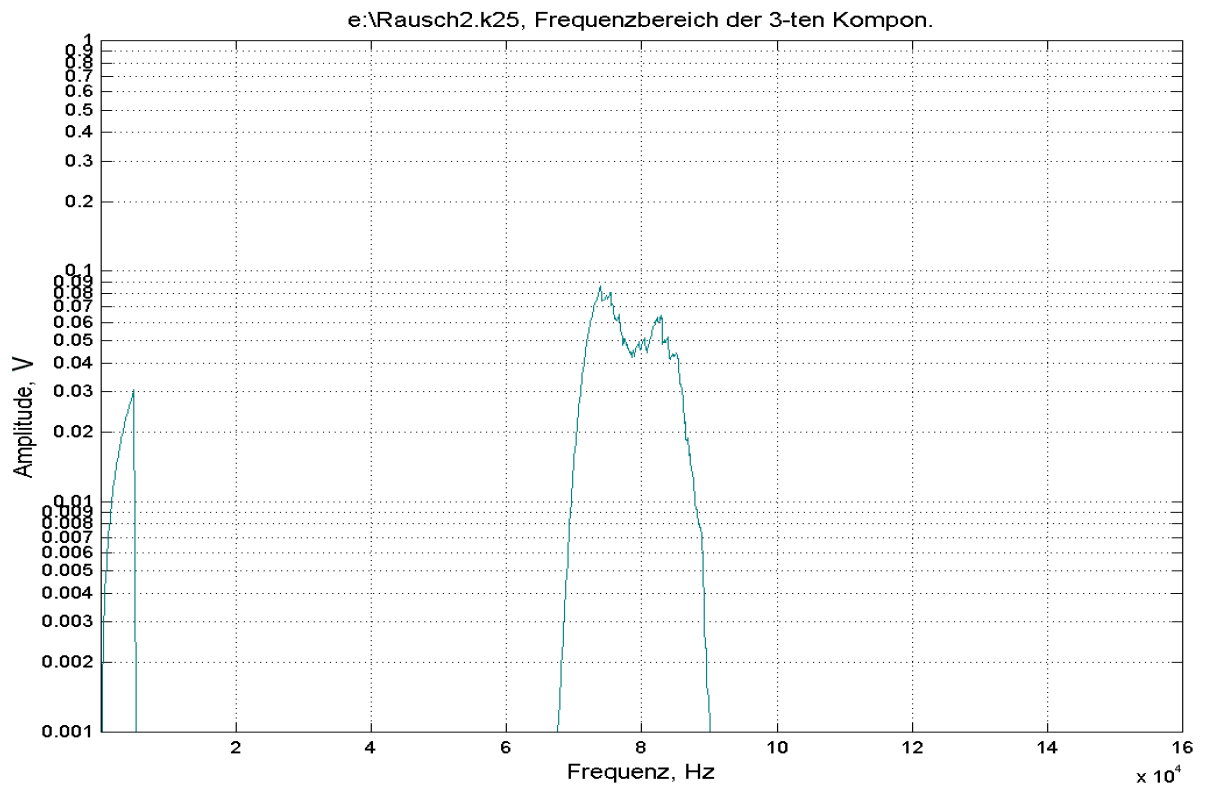


Abb. 91 Hüllkurve des Störs.

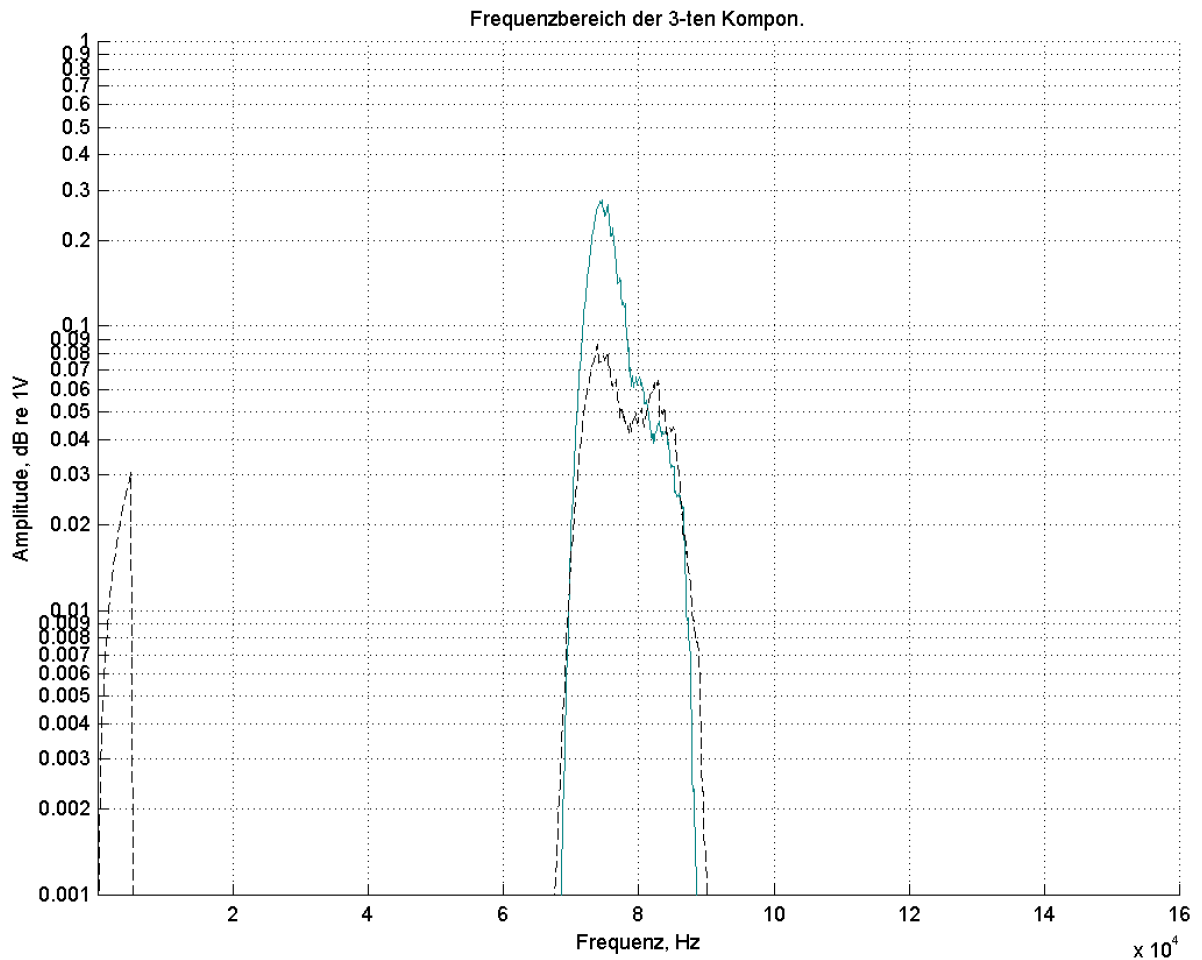


Abb. 92. Überlagerung der Hüllkurven für den IK3 und das Rauschen (punktierte Linie).

S/N:

Die Analyse des Signal/Rauschen-Verhältnis ergab für die stärkste Signalfrequenz einen Wert von 10.14 dB:

Amplitude des Schalldrucks des Signals $A_S = 0.27 \text{ V}$,

Amplitude des Rauschens $A_N = 0.084 \text{ V}$ (siehe die beiden Amplituden z.B. in Abb. 92).

Nach folgender Rechnung ergibt sich daraus:

$$S/N = 20 \times \log (A_S/A_N) = 20 \times \log (0.27/0.084) = 10.14 \text{ dB.}$$

Betrachtete man nun die einzelnen Takte des Sweeps separat, ergaben sich in dem Empfangssignal für den IK3 folgende, dargestellte in Tabelle 3, S/N-Werte:

Tabelle 3. S/N Werte für die einzelnen Takte des **IK3**

Takt Nr.	Frequenzbereich [kHz]	S/N [dB]	Mittelwert [dB]
1	68,0 - 71,2	+10,14 → +6,45	8,30
2	71,2 - 74,4	+6,45 → +2,76	4,61
3	74,4 - 77,6	+2,76 → -0,93	0,92
4	77,6 - 80,8	-0,93 → -4,62	-2,78
5	80,8 - 84,0	-4,62 → -8,31	-6,47

Anmerkung: Der Gradient (-1,23 dB / kHz), der im Experiment extra bestimmt wurde, stimmt mit dem Δ TVR des Wandlers in dem gegebenen Frequenzbereich überein (vergl. Abb. 84).

In diesem (abgesehen von der Bandpassfilterung) noch nicht vollständig unbearbeiteten Empfangssignal sind die Signalfrequenzen jedoch noch "verschmiert". In der nachfolgenden Bearbeitungsstufe - Multiplikation des IK mit einer Heterodynefrequenz zur Überführung in konstante Zwischenfrequenzen – „rutscht“ der Sweep zusammen. Abb. 93 verdeutlicht, welche Änderung das S/N dabei erfährt.

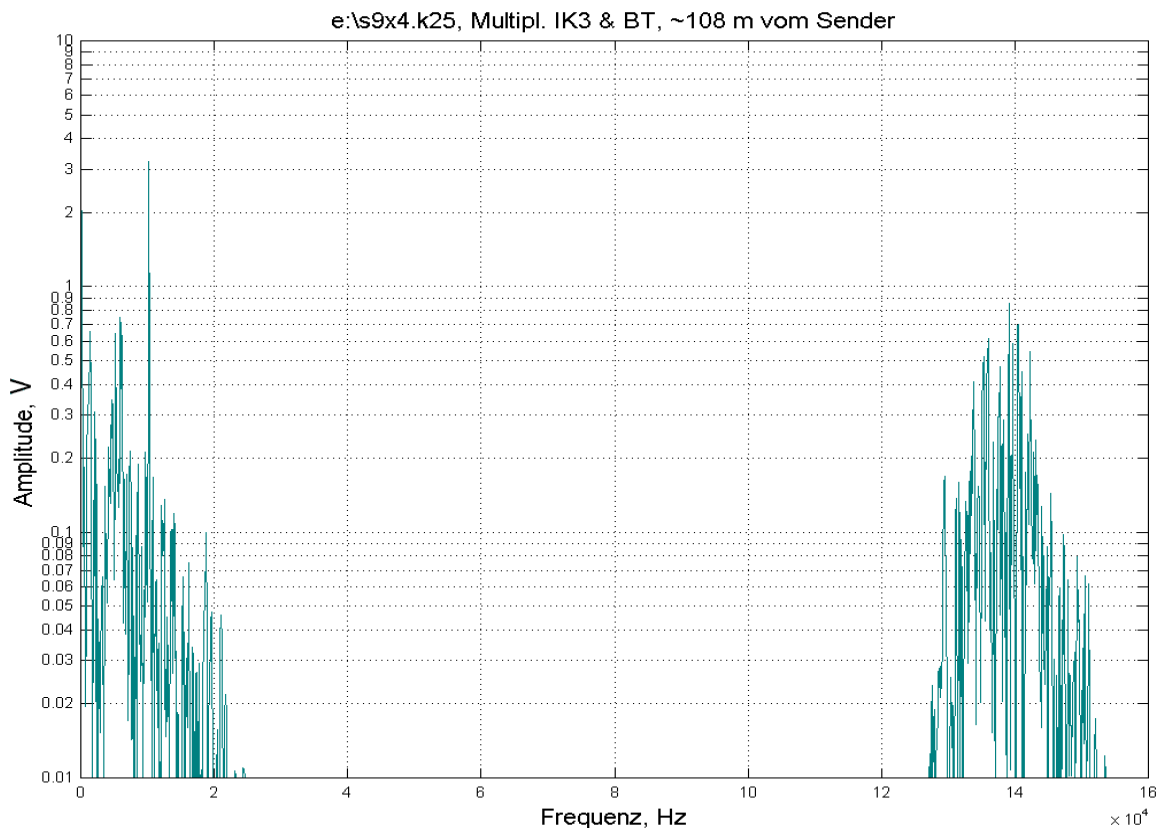


Abb. 93. Der bereits in Abb. 88 gezeigte Signalausschnitt nach der Überführung in konstante Zwischenfrequenzen

In dieser Bearbeitungsstufe wird in dem unteren der beiden Spektren eine deutlich ausgeprägte Frequenzspitze erkennbar, welche das stärkste Multipath Arrival repräsentiert. In diesem schmalen Bereich (unmittelbare Umgebung der Spitze) liegt die Amplitude des Rauschens etwa bei 0,2, die Signalspitze bei ca. 3,1. Daraus ergibt sich ein S/N von 23,81 dB.

Im Prozess der Signalbearbeitung kommt es demzufolge zu einer erheblichen Verbesserung des S/N. Alle für die einzelnen Takte in Tabelle 3 angegebenen S/N Werte wurden um 13.67 dB verbessert. Trotzdem lagen nur die drei ersten Takte vollständig über dem 10 dB-Niveau (siehe Tabelle 4).

Tabelle 4. S/N Werte für die einzelnen Takte des IK3 nach der Überführung in konstante Zwischenfrequenzen.

Takt Nr.	S/N [dB]	Mittelwert [dB]
1	23,81 → 20,12	21,97
2	20,12 → 16,43	18,28
3	16,43 → 12,74	14,59
4	12,74 → 9,05	10,89
5	9,05 → 5,36	7,21

Abb. 94 zeigt das Signal nach dem Passieren des scharfen Filters.

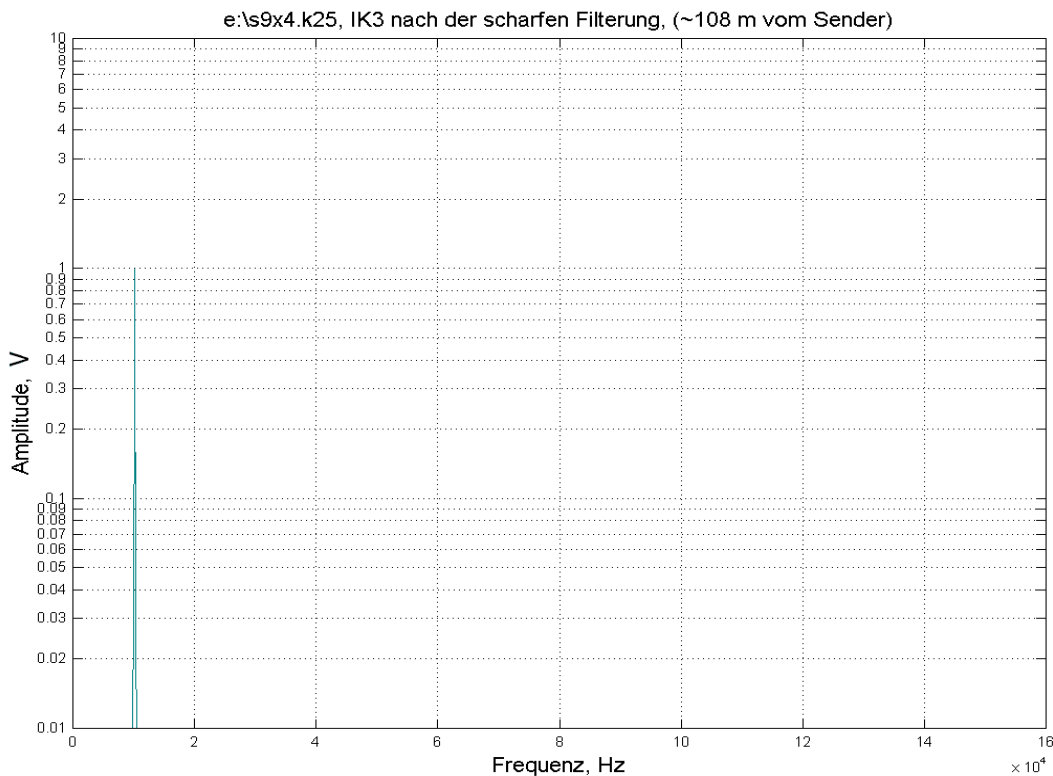


Abb. 94 Resultat der Signalaufbereitung (IK3, ein kompletter Sweep) nach dem scharfen Filtern (Signal + Rauschanteil mit bestmöglicher Unterdrückung der entsprechenden Nebenfrequenzen).

Phasenanalyse: 4-ry-DPSK auf IK3 (mit synthetischer Referenz)

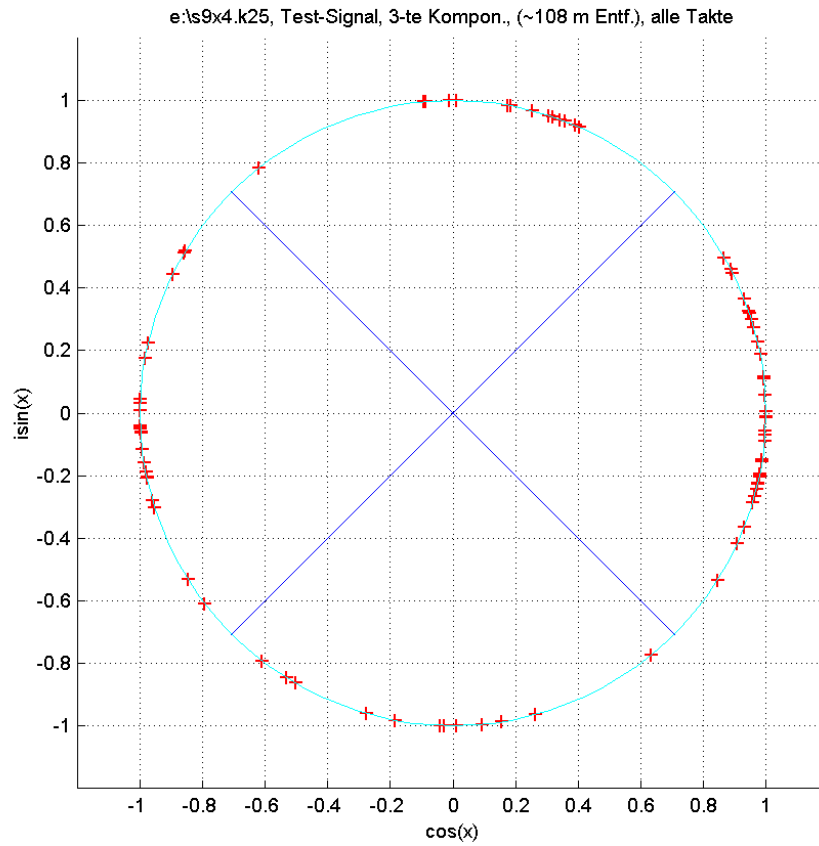


Abb. 95 Trotz des ursprünglich schlechten Signal-Rausch-Verhältnisses (vergl. Abb. 89 u. Abb. 91) lagen im IK3 bei der 4-ry-DPSK alle differenzielle Phasenwinkel (20 Sweeps á 5 Takte = 100 Messwerte) fehlerfrei in den vorgegebenen Winkelsektoren.

Tabelle2: Ergebnisse der differentiellen Phasenwinkel-Bestimmung für IK3. In den 20 Sweeps diente jeweils der erste Takt als Ausgangsreferenz. Die von Codierer vorgegebenen Sektoren sind jeweils grün unterlegt.

S w e e p №	Phasendifferenz zwischen fol- genden Takten	Sektor „0“ (Soll: $\Phi = 0^\circ \pm 45^\circ$)	Sektor „1“ (Soll: $\Phi = 90^\circ \pm 45^\circ$)	Sektor „2“ (Soll: $\Phi = 180^\circ \pm 45^\circ$)	Sektor „3“ (Soll: $\Phi = 270^\circ \pm 45^\circ$)
		IST	IST	IST	IST
1	1 – 2	3.34			
	2 – 3	29.85			
	3 – 4	-13.21			
	4 – 5	-21.32			
2	6 – 7			191.88	
	7 – 8	-12.99			
	8 – 9			183.42	
	9 – 10		75.30		
3	10 – 11			178.18	
	11 – 12			179.52	
	12 – 13		90.59		
	13 – 14	-14.17			
4	15 – 16		89.33		
	16 – 17	6.73			
	17 – 18		69.05		
	18 – 19	19.15			
5	20 – 21	0.17			
	21 – 22	26.82			
	22 – 23				259.28
	23 – 24	-5.09			
6	25 – 26		72.17		
	26 – 27				285.34
	27 – 28	-3.34			
	28 – 29			183.70	
7	30 – 31				275.48
	31 – 32			192.06	
	32 – 33			177.39	
	33 – 34	16.60			
8	35 – 36		95.44		
	36 – 37	-8.59			
	37 – 38				253.79
	38 – 39			182.34	
9	40 – 41	-11.68			
	41 – 42			196.12	
	42 – 43			169.90	
	43 – 44	-11.28			
10	45 – 46			190.88	
	46 – 47			182.82	
	47 – 48		66.94		
	48 – 49				278.94
11	50 – 51	13.21			
	51 – 52		79.28		
	52 – 53		79.98		
	53 – 54	6.33			
	55 – 56			167.08	

12	56 – 57	15.84			
	57 – 58		69.85		
	58 – 59	18.60			
13	60 – 61		95.05		
	61 – 62				270.72
	62 – 63			148.80	
	63 – 64				309,39
14	65 – 66			149.08	
	66 – 67			197.60	
	67 – 68	-24.66			
	68 – 69	21.58			
15	70 – 71				267.76
	71 – 72	-15.52			
	72 – 73			182.48	
	73 – 74	-0.56			
16	75 – 76	-11.69			
	76 – 77	10.80			
	77 – 78				232.50
	78 – 79	27.33			
17	80 – 81				279.29
	81 – 82	-4.03			
	82 – 83	-32.35			
	83 – 84		128.33		
18	85 – 86	17.49			
	86 – 87	-0.81			
	87 – 88		66.11		
	88 – 89			217.50	
19	90 – 91				237.95
	91 – 92			189.17	
	92 – 93		71.35		
	93 – 94				239.83
20	95 – 96	-8.92			
	96 – 97			186.61	
	97 – 98			153.68	
	98 – 99			212.20	

Anmerkung: Eine gesonderte Analyse zeigte, dass auch Phasendifferenzwinkel von Sweep zu Sweep und somit die 20 Startwerte in den vorbestimmten Sektoren lagen.

Abschätzung der Fehlerwahrscheinlichkeit aufgrund der experimentalen Daten:

Hundert richtige Phasenwinkel sind schon mal gut, für die Statistik aber noch nicht viel. Die Frage nach der Zuverlässigkeit dieser Ergebnisse lässt sich eigentlich nur in Langzeitexperimenten klären. Der Versuch, mittels statistischer Verfahren eine Abschätzung der Fehlerwahrscheinlichkeit vorzunehmen impliziert die Unterstellung einer Gauß-Verteilung der IST - Werte um den SOLL- Wert. Im Bewusstsein, dass dieser Ansatz ein eher pessimistisches Bild liefert, kann man die Wahrscheinlichkeitsdichte-Verteilung für die vorliegenden Messungen nur als einen ersten Anhalt betrachten (Abb. 96).

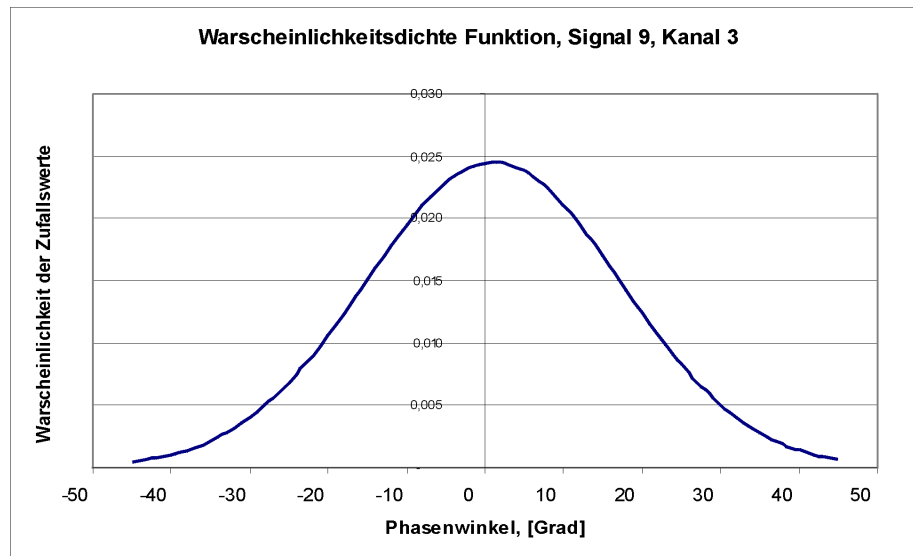


Abb. 96 Statistische Bestimmung der „Trefferwahrscheinlichkeit“ für den Null-Sektor mit den für die 4-ry-DPSK erforderlichen Sektorengrenzen von $\pm 45^\circ$ anhand von 100 Messwerten aus dem IK3.

Die Fehlerrate, d.h. die Wahrscheinlichkeit, dass ein differenzieller Phasenwinkel nicht in den vorgegebenen Quadranten fällt, liegt in diesem Fall noch bei $5 \cdot 10^{-3}$. Die Phasenstreuung ist noch relativ hoch. Dabei zeigt sich vor allem der Einfluss der letzten beiden Takte, bei denen das S/N im Empfangssignal besonders schlecht (siehe Tabelle 3) war. Abb. 97 zeigt, dass die Streuung deutlich kleiner wird, wenn man diese beiden Takte weg lässt.

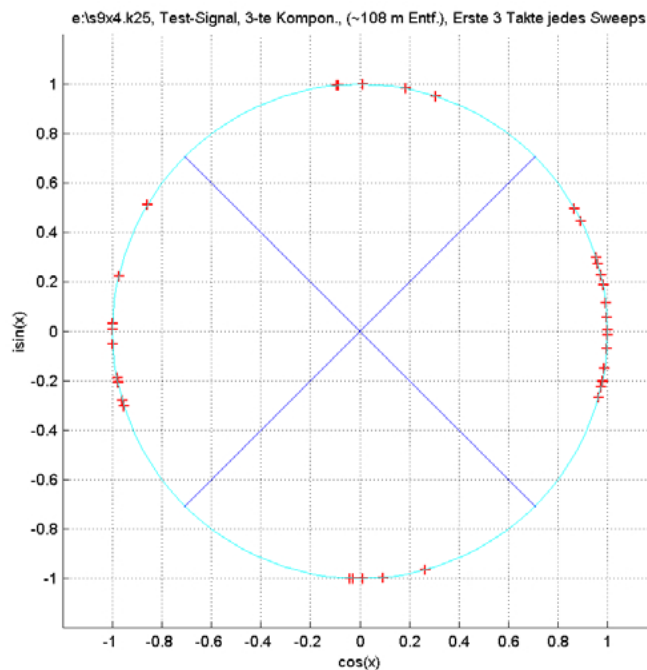


Abb. 97 Phasenanalyse für die jeweils ersten 3 Takte der Sweeps von IK3. Im Vergleich zu Abb. 95 war hier die Streubreite deutlich vermindert.

Angesichts der geringen Anzahl von Messwerten machte es wenig Sinn, hierfür statistische Methoden ansetzen zu wollen. Rein visuell zeichnete sich jedoch ab, dass sich die Streuung in etwa auf den Bereich einengte, der bei den uncodierten 25V-Signalen (das S/N war hier vergleichbar) in den Vorversuchen festgestellt wurde (vergl. Abschnitt 8.2.3). Hier nochmals die betreffende Grafik aus diesem Vorversuch:

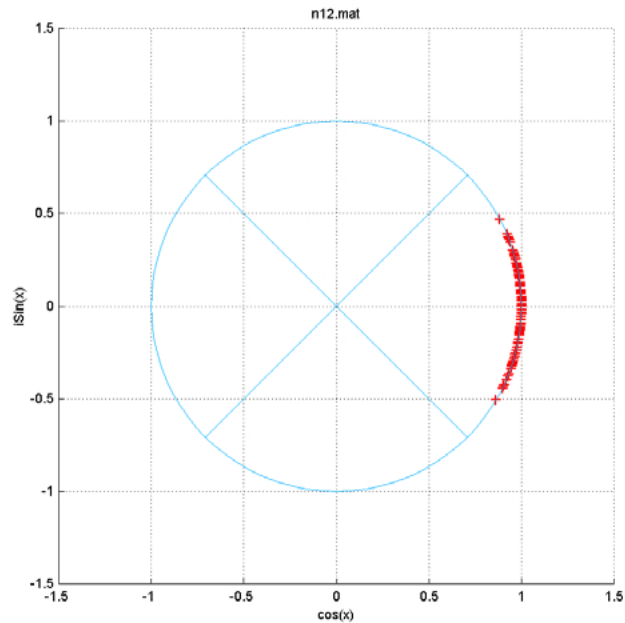


Abb. 98. Streuung der differentiellen Phasenwinkel in den 25V-Signalen (ohne Phasenkodierung).

Wenn man für diese Werte eine statistische Betrachtung durchführt, ergibt sich das folgende Bild:

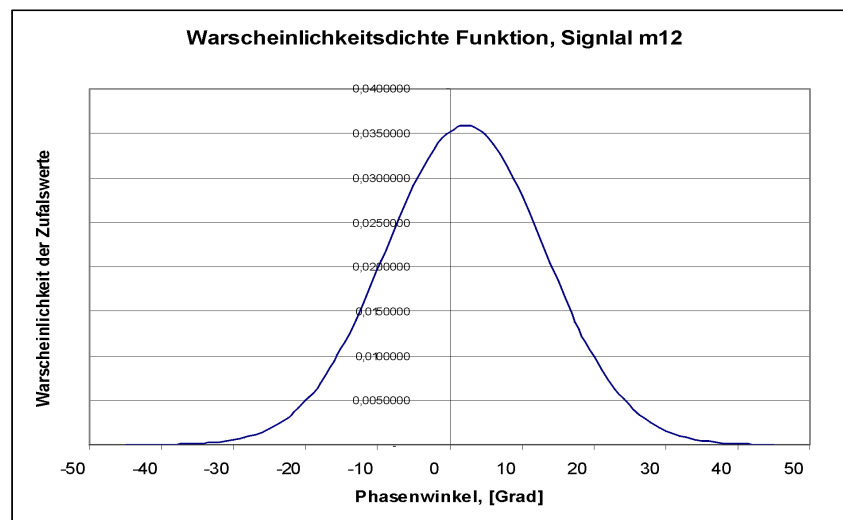


Abb. 99. Statistische Verteilung der in Abb. 98 dargestellten 160 Einzelwerte.

Für die Signale, die mit einem S/N von 20 bis 8 dB in einem praxisrelevanten Bereich lagen (Signal 5, n12) ergab sich für 160 Messwerte eine statistische Fehlerwahrscheinlichkeit von gerade einmal $5,86 \cdot 10^{-7}$! Doch dieser Wert sollte mit Vorsicht behandelt werden. Er profitierte sehr von dem günstigeren S/N der letzten beiden Takte.

Für die Signalanteile, die mit einem S/N von 14,6 bis 8 dB in einem mit den codierten Signalen vergleichbaren Bereich lagen (jeweils 3 Takte von 40 Sweep, das bedeutete bei differenzieller Auswertung: 80 Messwerte) ergab sich eine Fehlerwahrscheinlichkeit von $5,78 \cdot 10^{-5}$ (immer noch deutlich besser als der technisch geforderte Wert von 10^{-4}). Hier darf man allerdings annehmen, dass bei einer Erhöhung der Messwertanzahl noch Verbesserungen eintreten werden.

Phasenanalyse: 4-ry-DPSK auf IK2:

Die Sweeps in den Vorversuchen waren allerdings sehr steil, was hinsichtlich der Übertragungsphysik gut ist. Aus technischen Gesichtspunkten wäre es jedoch vorteilhafter, die Sweeps weniger steil auszulegen, weil dann z.B. mehr Takte in einem Sweep untergebracht werden können. Wenn man aber - wie im vorliegenden Versuch mit den 4-ry-DPSK Signalen - die Frequenzgradienten absenkt, lassen sich die Multipath Arrivals weniger gut trennen, die Intersymbol Interactions können zunehmen. Außerdem wird der im Zuge der Überführung in stehende Frequenzen zu erzielende Gewinn hinsichtlich des S/N kleiner, was im Bearbeitungsprozess zu weiteren Einbußen bei der Schärfe der Phasenbestimmung führen kann. Hier gibt es also zwei gegenläufige Tendenzen, zwischen denen der beste Kompromiss gefunden werden muss.

Zu diesem Aspekt ergaben sich bei dem aktuellen Versuch aus der Analyse der Übertragungsergebnisse auf dem zweiten noch halbwegs auswertbaren Informationskanal (IK2) weitere hilfreiche Grundlageninformationen.

Bei diesem Kanal betrug der Frequenzanstieg nur 1,2 kHz/s, war also deutlich flacher als beim IK3 der mit 1,6 kHz/s einen um 25 % steileren Gradienten hatte (vergl. Abb. 80).

Der Vollständigkeit halber seien analog zu den Abb. 88 - Abb. 92 und zu Tabelle 3 und Tabelle 4 auch hier die entsprechenden Darstellungen für den IK2 gegeben (Abb. 100 - Abb. 104, Tabelle 5 und Tabelle 6).

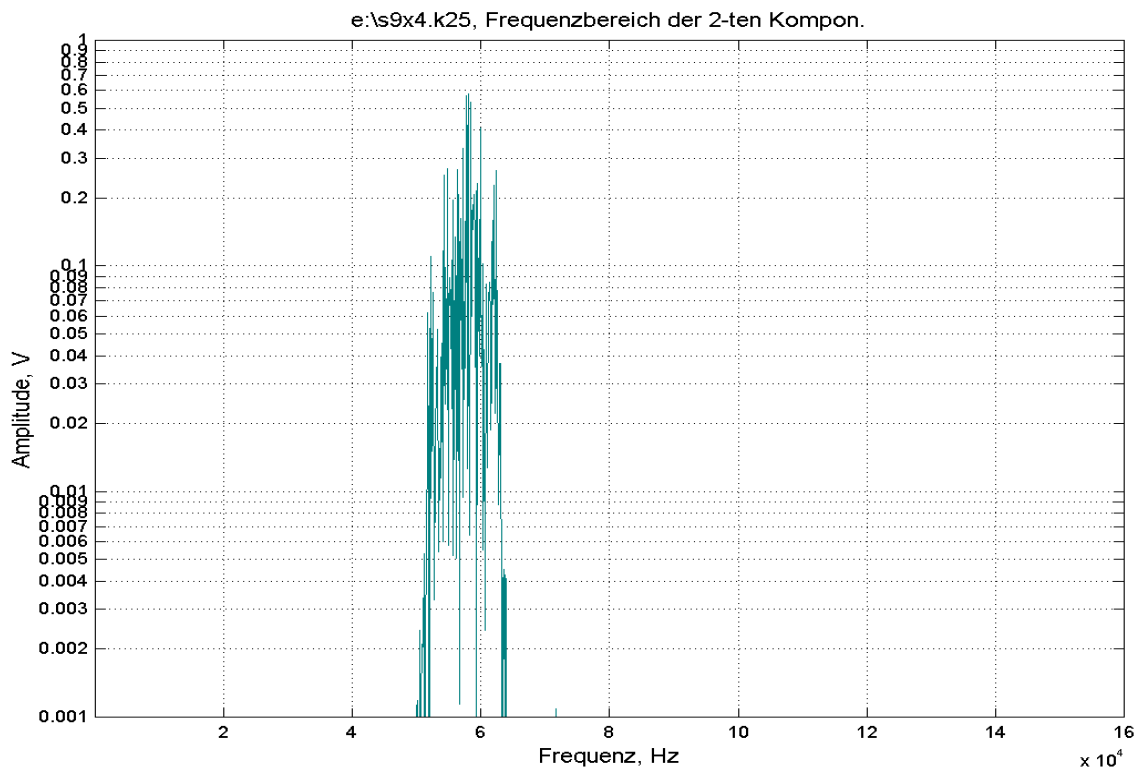


Abb. 100 Signalausschnitt IK2

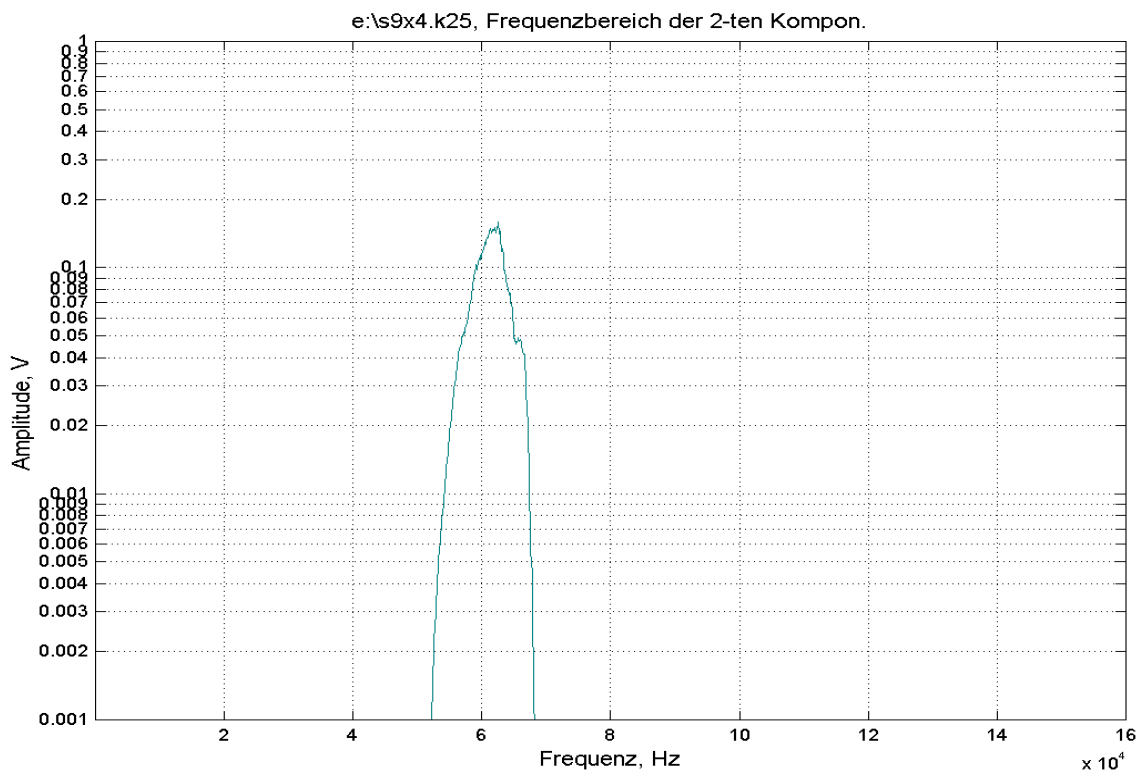


Abb. 101 Hüllkurve des Signalanteils von IK2

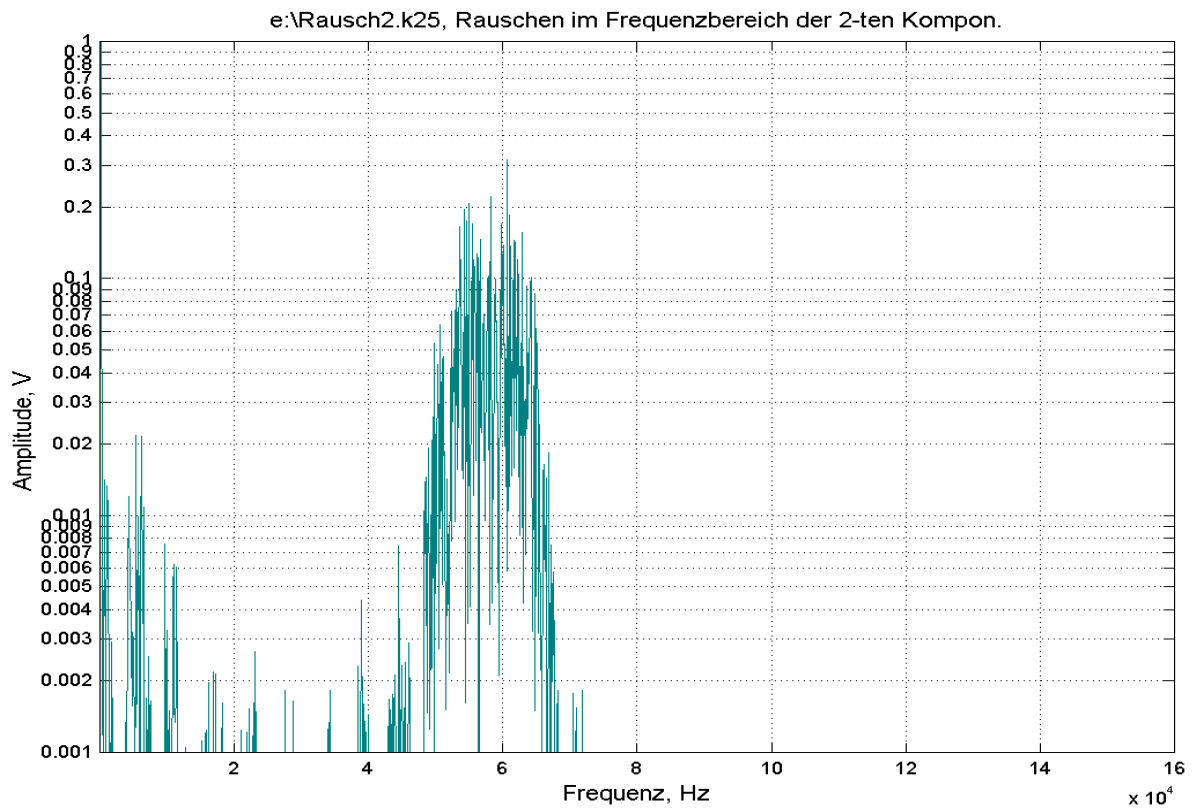


Abb. 102 Rauschanteil im Ausschnitt der IK2

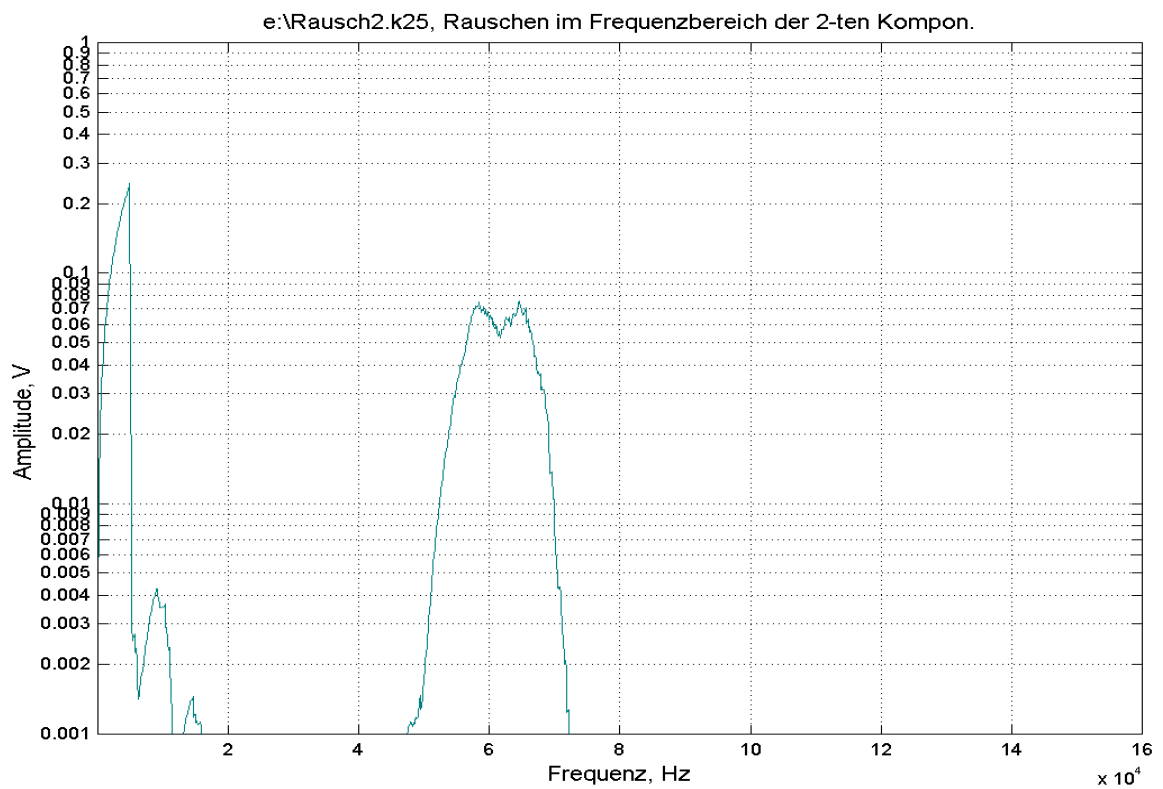


Abb. 103 Hüllkurve des Rauschanteils von IK2

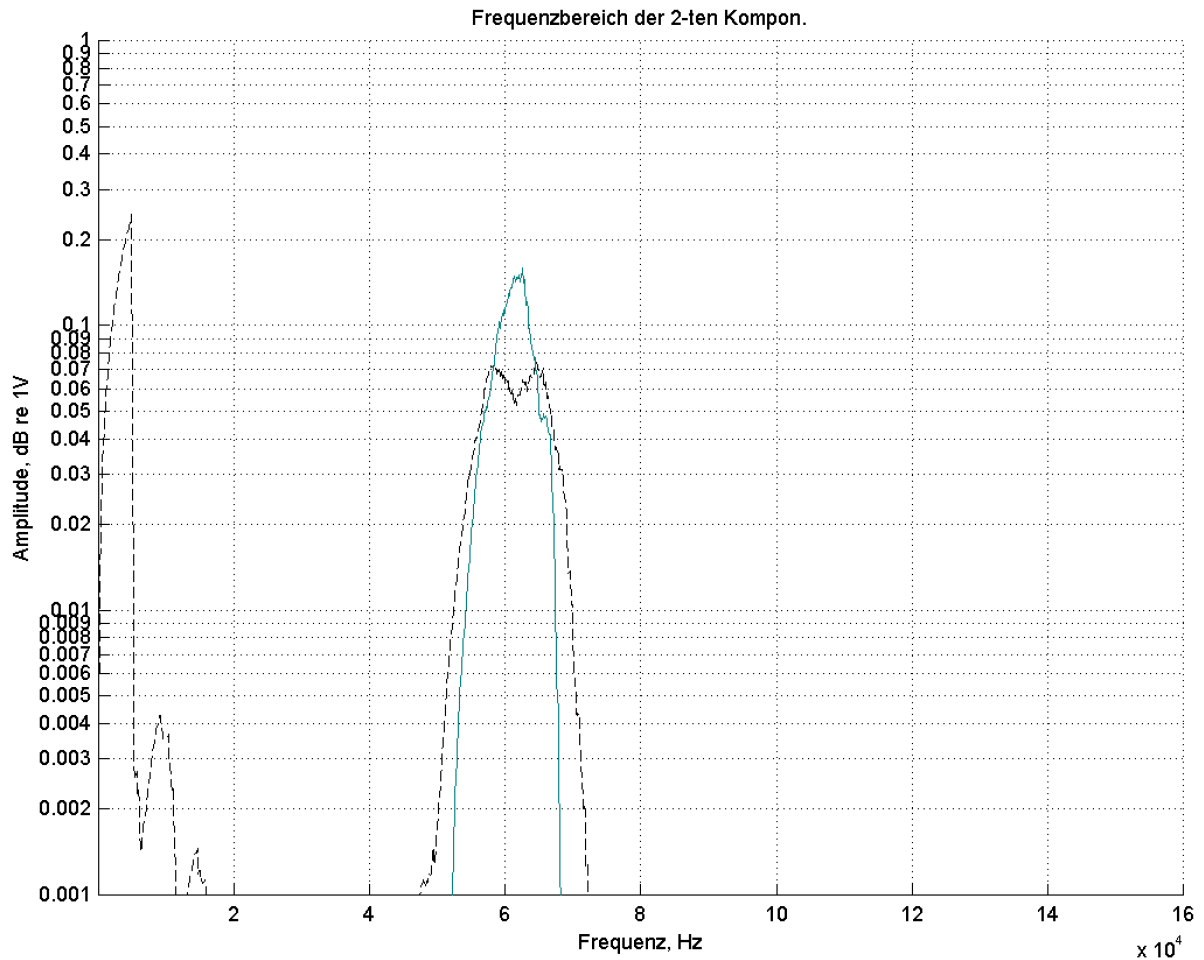


Abb. 104. IK2 und Rauschen.

Die S/N- Analyse für die in Abb. 101 und Abb. 103 dargestellten Werte ergab für die stärkste Signalfrequenz mit $S/N = 20 \log(A_S/A_N)$; (A_S Amplitude des Schalldrucks des Signals, A_N dto. des Rauschens) einen Wert von 5,91 dB.

In den einzelnen Takten des Sweeps ergaben sich in dem Empfangssignal für den IK2 folgende S/N-Werte:

Tabelle 5. S/N Werte für die einzelnen Takte des IK2

Takt Nr.	Frequenzbereich [kHz]	S/N [dB]	Mittelwert [dB]
1	51,0 - 53,4	-7,18 → -4,56	-5,87
2	53,4 - 55,8	-4,56 → -1,95	-3,26
3	55,8 - 58,2	-1,95 → +0,67	-0,64
4	58,2 - 60,6	+0,67 → +3,28	1,98
5	60,6 - 63,0	+3,28 → +5,91	4,59

Für die letzten 3 Takte des IK2 ergab sich bei der gegebenen TVR des Wandlers (s. Abb. 84 und Tabelle 5) ein $S/N > -1.95$ dB (Spread Spectrum Darstellung).

Nach der Überführung des Signals in konstante Zwischenfrequenzen lag die Amplitude des Rauschens etwa bei 0,045, die Signalspitze bei ca. 0,3. Daraus ergibt sich nach folgender Rechnung: $S/N = 20 \times \log 0.3 - 20 \times \log 0,05 = 16,48$ dB.

Im Prozess der Bearbeitung kommt es ebenso wie beim IK3 zu einer wesentlichen Verbesserung des S/N.

Tabelle 6. S/N Werte für die einzelnen Takte des **IK2** nach der Überführung in konstante Zwischenfrequenzen.

Takt Nr.	S/N [dB]	Mittelwert [dB]
1	3,39 → 6,01	4,70
2	6,01 → 8,62	7,31
3	8,62 → 11,24	9,93
4	11,24 → 13,85	12,55
5	13,85 → 16,47	15,16

Alle für die einzelnen Takte in Tabelle 5 angegebenen S/N Werte wurden um 10.57 dB verbessert. Am energiereichsten waren immer die letzten drei Takte jedes Sweeps. Mit einem im Bearbeitungsprozess erreichten $S/N > 9$ dB war hier eine Phasenanalyse möglich.

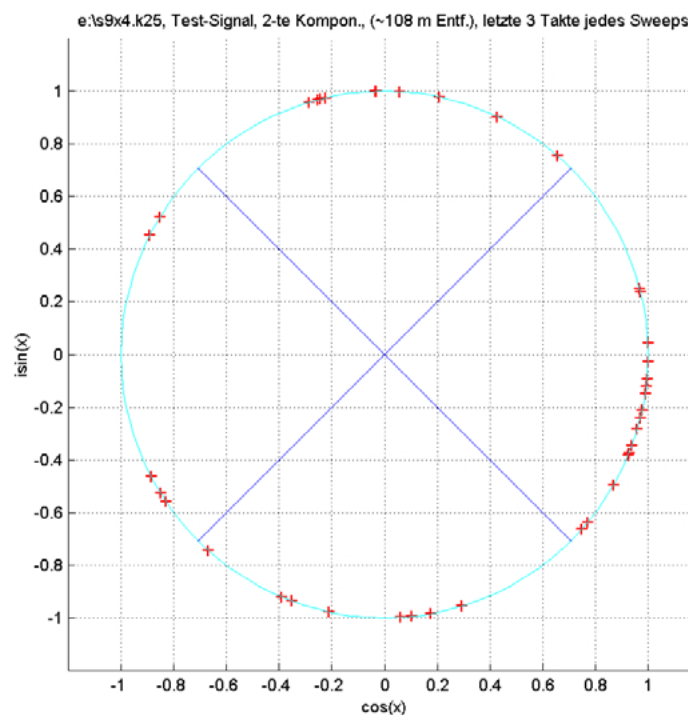


Abb. 105 Trotz des insgesamt schlechteren S/N und des flacheren Anstieges des betreffenden Sweeps (vergl. Abb. 80) ließen sich auch für den gleichzeitig mit IK3 gesendeten IK2 zumindest die differentiellen Phasenwinkel des 3 letzten Takte ($S/N > 9$ dB) **fehlerfrei** den vorgegebenen Quadranten zuordnen.

In Abb. 105 ist die Phasenstreuung für die IK2 dargestellt. Trotz des im Vergleich zum IK3 schlechteren S/N und des um 25% niedrigeren Frequenzanstieges lagen alle differentiellen Phasenwinkel der letzten 3 Takte aller Sweeps des IK2 in den richtigen Quadranten. Zur Bestimmung der Fehlerwahrscheinlichkeit braucht man jedoch mehr Messwerte.

8.2.5 Bedeutung der natürlichen Referenz für die Doppler-Kompensation

Bei der VMT wird zumindest einer der Frequenzkanäle als Referenz (Bezugskanal, BK) für die Phasenanalyse der Informationskanäle (IK) genutzt. Er dient dann gewissermaßen als "signalinterne Uhr", da seine Zeitachse - beispielsweise infolge von Doppler-Effekten - proportional zu der Zeitachse der übrigen Frequenzkanäle gedehnt bzw. gestaucht wird. Bei der Projektion der IK auf diesen BK werden Doppler-Effekte bereits weitgehend kompensiert. Nach den vorliegenden theoretischen Überlegungen sollte es mittels entsprechender Transformationen sogar möglich sein, eine vollständige Doppler-Kompensation zu erreichen (siehe Abschnitt 7.2.1.3).

Ungeachtet dessen, dass in dem betreffenden Experiment mit bewegtem Sender der Wandler mit einer Sendespannung von 200 V (Sweep-Folge N 10) etwas übersteuert war, ließ sich an diesem Material doch insgesamt die Bedeutung der natürlichen Referenz für die Doppler-Kompensation illustrieren.

Dazu wurden zwei unterschiedliche Analysen durchgeführt. Im ersten Fall wurde der natürliche BK durch eine künstliche, im Computer generierte Referenz mit den Soll- Werten des BK (ohne Doppler- Berücksichtigung und ohne Rauschen - also idealem S/N) ersetzt. Im zweiten Ansatz wurde die mehr als um 12 dB schwächere (siehe Abschnitt 8.2.2), natürliche Referenz (inklusive Rauschanteil) verwendet. In beiden Fällen wurde die Referenz, vor der Multiplikation mit dem IK, quadriert. Die weitere Bearbeitung erfolgte wie gehabt in identischer Weise. Die Abb. 106 und Abb. 107 zeigen die Entwicklungen der Phasendifferenzwinkel im Verlauf der 40 Sweeps.

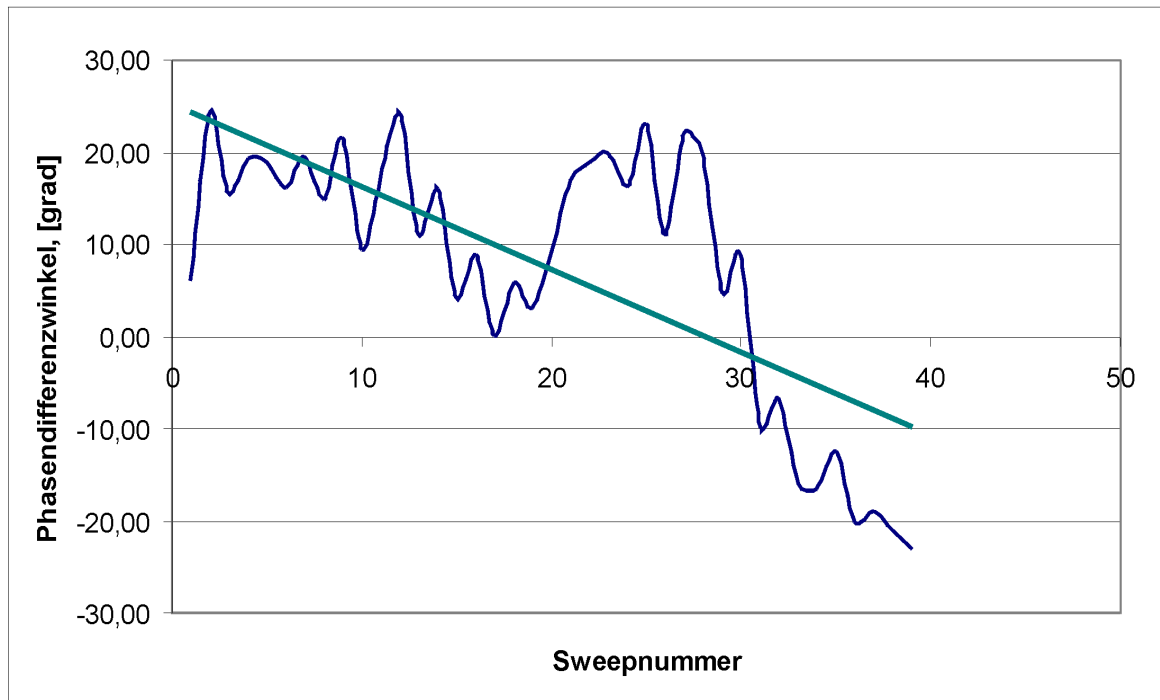


Abb. 106. Entwicklung der Phasendifferenzwinkel für den IK, Auswertung mit synthetischer Referenz. Anhand der Regressionsgeraden ergibt sich (rein formal) eine überlagerte Drehbewegung über einen Winkelsektor von ca. 32 Grad.

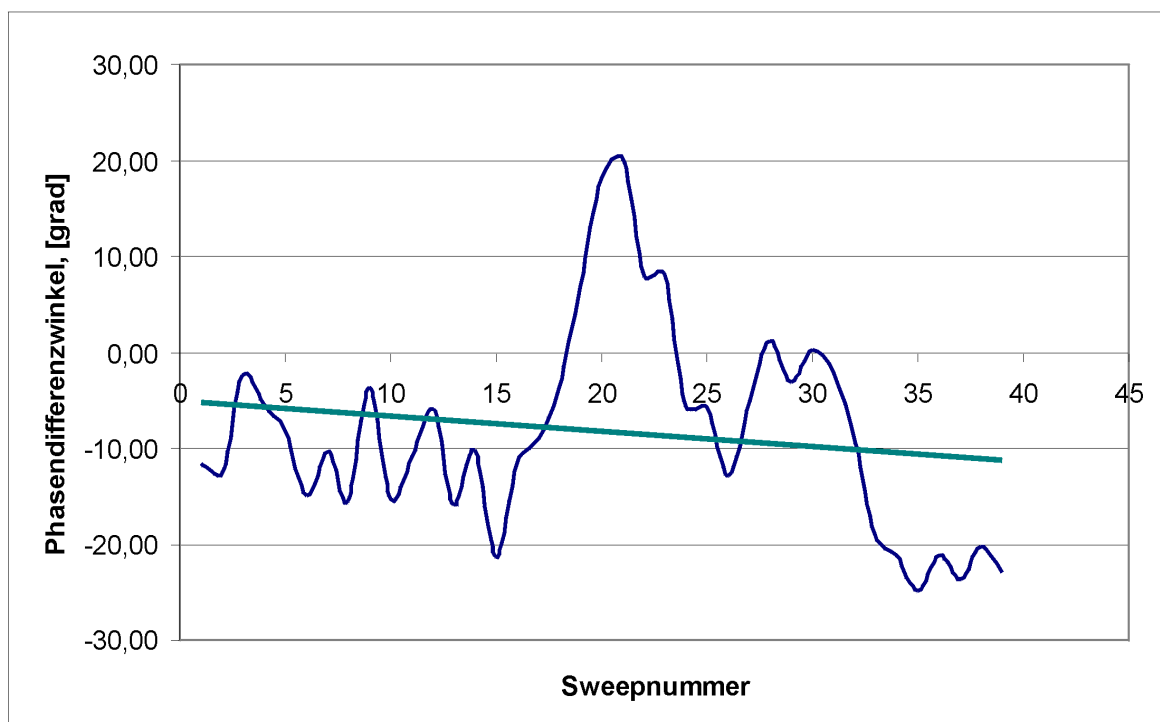


Abb. 107. Entwicklung der Phasendifferenzwinkel für den IK, Auswertung mit natürlicher Referenz. Die Regressionsgerade zeigt hier (rein formal), dass sich die überlagerte Drehbewegung auf einen Winkelsektor von ca. 8 Grad reduziert.

Der Vergleich zeigt zunächst, dass die Störung der Phasendifferenzwinkel im Bereich zwischen dem 18. und 31. Sweep in Abb. 106 offenbar nicht Doppler- bedingt war. Sie tritt in ähnlicher Form auch in Abb. 107 auf. Man hätte diesen Bereich ausklammern können, was aber an der hier angestrebten Grundaussage nichts geändert hätte. Wesentlich ist der allgemeine Trend, der sich selbst bei einer rein formellen Vorgehensweise (undifferenzierte Einbeziehung aller Werte in die statistische Auswertung) anhand der Regressionsgeraden ablesen lässt.

Die Analyse des IK auf der Basis einer synthetischen Referenz ergab bei der gegebenen Versuchsanordnung im Verlauf von 40 Sweeps eine Phasendrehung von ca. 32 Grad. Nehmen wir diesen Wert als Ausgangsbasis. Der Doppel-Sweep war nach der proportionalen VMT strukturiert, d.h. das Frequenzverhältnis von BK und IK blieb innerhalb der Sweeps stets konstant ($15 : 40 = 3 : 8$). Durch Quadrieren des BK wurde eine Annäherung (Doppler- Abgleich) auf $30 : 40 = 3 : 4$ erreicht. Für den vollständigen Doppler- Abgleich hätte der IK auf der ersten Harmonischen des BK liegen müssen. Nach der Theorie müsste bei der hier gegebenen Konfiguration in dem Produkt aus $IK \times BK^2$ die Doppler- Verschiebung um 75 %, d.h. auf $1/4$ des Ausgangswertes verringert sein. Dieser Erwartungswert wird nun mit überraschender Präzision durch das in Abb. 107 dargestellten Analyseergebnis bestätigt ($8^\circ / 32^\circ = 1/4$).

Damit liegt der Vorteil der Einführung einer natürlichen Referenz (Bezugskanal) klar auf der Hand. Sicher müssen hier noch weitere Versuche folgen. Die Grundtendenz aus den vorliegenden Experimenten liefert jedoch schon ein klares Indiz dafür, dass z.B. bei harmonischer Anordnung der Frequenzkanäle auf dem in Abschnitt 6.2.1.3 dargestellten Wege eine vollständige Doppler- Kompensation erreicht werden kann.

8.2.6 Nutzung der natürlichen Redundanz

Bei den Versuchen mit den uncodierten Doppel-Sweeps wurden relativ steile Frequenzgradienten verwendet, so dass im Zuge der Signalaufbereitung auf der Ebene der konstant feststehenden Zwischenfrequenzen die einzelnen Multipath Arrivals deutlich erkennbar wurden (Abb. 108).

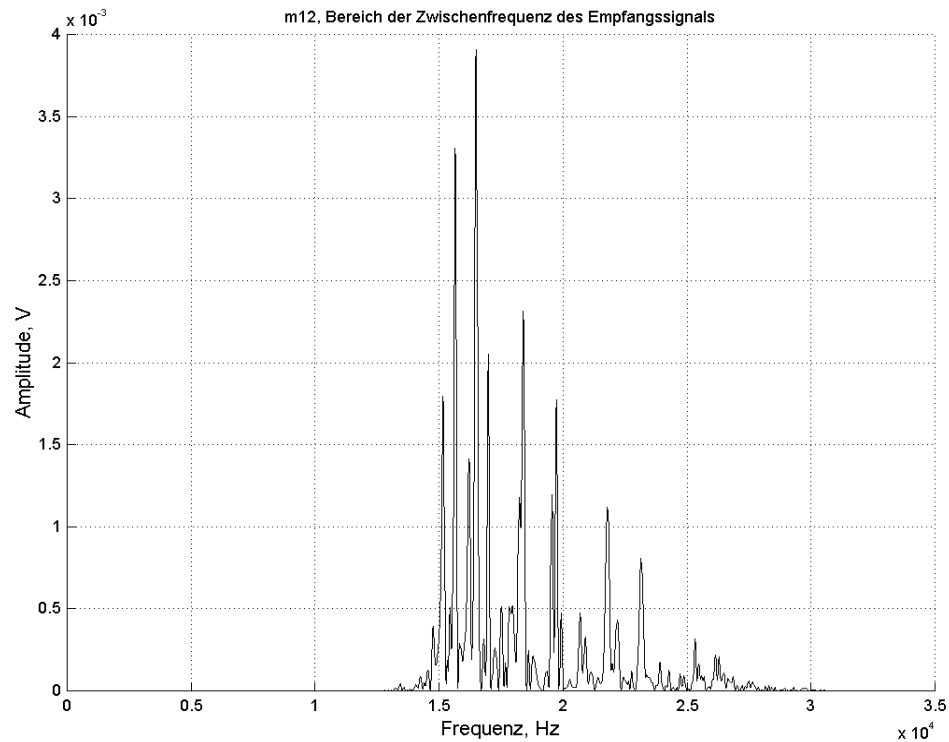


Abb. 108. Nach der Multiplikation von Info- und Bezugskanal (Signal 10) und Überführung in stehende Frequenzen werden etwa 10 einzelne Multipath Arrivals erkennbar und je nach S/N und Zeitversatz, welcher sich hier in den entsprechenden Frequenzabständen manifestiert, auch mehr oder weniger gut **separierbar**.

Aus diesem Spektrum lässt sich nun der jeweils gewünschte Signalausschnitt - beispielsweise der Komponentenanteil mit der größten Amplitude (stärkstes Multipath Arrival) - mit einem entsprechend scharfen Filter ausschneiden (Abb. 109). (Als Alternative zu dem Filter könnte ggf. auch eine komplexe FFT gleich für direkte Winkelbestimmung des Komponentenanteils eingesetzt werden).

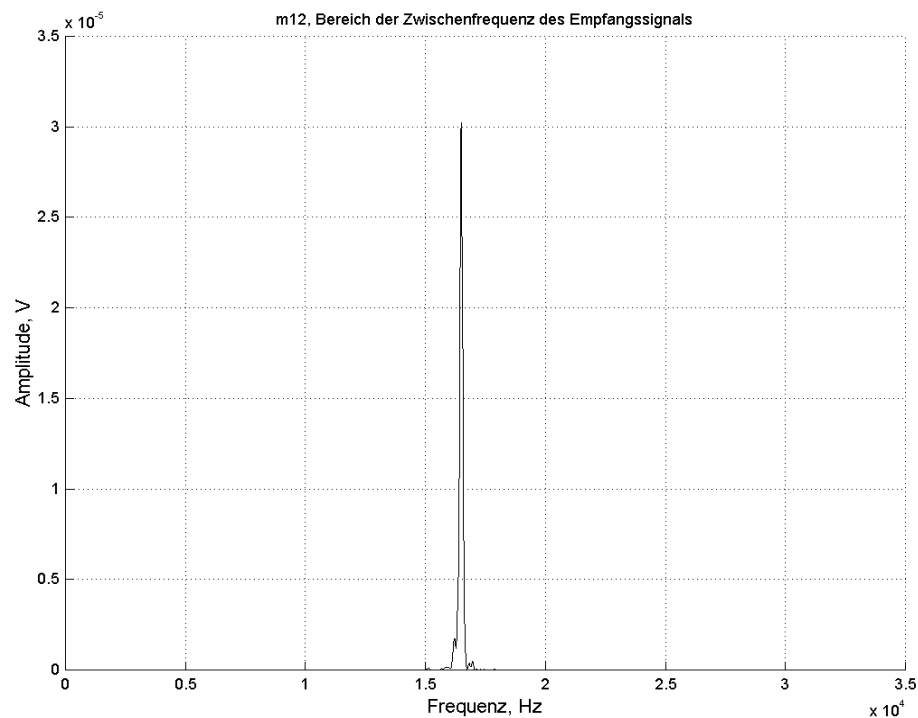


Abb. 109. Beispiel für das Heraustrennen des gewünschten Signalausschnittes - hier der Komponentenanteil mit der größten Amplitude (stärkstes Multipath Arrival) - mittels des scharfen Filters.

Auch an dieser Stelle nochmals der Hinweis, dass in dem scharfen Peak zwar die Einflüsse der Nachbarfrequenzen abgemindert aber immer noch die auf der Kanalfrequenz liegenden Rauschanteile enthalten waren. Die Phasenanalyse ergab für die Grenzwerte des Streusektors einen Öffnungswinkel von 54,8 Grad (Abb. 110). Bezogen auf den Vollkreis wären in diesem Fall 6 Winkelsektoren überlappungs-, d.h. fehlerfrei, realisierbar.

Interessanterweise ergab die gleiche Analyse für den in Abb. 108 links neben dem stärksten Multipath Arrival liegenden zweitstärksten Komponentenanteil trotz des etwas schlechteren S/N einen Streusektor mit einem Öffnungswinkel von nur 50,4 Grad (Abb. 111). Vorausgesetzt, dass diese Trennschärfe auch auf die anderen Bereiche des Vollkreises übertragbar ist, könnten auf der Basis dieses Multipath Arrivals ggf. bereits 7 unterschiedliche Zustände für die Phasencodierung genutzt werden.

Bei den üblichen Verfahren, die mit starren Frequenzen arbeiten, würden sich alle Multipath Arrivals, die auf unterschiedlichen Übertragungswegen mit verschiedener Lauflänge und möglicherweise unterschiedlicher physikalischer Beschaffenheit zeitlich versetzt und demzufolge auch mit unterschiedlicher Phasenlage beim Empfänger eintreffen, überlagern. Die Folge wären nicht vorhersehbare Phasendrehungen und Amplitudenschwankungen, die im ungünstigsten Fall bis zur vollständigen Auslöschung führen können.

Bei der VMT-Verfahren können die einzelnen Multipath Arrivals von einander getrennt und dann auch separat analysiert werden. Selbstverständlich unterscheiden sich auch in diesem Fall die absoluten Phasenlagen der Multipath Arrivals. Wie kann man dann aber die einzelnen Multipath Arrivals miteinander vergleichen?

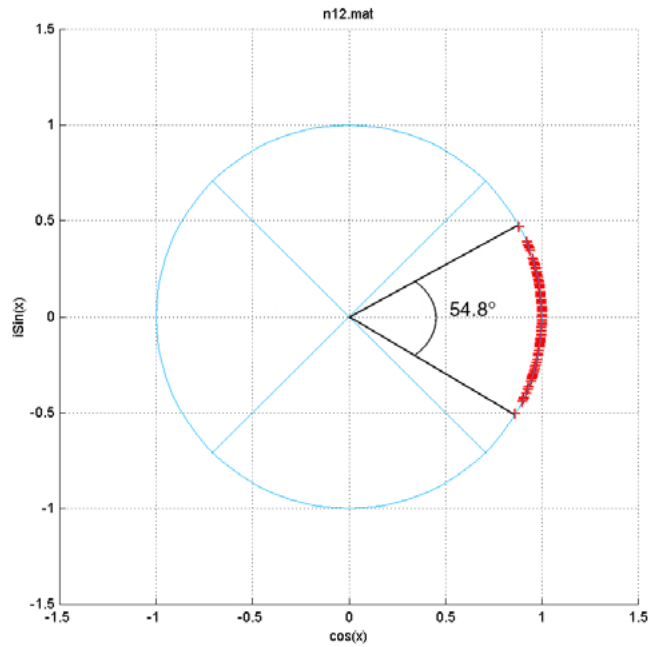


Abb. 110. Streuung der Phasendifferenzwinkel in dem stärksten Multipath Arrival (bestes S/N). Öffnungswinkel der Maximalwerte: $54,8^\circ$. Bezogen auf den Vollkreis wären in diesem Fall 6 Winkelsektoren überlappungs-, d.h. fehlerfrei, realisierbar.

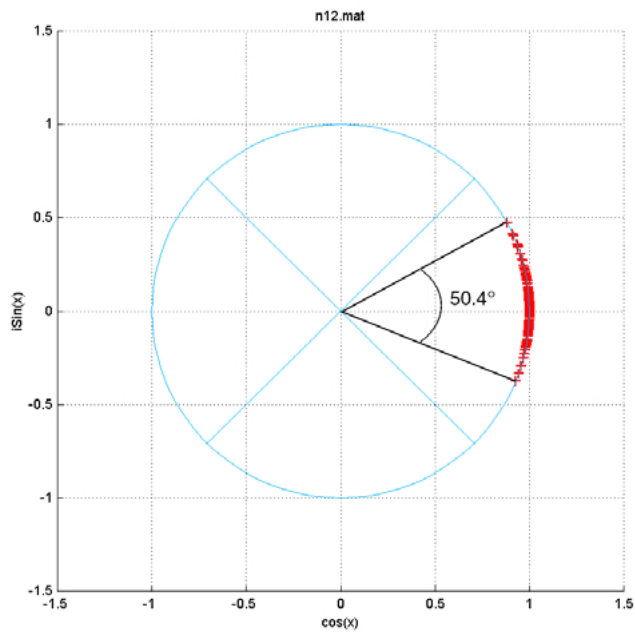


Abb. 111. Streuung der Phasendifferenzwinkel in dem zweitstärksten Multipath Arrival. Für die Maximalwerte ergibt sich ein Öffnungswinkel von $50,48^\circ$. Bezogen auf den Vollkreis wären in diesem Fall 7 Winkelsektoren realisierbar.

Eine wesentliche Besonderheit des VMT-Verfahrens besteht nun eben darin, dass die absolute Phasenlage gar keine Rolle spielt, sondern nur die relativen Phasenbeziehung (Differenz zwischen IK und BK sowie die Differenz der Differenzen zwischen den benachbarten Takten). Auf dieser Basis können nicht nur die Frequenzkanäle sondern innerhalb dieser auch die differenziellen Phasenwinkel der einzelnen Multipath Arrivals separat von einander analysiert (jeweils einzeln zentriert) und dann miteinander verglichen werden.

Obwohl wir nunmehr in der Lage sind, mit jeweils einem Abbild des Sendesignals zu arbeiten (was bereits einen fundamentalen Fortschritt bedeutet), ist, wie oben festgestellt wurde, die Reproduzierbarkeit der informationstragenden Signalparameter für die einzelnen Multipath Arrivals unterschiedlich gut. Die Hauptursache liegt offenkundig in dem unterschiedlichen S/N. Diesen Sachverhalt lohnt es sich, genauer anzuschauen.

Wo genau liegen denn die Unterschiede in den beiden oben verglichenen Multipath Arrivals? In beiden ist das uns interessierende Signal zwar mit etwas unterschiedlichem Dämpfungsfaktor aber ansonsten in (nahezu) identischer Weise vorhanden. Die Störungen werden durch das Rauschen verursacht. Der Rauschpegel ist (statistisch gesehen) auf beiden Übertragungskanälen etwa gleich hoch. Das Rauschen selbst ist jedoch ein stochastischer Prozess. Je nachdem, welche Amplitude und Phasenlage im konkreten Empfangszeitpunkt gerade auftritt, wird der Phasenwinkel des Informationssignals mal stärker, mal schwächer "dejustiert", d.h. nach rechts oder links verdreht (Phasenstreuung). Da die einzelnen Multipath Arrivals aber zeitversetzt beim Empfänger eintreffen, sind die Winkelabweichungen der konkreten Einzelmesswerte unterschiedlich groß.

Bei der digitalen Phasencodierung ist eine gewisse Fluktuation der Phasenwinkel ja durchaus zulässig. Es muss nur sichergestellt werden, dass die Werte innerhalb der Sollsektoren bleiben. Probleme bereiten die "Ausreißer", diejenigen Phasenwinkel die aufgrund zufälliger Spitzen der Rauschanteile die Grenzen der Streubereiche markieren. Genau diese potentiellen "Fehlerkandidaten" gilt es einzudämmen. Je besser das gelingt, desto feiner kann die Diskretisierung für die Informationsübertragung vorgenommen werden.

Üblicherweise behilft man sich in der Signaltechnik dergestalt, dass die Zeitintervalle genügend groß gewählt werden um die zufälligen, stochastischen Einflüsse so gut wie möglich herauszumitteln. Eine solche Maßnahme geht natürlich auf Kosten der Bitrate.

Bei der VMT eröffnet sich jedoch eine andere, viel elegantere Lösungsmöglichkeit. Vergleicht man nämlich die konkreten Einzelmesswerte aus den beiden oben dargestellten Übertragungskanälen (siehe Tabelle im Anhang 1), so wird deutlich, dass in keinem einzigen Fall

die Extremwerte gleichzeitig auftreten. Das wäre auch statistisch gesehen höchst unwahrscheinlich. Deshalb bietet es sich an, nicht nur das jeweils beste Multipath Arrival auszuwerten, sondern auch die zweitbeste (ggf. auch mehrere "gute") und dann die Information aus den betreffenden Mittelwerten zu beziehen. Abb. 112 zeigt, dass sich die Streubreite deutlich verringert, wenn man für jeden Zeittakt den Mittelwert aus den differenziellen Phasenwinkeln von zwei unterschiedlichen Multipath Arrivals (vergl. Abb. 110 und Abb. 111) bildet.

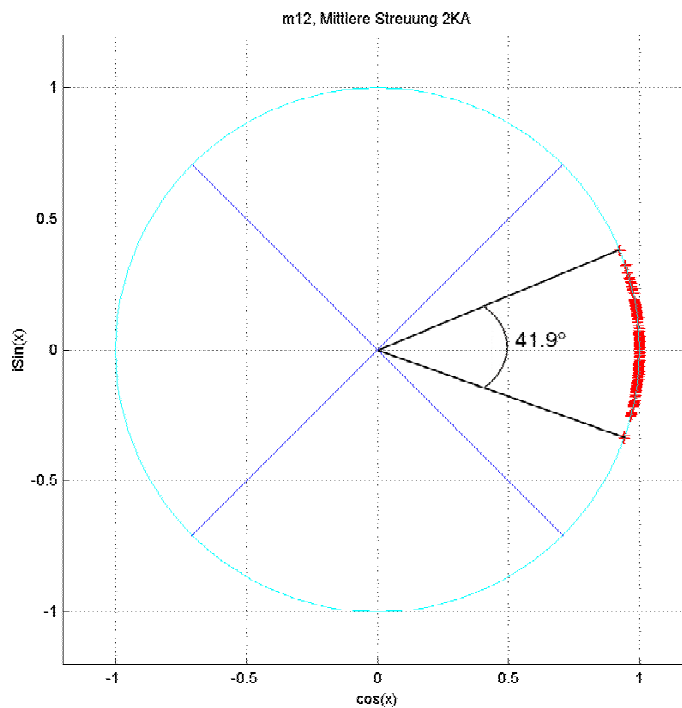


Abb. 112. Streubreite der Mittelwert aus dem besten und zweitbesten Multipath Arrival.

Obwohl das stärkste Multipath Arrival mit einer schwächeren kombiniert wurde, reduziert sich die Streubreite (Öffnungswinkel der maximalen Abweichung vom Sollwert) um 17%. Was bedeutet das für die Phasencodierung?

Nach diesen Experimentalergebnissen wären - bezogen auf den Vollkreis - auf der Basis des stärksten Multipath Arrivals sechs Phasenzustände, anhand der zweitstärksten ggf. auch sieben Phasenzustände fehlerfrei digital auflösbar. Die Bildung der Mittelwerte macht eine 8-ry-DPSK möglich, wobei immer noch ein gewisses "Polster" für Sicherheitsabstände übrig bleibt ($360^\circ / 41,9^\circ = 8,59$).

Somit könnte die Parallelauswertung möglicherweise eine Alternative (auf jeden Fall aber eine interessante Ergänzung) zu der bisher üblichen Verlängerung der Zeitintervalle verkörpern. Der Effekt ist ähnlich, nur kostet diese Variante keine zusätzliche Zeit, da man das selbe

Signal aufgrund der Übertragungsphysik ohnehin mehrfach erhält. Wenn man also diese naturbedingte Redundanz nutzt, gewissermaßen von der seriellen zur parallelen Signalverarbeitung übergeht (was man ja bei der gleichzeitigen Verwendung von mehreren Frequenzkanälen ohnehin schon tut), kann man eines der wesentlichsten Probleme, das alle herkömmlichen akustischen Datenübertragungsverfahren haben, ins Gegenteil verkehren und daraus noch Gewinn beziehen.

Der Vorteil, den das VMT-Verfahrens mit dieser speziellen Ausbaumöglichkeit bietet, wird um so deutlicher, wenn man dagegen hält, dass z.B. eine der heute schon praktizierten Breitband- Methoden den Einsatz von bis zu 120 parallelen, jeweils aber feststehenden Einzelkanälen vorsieht [20, 33]. Dabei werden zur Vermeidung von Ausfällen jeweils mehrere Kanäle mit der selben Information belegt. *De facto* wird bei diesen Verfahren versucht, der natürlichen Redundanz mit künstlicher Redundanz zu begegnen, was ungleich mehr Energie und einen hohen technischen Aufwand erfordert, letztendlich aber einen nur begrenzten Erfolg liefert.

Bei der hier vorgeschlagenen Lösung verlagert sich der Aufwand stärker in den Bereich der Signalauswertung. Die Signalaufbereitung müsste dann für jeden VMT- Frequenzkanal zwei oder mehr scharfe Filter für die Auswertung der entsprechenden Anzahl von Multipath Arrivals enthalten. Das wäre z. B. mittels der heute verfügbaren DSP-Bausteine technisch durchaus machbar. Falls man für die Signalanalyse eine komplexe FFT bevorzugt, braucht man möglicherweise nur verschiedene Ausgänge des Chips logisch miteinander zu verschalten. Auf diesem Wege ließen sich die spezifischen Gegebenheiten der Meeresakustik optimal nutzen.

Im Rahmen dieser ersten Untersuchung konnten lediglich die prinzipiellen Möglichkeiten aufgezeigt werden, die in weiteren praktischen Experimenten weiter ausgelotet werden müssen.

8.2.7 Gesmatdiskussion und Bewertung der Baggersee-Versuche

Die Ergebnisse von Phase 1 und 2 dieser praktischen Anwendungsstudie zeigten, dass mit den derzeit vorhandenen technischen Möglichkeiten VMT-Signale erzeugt, übertragen, empfangstechnisch aufgezeichnet und signaltechnisch so aufbereitet werden können, dass eine für die Informationscodierung ausreichend hohen Phasenstabilität gewährleistet ist. Bei genügend steilen Sweeps können in den Empfangssignalen die einzelnen Multipath Arrivals von einander getrennt, einzeln analysiert und ggf. auch miteinander verrechnet werden. Damit können die aus der Multipath Propagation resultierenden Probleme auf bestmögliche Weise ausgeschlossen

werden. Durch die parallele Auswertung von gleichzeitig mehreren Multipath Arrivals (Nutzung der natürlichen Redundanz) können die Rauscheinflüsse ohne Verlängerung der Taktzeiten reduziert werden. Hinzu kommt, dass im Zuge der Frequenztransformation (Überführung der Empfangskomponenten in fest stehende Frequenzen) ohnehin schon eine Mittelung der Rauscheinflüsse über die gesamte Bandbreite der Sweeps erfolgt und durch das „Zusammenschieben“ der Energie in eine Frequenzzelle auch eine erhebliche Verbesserung des S/N bewirkt wird. Auch dem dritten großen Problem der Unterwasserkommunikation, den dynamischen Verschiebungen infolge von Doppler-Effekten, bewegten Grenzflächen im Medium etc. kann mittels der Einführung eines Bezugskanals und dessen Nutzung als signalinterne Referenz wirkungsvoll begegnet werden. Bei geeigneter Auslegung der Signalstruktur (proportionale VMT beispielsweise mit harmonischen Frequenzabständen der Kanäle) scheint es durchaus realistisch, dass eine vollständige Doppler-Kompensation erreicht werden kann. Damit scheint aus physikalischer und signalverarbeitungstechnischer Sicht der Weg für eine komplexe Codierung von akustischen Signalen für die UW- Kommunikation soweit wie irgend möglich geebnet.

Einen gewissen Schwachpunkt in der für diese Studien verfügbaren Experimentaltechnik bildete jedoch der Sendewandler, der die Signale noch nicht optimal ins Wasser übertragen konnte (für das Verfahren geeignete Transducer sind aber heute schon kommerziell verfügbar). Trotz dieser Einschränkung und der versehentlich falschen Einstellung des Sendeverstärkers können auch die ersten Experimente zur Anwendung der Phasencodierung in komplexen Sweepsignalen (Phase 3 des praktischen Versuchsprojektes) als Erfolg gewertet werden.

Bei der Phasencodierung blieben die an den Phasenübergängen der Sweepsignale erwarteten Störungen moderat.

Im Vergleich zu den vorangegangenen Versuchen konnte in der dritten Phase der Baggersee-Experimente der Sweep-Anstieg um den Faktor 3 reduziert werden. In der gegebenen Anordnung ließen sich 5 Takte pro Sweep senden. Als Untergrenze für die Trennung der Multipath Arrivals dürfte im Baggersee ein Frequenzgradient von 1,2 bis 1,6 kHz/ms ausreichend sein. Im offenen Meer kann der Anstieg möglicherweise etwas flacher gewählt werden.

Trotz ungünstigster Rahmenbedingungen (suboptimales S/N) konnte erstmals eine 4-ry-DPSK realisiert werden. Der IK3 war in ein komplexes Sweep-Signal eingebunden. Bei 100 gesendeten Takten ergaben sich Null Fehler.

Auch in den auswertbaren ersten drei Takten der Sweeps des gleichzeitig gesendeten IK2 waren die Anforderungen der 4-ry-DPSK fehlerfrei erfüllt. Aufgrund des flacheren Anstiegs

und der ohnehin geringeren Energie war die Streuung der Phasendifferenzwinkel etwas größer als in der IK3.

Anhand dieser Beispiele konnte eine systematische Entwicklung aufgezeigt werden, aus der hervorgeht, dass in einem komplexen Sweepsignal die Phasencodierung zuverlässig auf mehreren Kanälen gleichzeitig realisiert werden kann und dass bei ausreichender Sendeenergie die Ergebnisse auch jeder statistischen Prüfung standhalten werden.

Aufgrund der vorliegenden Befunde und den bisherigen Erfahrungen in der Signalauswertung lässt sich in etwa abschätzen, dass das Verfahren (Taktzeit 2 ms) bezogen auf das transformierte Empfangssignal (fest stehende Zwischenfrequenzen)

- bei einem $S/N > 10$ dB sicher funktioniert und über die 4-ry-DPSK hinaus weiter ausbaubar ist (wahrscheinlich sind hier noch mehr Phasenzustände etc. realisierbar),
- bei einem $S/N < 7$ dB an seine Auflösungsgrenzen stößt.

Betrachtet man hingegen auf die Energieverteilung in den Signalen vor der Konvertierung, so zeigen die experimentellen Befunde, dass das VMT-Verfahren in der Lage ist, mit für die 4-ry-DPSK ausreichender Sicherheit die Phasenlagen selbst noch für solche Signalensequenzen zu bestimmen, die mit einem S/N von (in Spread Spektrum Darstellung) bis zu minus 8 dB bereits weit unter der Rauschgrenze lagen (siehe Takt 3 bis 5 in Tabelle 3).

9 Zusammenfassung und Ausblick

Obwohl wir noch weit von einem Verständnis der Delphinsprache entfernt sind, offenbart eine Analyse der akustischen Kommunikationssignale (Pfeife) dieser Tiere eine Reihe von Besonderheiten, die im Sinne einer adaptiven Anpassung an die komplizierten physikalischen Übertragungsbedingungen unter Wasser gewertet werden können.

Im Rahmen dieser Dissertation wurden die bioakustischen Befunde abstrahiert und als Basis für die Entwicklung eines neuartigen (bionischen) Verfahrens für die digitale technische Unterwasser-Kommunikation genutzt. Die Besonderheiten dieses als „Variable Mehrkanalige Transmission (VMT)“ bzw. inzwischen auch als „Floating Frequency Technology (F2-Technology)“ bezeichneten Verfahrens bestehen in der Nutzung eines Systems von kontinuierlich veränderlichen Frequenzen bzw. Frequenzgradientenkanälen (anstelle der bisher üblichen feststehenden Frequenzkanäle bzw. des Frequency-Hopping-Systems), in der Einführung eines Bezugskanals als „signalinterne Uhr“, sowie in der Nutzung von signalinternen Korrelationen für die Informationscodierung.

Die theoretischen Voruntersuchungen ergaben, dass es mittels dieser Maßnahmen möglich sein könnte, die drei Hauptprobleme der akustischen Datenübertragung unter Wasser: durch Multipath Propagation bedingte Interferenzen (Intersymbol Interactions), Dopplerverschiebungen und Rauscheinflüsse auszuschalten bzw. soweit zu reduzieren, dass empfangenseitig die Parameter des Sendesignals auf bestmögliche Weise rekonstruiert werden können. Daraus ergibt sich die Möglichkeit zur Anwendung komplexer Modulationsformen mit vergleichsweise feinen Diskretisierungsstufen der Signalparameter bzw. Parameterkombinationen und somit eine erhebliche Steigerung der Bitrate. Nach den theoretischen Überlegungen schien das VMT-Verfahren durchaus geeignet, in punkto Übertragungsstabilität, Leistungsfähigkeit und Adaptivität eine neue Qualität in der digitalen akustischen UW-Kommunikation zu begründen.

Zur Überprüfung der Hypothesen wurde in Anlehnung an reale Messungen im Rechner eine künstliche hydroakustische Teststrecke modelliert, wobei bewusst extrem ungünstige Rahmenbedingungen angenommen wurden. Im Rahmen der Simulationsexperimente wurden die Grundstrukturen für parallele und proportionale VMT-Signale optimiert und die Basisalgorithmen für die Bearbeitung und Auswertung der neuen Signalstrukturen entwickelt. Die numerischen Testergebnisse entsprachen den Erwartungen.

Nachdem sicher gestellt war, dass alle essentiellen Bausteine von der Signalerzeugung bis zur Decodierung der Signalparameter zusammen spielen, folgte die praktische Überprüfung in einer natürlichen akustischen Messstrecke (Baggersee).

Die physischen Validierungsexperimente bestätigten die theoretischen Voraussagen und zeigten darüber hinaus noch ein breites Spektrum neuer Möglichkeiten zur optimalen Ausnutzung der physikalischen (hydroakustischen) Gegebenheiten.

Die Funktionstüchtigkeit und Leistungsfähigkeit des bionischen VMT-Verfahrens ist jetzt soweit belegt, dass eine hardwareseitige Realisierung in Angriff genommen werden kann. Damit ist das für diese Dissertation gestellte Ziel erreicht.

Was wäre jetzt schon realisierbar und welche Perspektiven zeichnen sich ab?

Bitrate:

Geht man von einer zuverlässig zu realisierenden 4-ry-DPSK aus, ergibt sich bei der jetzigen Taktzeit von 2 ms für jeden Frequenzkanal eine Informationsrate von 1 Kilobit pro Sekunde. Im getesteten Frequenzbereich von 15-85 kHz können ein Bezugskanal und bei proportionaler VMT bis zu 7, bei paralleler VMT möglicherweise auch 10 Informationskanäle untergebracht werden. Somit ergeben sich für die mehrkanaligen Systeme insgesamt Informationsraten von 7 respektive 10 Kilobit pro Sekunde. Bei Verkürzung der Taktzeit auf 1,6 ms (minimale Einschwingzeit des derzeit verwendeten Filtersystems) ließen sich möglicherweise auch 8,75 bzw. 12,5 kBit/s erreichen.

Diese Eckdaten skizzieren den realen Stand. Darüber hinaus gibt es aber bereits Überlegungen die erhebliche Steigerungsraten ermöglichen können (siehe z.B. Abschnitt 6.1.2.2) bisher aber noch nicht getestet wurden. (Nach jüngsten Versuche mittels komplexer FFT könnte es machbar sein, die Taktzeiten auf unter 1 ms zu reduzieren.)

Übertragungssicherheit:

Experimente zur Langzeitstatistik stehen noch aus. Anhand der Befunde zur Phasenstabilität der im Baggersee-Experiment mit ausreichender Energie empfangenden Signale ($S/N > 9$ dB) lässt sich abschätzen, dass bei der 4-ry-DPSK reale Chancen bestehen, eine Fehlerrate kleiner als 10^{-4} zu erreichen.

Reichweite:

Mit dem Frequenzband bis 70 kHz breit wäre nach theoretischen Berechnungen bei einer Sendeleistung von 204 dB re 1 μ Pa im Meer eine Reichweite von 4 km, unter sehr günstigen Umständen auch bis zu 6 km realisierbar. Hier muss man jedoch prüfen, ob die Transducer eine derart hohe Sendeleistung tatsächlich über die gesamte Bandbreite zur Verfügung stellen. Vorsichtshalber sollte man für die Praxis vorerst auf 2-4 km orientieren. Es ist jedoch jederzeit möglich, durch Absenken des Frequenzbandes, Verringerung der Sweep-Steilheit oder Weglassen der oberen Frequenzkanäle die Reichweite zu erhöhen. Das geht dann natürlich auf Kosten der Bitrate. Das System kann jedoch so ausgelegt werden, dass der Anwender situationsbezogen den jeweils günstigsten Kompromiss zwischen Reichweite und Informationsrate wählen kann.

Anwendungen:

In dem genannten Rahmen könnten Sprache und Texte bereits in passabler Qualität übertragen werden, bei entsprechender Komprimierung möglicherweise auch schon einige Videobilder pro Sekunde. Auch die akustische Fernsteuerung von UW-Gerätschaften ist realisierbar.

Die weiteren (praktischen) Arbeiten müssen sich nun auf die Entwicklung spezieller Transducer konzentrieren, welche die hohen Anforderungen der VMT optimal erfüllen können (auch hier zeichnet sich bereits einige Lösungen ab). Sobald diese Aufgabe erfüllt ist, sollen über die hier dargestellten Validierungsexperimente hinausgehende Anwendungsstudien durchgeführt werden, in denen unter verschiedenen Einsatzbedingungen (u.a. auch im offenen Meer) insbesondere die Möglichkeiten für komplexe Codierungsverfahren ausgelotet und die Methoden der Signalanalyse weiter optimiert werden sollen. Ohne Zweifel werden sich in diesem Zusammenhang weitere Horizonte auf tun.

Positives Feedback in die Biologie:

Bei der Lektüre von Kapitel 5 mag insbesondere die Bioakustiker frustrieren, dass den vielen „Wenn und Aber“ nicht der gebührende Raum gegeben wurde. Ich bin mir der Möglichkeit von Nebeneffekten oder gar einzelnen Artefakten durchaus bewusst. Nur meine ich, dass es angesichts der weltweit bereits durchgeführten Studien an der Zeit ist, die Fragen einmal anders zu stellen. Der bionische Ansatz ermöglichte neue Einsichten in die physikalischen Grundlagen der Hydroakustik und damit auch in die Cleverness und Perfektion der evolutiven

Anpassung der Delphine. Wir sind jetzt in der Lage, mit entsprechenden Signalstrukturen weiter zu experimentieren. Ich bin überzeugt, dass wir in diesem Zusammenhang noch viel von den Tieren lernen können, also gut daran tun, sie weiterhin als Lehrmeister in unsere Überlegungen und Studien einzubeziehen. Auch wenn die ingenieurtechnische Umsetzung letztendlich ihre eigenen Kriterien entwickelt, die Delphinsignale zunächst lediglich als Quelle der Inspiration betrachtete, werden die in der Anwendungspraxis gewonnenen Erkenntnisse und methodischen Möglichkeiten hilfreich sein, um vielleicht auch den Schlüssel zum Verständnis der „Sprache“ dieser Tiere zu finden. So liegt es durchaus im Spielraum des hier vorgestellten Verfahrens, die Laute von Delphinen und anderen Walen nachzubilden und experimentell zu untersuchen. Damit hätten wir einen methodischen Zugang, die aus übertragungstechnischen Gründen erforderlichen Adaptationen in den Signalstrukturen auszuloten und auf diesem Hintergrund die Freiräume für Modulationen im Sinne der Informationsübertragung zu bestimmen. Mittels kombinierter verhaltensbiologischer, bio- und technisch-akustischer Untersuchungen wird es dann vielleicht eines Tages gelingen, auch die Modulationsmuster der Delphinlaute zu entschlüsseln. Unabhängig davon lohnt es sich, weiter der Frage nachzugehen, mit welchen Mechanismen es diesen Tieren gelingt, derart komplexe Signale mit z.T. extrem kurzen Modulationstaktzeiten zu erzeugen und vor allem auch, wie sie die Empfangssignale neuronal verarbeiten und auswerten können.

10 Literaturverzeichnis.

1. Al-Kurd A., Yang T.C., Schindall J., Carey E. 1988. Performance Evaluation of Phase Coherent Underwater Acoustic Communication During the LWAD 98-1 Experiment. *Journal of Acoustical Society of America. Proceedings of ICA/ISA '98 Congress, 20-26 June, 1998, Seattle, Washington. Pp. 309-310.*
2. Au Withlow W.L. 1993. The Sonar of Dolphins. *Springer Verlag. New York, Berlin, Heidelberg.*
3. Baggeroer A. B. and Kilfoyle D. B. 1988. Telemetry and the Underwater Channel: Progress and Challenges. *Journal of Acoustical Society of America. Proceedings of ICA/ISA '98 Congress, 20-26 June, 1998, Seattle, Washington. Pp. 299-300.*
4. Bannasch R. und Kebkal K. (1999) Verfahren zur Übertragung von Informationen und ein geeignetes System hierfür. Patent. Aktenzeichen 199 04 747.2. Anmeldung von 5.2.1999 beim Deutschen Patentamt. (Deutsch)
5. Bannasch R. und Kebkal K. (1999) Verfahren zur Verarbeitung von frequenzvariablen Wellensignalen und ein geeignetes System zur Signalbearbeitung. Patent. Aktenzeichen des Deutschen Patentamts 199 27 040.6. Anmeldung von 7.6.1999 beim Deutschen Patentamt. (Deutsch)
6. Biglieri E. and Abrishamkar F. 1990. Doppler Frequency Shift Estimation for Differentially Coherent CPM. *IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 38, No. 10, pp. 1659-1663. (October 1990)*
7. Brekhovskikh L.M. and Lysanov Yu. P. 1982. Theoretical Fundamentals of Ocean Acoustics. "Gidrometeoizdat". Leningrad.
8. Catipovic A.J. 1990. Performance Limitations in Underwater Acoustic Telemetry. *IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 15, No. 3, pp. 205-216. (July 1990)*
9. Catipovic J.A. and Baggeroer A.B. 1990. Analysis of high frequency multitone transmissions propagated in the marginal ice zone. *Journal of Acoustical Society of America. (May 1990).*
10. Clarence S. Clay. and Medwin H. 1977. Acoustical Oceanography: Principles and Applications. *A Willey-Interscience Publication. John Willey & Sons, New York, London, Sydney, Toronto.*
11. Coatelan *et al.* 1995. Design and test of a coding OFDM system on the shallow water acoustic channel. *OCEANS 95 MTS/IEEE Conference Proceedings. Vol.3, pp. 2065-2070.*

12. DeSanto J. A. 1979. Ocean Acoustics. *Sprinter-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York.*
13. Dreer J., Evans W. 1969. Communication in cetaceans. *In Marine Bioacoustics. "Sudostroenie". Leningrad. Pp. 399-420.*
14. Edelson G.S. and Gillespie B.W. 1998. Phase-Encoded Frequency-Hopped Signalling for Underwater Acoustic Communication. *Journal of Acoustical Society of America. Proceedings of ICA/ISA'98 Congress, 20-26 June, 1998, Seattle, Washington. Pp. 313-314.*
15. Evans W.E. and Prscott J.H. 1962. Observations of the sound production capabilities of the Bottlenose Porpoise: A Study of Whistles and Clicks. *Zoologia (N.Y.). vol. 47. Pp. 121-128.*
16. Herman L.M., Tavorla W.N. The Communication System of Cetacean. *In Cetacean Behaviour: Mechanisms and Functions. John Willey & Sons. New York, Brisbane, Toronto. Pp. 149-209.*
17. Hinedi S. and Lindsey W. C. 1990. Intersymbol Interference Effects on BPSK and QPSK Carrier Tracking Loops. *IEEE Transactions on Communications, vol. 38, No.10. Pp. 1670-1676. (October 1990).*
18. Hinton R. Oliver, et. al. 1994. Performance of a Stochastic Gradient Adaptive Beamformer for Sub-Sea Acoustic Communications. *In Holt M., Cowan C., Grant P., Sandham W. (Eds.): Signal Processing IIV: Theories and Applications. Pp. 1540-1543.*
19. Iltis R.A. and Fuxjaeger A.W. 1991. A Digital DS Spread-Spectrum Receiver with Joint Channel and Doppler Shift Estimation. *IEEE Transactions on Communication, Vol. 39, No. 8, pp. 1255-1267. (August 1991).*
20. Jackson E.D. et al. 1992. Underwater Communication System. US Patent. Patent Number US005124955A.
21. Jarvis S.M. and Pendergrass N.A. 1995. Implementation of a Multichannel Decision Feedback Equaliser for Shallow Water Acoustic Telemetry Using a Stabilised Fast Transversal Filters Algorithm. *Proceedings of Oceans'95. (October 1995).*
22. Kebkal K., Bannasch R., Kulagin V. (1998) Identification of Dolphin Schools by Bioacoustical Unique Features. *Proceedings of ICA/ISA'98 Congress, 20-26 June, 1998, Seattle, Washington. (Engl.)*
23. Kebkal K. and Kulagin V. (1997) Technical possibility of bioacoustical identification of wild dolphin schools. // *In: Ecology, physiology and veterinary of marine mammals. - Sevastopol, 1997.- Pp. 122-136. (Russisch)*

24. Kebkal K. and Reznik A. (1997) About the sound communication system of dolphins (*Tursiops truncatus*). // In: Ecology, physiology and veterinary of marine mammals. - Sevastopol, 1997.- Pp. 137-152. (Russisch)
25. Kebkal K., Drobishevski A., Vakar V. (1997) Investigation of the features of Black Sea dolphin's nasal sac system and the mechanism of sound generation. In: Ecology, physiology and veterinary of marine mammals. - Sevastopol, 1997.- Pp. 153-178. (Russisch)
26. Kebkal K. (1996). To Bioacoustic Identification of Wild Dolphin Schools. Ecology of Industrial Regions v.2 (1-2), pp.41-45. (Engl.)
27. Lang T.G. and Smith H.A.P. 1965. Communication between Dolphins in Separate Tanks by Way of an Electronic Acoustic Link. *Science* 1965, 3705. Pp. 1839-1843.
28. Lam *et al.* 1997. A Coherent COFDM modulation system for a time-varying frequency-selective underwater acoustic channel. *7th International Conference on Electronic Engineering in Oceanography. Southampton, UK.* Pp.198-203.
29. Matthews A. D. and Higginbotham R.L. 1998. Doppler Tolerant Link. *Journal of Acoustical Society of America. Proceedings of ICA/ISA '98 Congress, 20-26 June, 1998, Seattle, Washington.* Pp. 317-318.
30. Neasham J.A. *et al.* 1996. Combined Equalisation and Beamforming to Achieve 20 kbits/s Acoustic Telemetry for ROVs. *IEEE Journal of Oceanic Engineering. Vol. 8, Pp. 988-993.*
31. Shokey R., Rice J., McDonald V., Green D., Proakis J., Newton J. 1998. Observation of Coherence Time and Amplitude Fluctuations in Shallow Water Acoustic Communications Channel. *Journal of Acoustical Society of America. Proceedings of ICA/ISA '98 Congress, 20-26 June, 1998, Seattle, Washington.* Pp. 303-304.
32. Simon M.K. and Divsalar D. 1989. Doppler-corrected differential Detection of MPSK. *IEEE Trans. Commun. Vol. 3. Pp. 99-109.*
33. Sonnenschein *et al.* 1999. Method and Apparatus for Carrying Out High Data Rate Underwater Communication. International Patent. International Application Number PCT/IL98/00288.
34. Stojanovic M. Catipovic J.A. and Proakis J.G. 1994. Phase-Coherent Digital Communications for Underwater Acoustic Channels. *IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 19, No. 1, pp. 100-111. (January 1994).*
35. Stojanovic M. 1996. Recent Advances in High-Speed Underwater Acoustic Communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering. Vol. 21m, No. 2. Pp. 125-136. (April 1996).*

36. Stojanovic M., Catipovic J.A., Proakis J.G. 1995. Adaptive Multichannel Combining and Equalization for Underwater Acoustic Communication. *Journal of Acoustical Society of America*. 98 (2), Pt. 1, pp. 961-972. , (August 1995).
37. Stojanovic M. Proakis J.G. and Catipovic J.A.1996. Performance of High-Rate Rate Adaptive Equalisation on a Shallow Water Acoustic Channel. *Journal of Acoustical Society of America*, Vol.100, No.4. Pt.1. Pp. 2213-2219. (October 1996).
38. Yang T.C. and Al-Kurd A. 1998. Environmental Impact on Phase Coherent Underwater Acoustic Communications. *Journal of Acoustical Society of America*. *Proceedings of ICA/ISA '98 Congress, 20-26 June, 1998, Seattle, Washington*. Pp. 301-302.

Anhang 1

Tabelle zum Abschnitt 8.2.6:

Vergleich der differentiellen Phasenwinkel von zwei unterschiedlichen
Multipath Arrivals in einem Empfangssignal

Vergleich der differentiellen Phasenfeldwinkel von zwei Multipath Arrivals

Kanal 1	Kanal 2	Mittelwert	Kanal 1	Kanal 2	Mittelwert
2,2981	12,9265	7,6123	-1,2757	16,1632	7,4438
-1,7796	-1,9506	-1,8651	-3,7495	-12,2024	-7,9760
-4,9019	12,1975	3,6478	-14,5659	4,3638	-5,1011
10,7162	-8,5334	1,0914	14,3583	3,5230	8,9407
-8,1519	7,3036	-0,4242	4,3231	14,3941	9,3586
-0,9538	-4,7566	-2,8552	-4,1802	-5,8102	-4,9952
-9,5797	2,8272	-3,3763	-10,9875	2,8438	-4,0719
2,6796	-3,5332	-0,4268	11,8783	-1,6783	5,1000
-0,1750	17,8750	8,8500	-9,0459	11,5442	1,2492
-4,2560	-11,0781	-7,6671	-7,1068	-17,4566	-12,2817
-17,9639	0,7156	-8,6242	-17,4730	-1,5664	-9,5197
13,2823	3,5065	8,3944	20,3005	11,2673	15,7839
-5,3660	7,0977	0,8659	2,0236	10,8149	6,4193
6,1235	2,9385	4,5310	-2,2222	0,3882	-0,9170
-9,3514	6,4362	-1,4576	-18,2968	0,3183	-8,9893
5,1611	-3,7546	0,7033	23,3925	2,9689	13,1807
5,3876	21,0454	13,2165	4,0965	23,6599	13,8782
-12,4369	-17,0654	-14,7512	-2,6005	-9,3547	-5,9776
-7,5221	3,8593	-1,8314	-8,9760	3,7020	-2,6370
5,2368	1,3688	3,3028	3,3595	-1,3879	0,9858
-5,1466	8,1789	1,5162	-3,8428	10,3687	3,2630
6,3499	3,0292	4,6896	-2,2510	-3,3747	-2,8129
-7,9575	9,0666	0,5546	-13,1250	5,0143	-4,0554
6,1232	-9,5324	-1,7046	18,1024	-0,7462	8,6781
0,6247	20,1366	10,3807	-16,2952	0,3055	-7,9949
-3,0341	-10,2284	-6,6313	7,3285	4,4567	5,8926
-20,8477	-1,9467	-11,3972	-13,3688	4,3542	-4,5073
13,0468	3,0458	8,0463	13,9221	-0,3924	6,7649
9,9591	24,3052	17,1322	-1,7291	15,6621	6,9665
-0,9560	-3,7065	-2,3313	-9,3010	-14,7204	-12,0107
-16,2858	5,7157	-5,2851	-13,1480	2,0173	-5,5654
18,6946	-5,1241	6,7853	10,3199	3,0224	6,6712
9,2615	28,3530	18,8073	-4,9134	5,6278	0,3572
-16,5450	-22,0504	-19,2977	2,4266	1,6529	2,0398
-17,8313	1,4434	-8,1940	-8,7693	8,7979	0,0143
16,4091	3,1393	9,7742	10,4613	-4,5216	2,9699
-10,9782	9,4948	-0,7417	-11,1760	4,6469	-3,2646

-3,3591	-13,3822	-8,3707	-1,7053	-6,5983	-4,1518
-9,9638	10,1341	0,0851	-15,4820	-1,1794	-8,3307
10,2772	-2,7107	3,7833	12,3012	6,7848	9,5430

Kanal 1	Kanal 2	Mittelwert	Kanal 1	Kanal 2	Mittelwert	
-3,2864	6,7842	1,7489	-13,0519	-1,6854	-7,3687	
-1,4393	-2,1055	-1,7724	4,0236	3,6280	3,8258	
-22,9504	2,8124	-10,0690	-20,1136	-4,9242	-12,5189	
23,8775	2,7951	13,3363	21,4538	10,1616	15,8077	
-10,7951	7,5879	-1,6036	-5,6580	13,6234	3,9827	
-3,1205	-10,8788	-6,9997	-9,2756	-19,6638	-14,4697	
-18,1434	-2,4833	-10,3134	-10,5949	1,9049	-4,3450	
16,7653	4,9093	10,8373	12,4806	6,5795	9,5301	
-16,1688	-0,0558	-8,1123	8,7992	20,7944	14,7968	
5,0356	0,6008	2,8182	-6,4188	-9,8613	-8,1401	
-14,7719	2,9444	-5,9138	-8,8562	4,3290	-2,2636	
23,8379	7,1385	15,4882	5,7555	-1,8538	1,9509	
-11,4081	4,2232	-3,5925	-14,4837	0,2307	-7,1265	
-1,1537	-4,8786	-3,0162	-0,8996	-6,9541	-3,9269	
-17,3788	0,1018	-8,6385	-23,1558	-5,1765	-14,1662	
26,4470	11,1818	18,8144	19,2351	7,2459	13,2405	
-17,9370	-5,1854	-11,5612	4,6164	16,1653	10,3909	
0,9307	-0,5431	0,1938	-7,6398	-7,4563	-7,5481	
-14,1853	-3,9454	-9,0654	-14,0574	-0,6776	-7,3675	
9,8355	8,0590	8,9473	18,1574	6,5182	12,3378	
-0,5095	10,8748	5,1827	-5,2107	13,1159	3,9526	
-5,7703	-5,8295	-5,7999	-3,0657	-10,7153	-6,8905	
-8,6576	9,1720	0,2572	-14,5113	2,2083	-6,1515	
18,0331	2,2366	10,1349	14,7334	5,1803	9,9569	
-4,5021	11,3285	3,4132	-15,4778	-0,4050	-7,9414	
-11,2910	-17,7031	-14,4971	5,3106	1,1586	3,2346	
-5,1532	8,1491	1,4980	-16,5915	-0,1984	-8,3950	
11,2035	3,7411	7,4723	21,6950	7,8470	14,7710	
0,8367	13,6402	7,2385				
-2,6798	-5,3126	-3,9962	Max:	27,1873	28,3530	22,1718
-13,8395	6,3810	-3,7293	Min:	-27,6425	-22,0504	-19,7649
8,3466	-6,4649	0,9409	Sektor:	54,8298	50,4034	41,9367

Anhang 2

Tabelle zum Abschnitt 1.1.1:

Filterbeschreibung:

Finite Impulse Response (FIR) Filter; Methode der kleinsten quadratischen Abweichung über den gegebenen Frequenzbereich; Filter-Koeffizienten mit ungeraden Symmetrieverhältnissen ($b(k) = -b(n+2-k)$, $k=1, \dots, n+1$); konstante Phasen- und Gruppenverzögerung im gegebenen Frequenzband.

Band Pass Filter (FIRLS) für den **IK3**:

N = 83.

F transition left = 67000 Hz.

F edge left = 68000 Hz.

F edge right = 84000 Hz.

F transition right = 85000 Hz.

Filterparameter:

a = {1};

b = {-0,0006; -0,0055; -0,0003; 0,0007; -0,0005; 0,0045; 0,0029; -0,0092; -0,0068; 0,0126;
0,0115; -0,0139; -0,0160; 0,0129; 0,0191; -0,0100; -0,0196; 0,0061; 0,0168; -0,0022; -0,0104;
0; 0,0008; -0,0008; 0,0110; 0,0056; -0,0233; -0,0148;
0,0343; 0,0282; -0,0423; -0,0446; 0,0457; 0,0624; -0,0436; -0,0794; 0,0360; 0,0935; -0,0237; -
0,1028; 0,0083; 0,1061; 0,0083; -0,1028; -0,0237; 0,0935; 0,0360; -0,0794; -0,0436; 0,0624;
0,0457; -0,0446; -0,0423; 0,0282; 0,0343;
-0,0148; -0,0233; 0,0056; 0,0110; -0,0008; 0,0008; 0; -0,0104; -0,0022; 0,0168;
0,0061; -0,0196; -0,0100; 0,0191; 0,0129; -0,0160; -0,0139; 0,0115; 0,0126;
-0,0068; -0,0092; 0,0029; 0,0045; -0,0005; 0,0007; -0,0003; -0,0055
-0,0006}

Band Pass Filter (FIRLS) für die Zwischenfrequenzen des **IK3**:

N = 83.

F transition left = 8500 Hz.

F edge left = 9000 Hz.

F edge right = 11000 Hz.

F transition right = 11500 Hz.

Filterparameter:

a = {1};

b = {-0,0024; 0,0001; 0,0027; 0,0052; 0,0075; 0,0096; 0,0114; 0,0127; 0,0136; 0,0139; 0,0137;
0,0130; 0,0118; 0,0101; 0,0079; 0,0055; 0,0028; -0,0001; -0,0030;
-0,0057; -0,0083; -0,0106; -0,0125; -0,0140; -0,0149; -0,0152; -0,0150; -0,0141;
-0,0128; -0,0109; -0,0085; -0,0059; -0,0030; 0; 0,0031; 0,0060; 0,0087; 0,0111;

0,0130; 0,0145; 0,0154; 0,0157; 0,0154; 0,0145; 0,0130; 0,0111; 0,0087; 0,0060;
 0,0031; 0; -0,0030; -0,0059; -0,0085; -0,0109; -0,0128; -0,0141; -0,0150;
 -0,0152; -0,0149; -0,0140; -0,0125; -0,0106; -0,0083; -0,0057; -0,0030; -0,0001;
 0,0028; 0,0055; 0,0079; 0,0101; 0,0118; 0,0130; 0,0137; 0,0139; 0,0136; 0,0127;
 0,0114; 0,0096; 0,0075; 0,0052; 0,0027; 0,0001; -0,0024}

Band Pass Filter (FIRLS) für das scharfe Filtern im Bereich der Zwischenfrequenzen des **IK3**:
 N = 402.

F central wird jeweils im Kanal-Tuning bestimmt.

F transition left = F edge left - 0.013 * F edge left (Hz)

F edge left = F central - 0.0013 * F central (Hz)

F edge right = F central + 0.0013 * F central (Hz)

F transition right = F edge left + 0.013 * F edge left (Hz)

Filterparameter werden während der jeweiligen Kanal-Tuning on-line angepasst.

Band Pass Filter (FIRLS) für den **IK2**:

N = 58.

F transition left = 50500 Hz.

F edge left = 51000 Hz.

F edge right = 65000 Hz.

F transition right = 66000 Hz.

Filterparameter:

a = {1};

b = {0,0022; -0,0151; -0,0135; 0,0022; 0,0112; 0,0057; -0,0021; -0,0014; 0,0009;
 -0,0052; -0,0118; -0,0020; 0,0198; 0,0240; -0,0056; -0,0391; -0,0298; 0,0222; 0,0577; 0,0256; -
 0,0451; -0,0697; -0,0105; 0,0684; 0,0708; -0,0127; -0,0859;
 -0,0595; 0,0383; 0,0923; 0,0383; -0,0595; -0,0859; -0,0127; 0,0708; 0,0684;
 -0,0105; -0,0697; -0,0451; 0,0256; 0,0577; 0,0222; -0,0298; -0,0391; -0,0056; 0,0240; 0,0198; -
 0,0020; -0,0118; -0,0052; 0,0009; -0,0014; -0,0021; 0,0057;
 0,0112; 0,0022; -0,0135; -0,0151; 0,0022}

Band Pass Filter (FIRLS) für die Zwischenfrequenzen des **IK2**:

N = 58.

F transition left = 9000 Hz.

F edge left = 9500 Hz.

F edge right = 10500 Hz.

F transition right = 11000 Hz.

Filterparameter:

a = {1};

b = {0,0061; 0,0052; 0,0041; 0,0028; 0,0014; 0; -0,0014; -0,0028; -0,0041; -0,0052;
 -0,0061; -0,0068; -0,0073; -0,0074; -0,0073; -0,0069; -0,0062; -0,0053; -0,0041;
 -0,0029; -0,0015; 0; 0,0015; 0,0029; 0,0042; 0,0053; 0,0062; 0,0069; 0,0073; 0,0075; 0,0073;
 0,0069; 0,0062; 0,0053; 0,0042; 0,0029; 0,0015; 0; -0,0015;
 -0,0029; -0,0041; -0,0053; -0,0062; -0,0069; -0,0073; -0,0074; -0,0073; -0,0068; -0,0061; -
 0,0052; -0,0041; -0,0028; -0,0014; 0; 0,0014; 0,0028; 0,0041; 0,0052;
 0,0061}

Band Pass Filter (FIRLS) für das scharfe Filtern im Bereich der Zwischenfrequenzen des **IK2**:
 $N = 402$.

F_{central} wird jeweils im Kanal-Tuning bestimmt.

$F_{\text{transition left}} = F_{\text{edge left}} - 0.013 * F_{\text{edge left}}$ (Hz)

$F_{\text{edge left}} = F_{\text{central}} - 0.0013 * F_{\text{central}}$ (Hz)

$F_{\text{edge right}} = F_{\text{central}} + 0.0013 * F_{\text{central}}$ (Hz)

$F_{\text{transition right}} = F_{\text{edge left}} + 0.013 * F_{\text{edge left}}$ (Hz)

Filterparameter werden während der jeweiligen Kanal-Tuning on-line angepasst.