

**R. Thomä / K. Blau / D. Brückner / D. Hampicke / G. Sommerkorn /
A. Richter / U. Trautwein / W. Wirnitzer**

Messung des Übertragungsverhaltens von Mobilfunkkanälen

ZUSAMMENFASSUNG

Die Impulsantwort von Mobilfunkkanälen wird mit sogenannten Channel-Soundern gemessen. Diese Meßgeräte nutzen breitbandige Testsignale, um die einzelnen Ausbreitungspfade zeitlich aufzulösen. Die Impulsantwort wird durch Korrelationssignalverarbeitung bestimmt. Die Meßgeschwindigkeit muß ausreichend hoch sein, um die zeitliche Variabilität des Kanals zu erfassen. In diesem Beitrag wird ein Vector-Channel-Sounder beschrieben, der außerdem ein Antennenarray und den eigenwertbasierten ESPRIT-Algorithmus zur Richtungsschätzung nutzt, um auch die Einfallrichtungen der Wellen zu ermitteln. Derartige Messungen sind besonders für die Beurteilung und Simulation von Systemen mit adaptiven Antennen interessant.

I. MOTIVATION UND EINFÜHRUNG

Für die Konzipierung neuer Mobilfunksysteme ist die genaue Kenntnis der Übertragungseigenschaften des Funkkanals eine der wichtigsten Voraussetzungen. Grundsätzlich muß der Mobilfunkkanal als zeitvariantes Mehrwegesystem charakterisiert werden. Das Empfangssignal wird demzufolge zeitlich und in der Frequenz gespreizt (delay- bzw. Doppler spread), d.h. es entsteht ein frequenz- bzw. zeitselektiver Schwund. Wegen der Vielfalt und der Unbestimmtheit der überlagerten Komponenten ist die Impulsantwort als stochastischer Vorgang aufzufassen. Entsprechende Modellierungen und Messungen der zeitvarianten Kanalimpulsantwort sind mit der Einführung der GSM- und PCS-Systeme bei 900/1.800 bzw. 1.900 MHz intensiv betrieben worden [1]. Für zukünftige Mobilfunksysteme (z.B. UMTS, HIPERLAN) ist zudem die Untersuchung ihrer Richtungsabhängigkeit von besonderem Interesse, da der Einsatz adaptiver Antennen erwogen wird. Einerseits soll durch die Einführung einer zusätzlichen SDMA-Komponente (Space Division Multiple Access) die Übertragungskapazität erhöht werden, andererseits kann mit einer angepaßten Verarbeitung des Ausgangssignalvektors eines Antennenarrays im Sinne eines räumlichen Optimalfilters das SNIR (Signal-to-Noise-and-Interference-Ratio) verbessert werden, insbesondere indem der Einfluß von Gleichkanalstörungen reduziert wird [2]. Moderne Empfängerprinzipien nutzen zudem die räumliche und zeitliche Struktur des Empfangssignals aus, um Detektion und Entzerrung zu optimieren [3].

Eine realistische Link-Level-Simulation entsprechender Modemfunktionen erfordert leistungsfähige Kanalmodelle, die die Richtungsinformation enthalten und auf den Einsatz von Antennenarrays zugeschnitten sind. Diese Modelle müssen aus geeigneten Kanalmessungen abgeleitet werden [4], [5], [6]. Dazu sind zeitvariante, richtungsabhängige Funkszenarien zu berücksichtigen, die der jeweiligen Anwendung entsprechen. Dabei geht es sowohl um die Definition der entsprechenden Umgebung (outdoor/indoor, industrielle Umgebung, öffentliche Verkehrsmittel usw.) als auch um die Definition der jeweiligen Mobilitätsanforderungen. So ist eine Analyse des Trackingverhaltens von Adaptionsalgorithmen vor allem bei Anwendungen im indoor-Bereich bzw. in industrieller oder dicht bebauter Umgebung interessant, da hier durch mobile Teilnehmer, bewegte Streuer, Abschattung usw. ein ausgeprägtes und stark zeitvariantes Mehrwegeszenario vorliegt.

Zur Verifikation der verschiedenen Modellansätze sowie zur Ableitung und Parametrierung statistischer Kanalmodelle ist eine breitbandige Messung des Übertragungskanals erforderlich, um eine dem Modellansatz entsprechende hohe Auflösung der Impulsantwort zu erhalten. Die Meßgeschwindigkeit muß ausreichend hoch sein, so daß die Analyse der zeitlichen, statistischen Veränderungen der Impulsantwort für typische Mobilitätsszenarien ohne Einschränkung möglich ist. Herkömmliche Meßgeräte, wie z.B. Netzwerkanalysatoren auf der Basis durchgestimmter Sinussignale, sind wegen ihrer prinzipbedingt geringen

Meßgeschwindigkeit nicht geeignet. Aus dem gleichen Grund sind Konzepte auf der Basis drehbarer Richtantennen zur räumlichen Auflösung der unterschiedlichen Einfallrichtungen des Wellenfeldes nur für zeitinvariante Kanäle anwendbar. Benötigt werden statt dessen sogenannte Vector-Channel-Sounder, die durch breitbandige Testsignale mit Korrelationssignalverarbeitung sowie durch eine mehrkanalige Erfassung des Signalvektors am Ausgang eines Antennenarrays gekennzeichnet sind. Durch geeignete Signalverarbeitungsalgorithmen können daraus die einzelnen, aus unterschiedlicher Richtung auf das Array einfallenden Pfade der Impulsantwort bestimmt werden. Im folgenden Beitrag werden die Funktionsprinzipien derartiger Meßgeräte anhand eines realisierten Gerätes beschrieben. Dabei handelt es sich um den Vector-Channel-Sounder RUSK ATM, der im Rahmen des Projektes ATMmobil für Messungen im HIPERLAN-Band zwischen 5 und 6 GHz entstanden ist.

II. SIGNALMODELL UND HOCHAUFLÖSENDE SCHÄTZUNG DER MODELLPARAMETER

Ein Mobilfunkkanal wird durch eine zeitvariante, komplexe Impulsantwort $h_i(t, \tau)$ beschrieben. Die Ausgangssignale $y_i(t)$ eines Antennenarrays ergeben sich mit dem gesendeten Signal $x(t)$ nach der linearen Transformationsbeziehung

$$y_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_i(t, \tau) x(t - \tau) d\tau. \quad (1)$$

Der Unterschied zwischen den Laufzeiten der einzelnen Pfade bestimmt die τ -zeitliche Spreizung der Impulsantwort bzw. des Empfangssignals. Die t -zeitliche Variabilität wird von Bewegungen der Mobilstation bzw. von Reflektoren/Streuern hervorgerufen und äußert sich in einer Dopplerverschiebung bzw. -spreizung. Die vorhandenen Einfallrichtungen bestimmen die resultierende Verteilung des Signals über die einzelnen Antennen i . Aus den Empfangssignalen $y_i(t)$ können die einzelnen Impulsantworten $h_i(t, \tau)$ mit einer Korrelationsbeziehung bestimmt werden, wenn ein bekanntes, ausreichend breitbandiges Testsignal $x(t)$ benutzt wird.

Die Auflösung bei der Schätzung einer richtungsaufgelösten Impulsantwort wird durch endliche Aperturbreiten in den jeweiligen Abbildungsbereichen bestimmt. So beschränkt die Meßbandbreite die τ -zeitliche Auflösung, die Dopplerfrequenzauflösung wird durch die Länge des t -Zeitfensters für die Erfassung einer Folge von Impulsantworten bestimmt. Die Ausdehnung eines Antennenarrays bestimmt schließlich die Auflösung der Einfallswinkel. Damit sind physikalische Grenzen der Auflösung vorgegeben, die im Sinne einer Unschärferelation nicht ohne weiteres überwunden werden können. Eine Lösung besteht darin, daß von einem Modell des zu schätzenden Signals ausgegangen wird. Dabei werden den Parametern Einfallswinkel, Echolaufzeit und Dopplerverschiebung diskrete Kennfunktionen (Diracimpulse) zugeordnet. Durch geeignete Schätzverfahren für diese Parameter kann dann gegebenenfalls eine höhere Auflösung erzielt werden, als das mit konventionellen Verfahren möglich wäre. Man spricht auch von hochauflösenden Schätzverfahren. Für die hier vorliegende Meßaufgabe ist vor allem die Richtungsauflösung problematisch, da die Ausdehnung des Antennenarrays aus verschiedenen Gründen sehr beschränkt ist. In der folgenden Diskussion soll zuerst das Signalmodell für die Richtungsschätzung eingeführt werden. Dann erfolgt eine Verallgemeinerung hinsichtlich der anderen Dimensionen.

Die Impulsantwort eines Funkkanals mit Mehrwegekomponenten wird in der einfachen Form $h(\tau) = \sum_{k=1}^K \gamma_k \delta(\tau - \tau_k)$ modelliert [1]. Dabei stellen die τ_k die Laufzeiten der einzelnen Pfade dar. Die γ_k sind die komplexen Pfadgewichte. Obwohl die Parameter dieses Modells explizit keine Frequenzabhängigkeit enthalten und die einzelnen Pfade in idealisierter Form durch Diracimpulse beschrieben sind, ist die Gültigkeit auf eine bestimmte Bandbreite in der Umgebung einer definierten Mittenfrequenz beschränkt. In der angegebenen Form soll $h(\tau)$ als komplexe Impulsantwort im äquivalenten Basisbandbereich verstanden werden. Nun soll der Einfluß der unterschiedlichen Einfallrichtungen der einzelnen Bestandteile von $h(\tau)$ untersucht werden. Dabei wird hier zur Vereinfachung nur die azimutale Richtung betrachtet. Die geometrische Konstellation der auf eine linienförmige Apertur s einfallenden Anzahl K der Komponenten $\gamma_k \delta(\tau - \tau_k)$ ist im Bild 1 gezeigt. Bei der Signalverarbeitung von modulierten Funksignalen kann in der Regel von einer kleinen relativen Bandbreite ausgegangen werden, außerdem werden im folgenden ebene Wellenfronten (Fernfeld) vorausgesetzt. Es zeigt sich, daß sich dann die vom Einfallswinkel abhängigen Laufzeitdifferenzen zwischen einem Paar identischer Antennenelemente auf der Apertur vereinfacht als winkelabhängige Phasenverschiebung abbilden. Für das komplexe Ausgangssignal entlang der Apertur s gilt:

$$h_{\tau s}(\tau, s) = \sum_{k=1}^K \gamma_k \delta(\tau - \tau_k) e^{-j \frac{2\pi s'}{\lambda_0} \cos(\theta_k')} = \sum_{k=1}^K \gamma_k \delta(\tau - \tau_k) e^{-j 2\pi s \theta_k} \quad (2)$$

λ_0 entspricht der Wellenlänge bei der Bandmittenfrequenz. Die in (2) enthaltene Abbildungsvorschrift $\theta = \cos(\theta')$ bildet den Azimutwinkel θ' über einen Winkelbereich von 180° eindeutig auf den Richtungskosinus θ ab. Mit dieser Abbildungsvorschrift kann nun eine einfache Fouriertransformationsbeziehung zur Bestimmung einer winkelaufgelösten Impulsantwort (Delay-Azimuth-Spread-Function) angegeben werden:

$$h_{\tau s}(\tau, s) \xrightarrow{s \rightarrow \theta} h_{\tau \theta}(\tau, \theta) = \sum_{k=1}^K \gamma_k \delta(\theta - \theta_k) \delta(\tau - \tau_k) \quad (3)$$

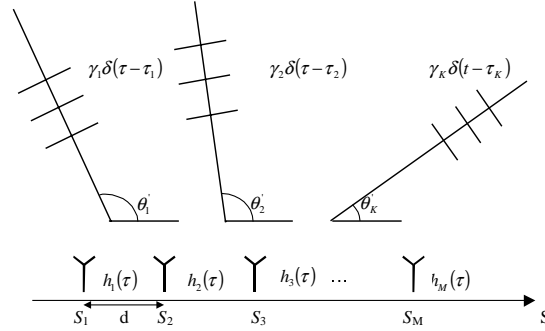


Bild 1: Darstellung von Signalkomponenten, die aus unterschiedlichen Azimutrichtungen auf ein lineares Array einfallen

Da mit (2) unterstellt wurde, daß das Ausgangssignal bereits in Form der Impulsantworten vorliegt, kann die Bestimmung der Einfallrichtungen sequentiell für einzelne Werte von τ vorgenommen werden. Dazu wird das Signal $h_{\tau s}(\tau, s)$ durch M äquidistant auf der Apertur s angeordnete Empfangsantennen mit (voraussetzungsgemäß) identischen Richtcharakteristiken erfaßt. Zur Vermeidung von Mehrdeutigkeiten im Winkelbereich wird der Abstand der Antennen zu $d = d' / \lambda_0 < 1/2$ gewählt. Es entsteht der Signalvektor $\mathbf{h}(\tau) = [h_1(\tau) \dots h_M(\tau)]^T$. Mit (2) ergibt sich für den Signalvektor das lineare Modell:

$$\mathbf{h}(\tau) = \mathbf{A}(\theta_k) \boldsymbol{\gamma}(\tau) + \mathbf{n}(\tau) \quad (4)$$

Dabei stellt $\boldsymbol{\gamma}(\tau) = [\gamma_1 \delta(\tau - \tau_1) \dots \gamma_K \delta(\tau - \tau_K)]^T$ den Vektor der zu den einzelnen Pfaden mit den Einfallrichtungen θ_k gehörenden Wellenfronten dar, und $\mathbf{A}(\theta_k)$ ist die $M \times K$ -Array-Response-Matrix mit den jeweils von den Einfallrichtungen abhängigen Spaltenvektoren $\mathbf{a}(\theta_k) = [1 \dots e^{-j 2\pi (M-1) d \theta_k}]^T$, $\mathbf{n}(\tau)$ ist der Rauschvektor (mittelwertfrei, räumlich und bezüglich der Sendesignale unkorreliert).

Für die Schätzung der Einfallswinkel θ_k können nun verschiedene Algorithmen benutzt werden, die von einer Eigenwertzerlegung der aus dem Signalvektor geschätzten Korrelationsmatrix $\mathbf{R}_{hh}(\tau) = E\{\mathbf{h}(\tau) \mathbf{h}^H(\tau)\}$ ausgehen. Als numerisch besonders effizient haben sich die ESPRIT-Algorithmen herausgestellt [10], [11]. Sie beginnen mit einer Schätzung des Signalraumes in Form der K dominierenden Eigenvektoren von $\mathbf{R}_{hh}(\tau)$. Die Grundidee des ESPRIT-Verfahrens besteht darin, daß das Antennenarray in zwei Subarrays mit untereinander mindestens paarweise identischen Elementen zerlegt wird. Diese Subarrays werden so gewählt, daß sich die ihnen zugeordneten Vektoren des Signalraumes nur durch komplexe Drehzeiger unterscheiden. Die eigentliche Richtungsschätzung erfolgt durch eine Schätzung der Prädiktormatrix, welche den durch die Ausgangssignale des ersten Subarrays aufgespannten Vektorraum auf den der Ausgangssignale des zweiten Subarrays abbildet. Die Eigenwerte dieser Matrix repräsentieren die Azimutrichtungen. Mit diesen Werten müssen schließlich noch die komplexen Pfadgewichte $\boldsymbol{\gamma}(\tau)$ über einen angepaßten Beamformer bestimmt werden. Der Algorithmus in dieser einfachen Form versagt, wenn die einfallenden Signale kohärent sind. Bei der hier diskutierten Anwendung ist das dann der Fall, wenn die an den einzelnen Antennen gemessenen Impulsantworten zeitgleiche Komponenten (im Rahmen der durch das Meßprinzip bedingten zeitlichen Auflösung) aus unterschiedlicher Richtung enthalten. Dann liegt ein Rangdefekt der Korrelationsmatrix vor. Durch eine räumliche Glättung der Signalmatrix über zu bildende Subarrays kann der Rang der Korrelationsmatrix aufgebessert werden. Da sich dabei gleichzeitig die nutzbare Größe des Arrays verringert, können schließlich für jeden

Zeitpunkt der geschätzten Impulsantwort noch $K_{\max} = (2/3)M$ Pfade bestimmt werden. Generell muß gesagt werden, daß die Schätzung der Modellordnung, d.h. die adäquate Festlegung der Anzahl der zu bestimmenden Pfade, ein wichtiges Problem darstellt, das die Brauchbarkeit der Schätzergebnisse wesentlich mitbestimmt. Bild 2 zeigt, wie die Parameter des Verzögerungszeit-Azimuth-Spektrums mit den hier zunächst beschriebenen einfachen Verfahren schrittweise bestimmt werden können: Ausgehend von der Schätzung des Vektors der Impulsantworten werden nacheinander für alle Stützwerte von τ die jeweiligen Einfallsrichtungen θ_k durch einen 1D-ESPRIT-Algorithmus bestimmt.

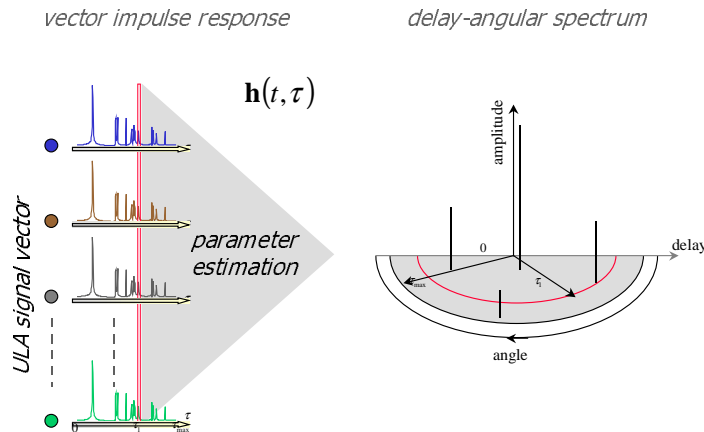


Bild 2: Zur sequentiellen Schätzung der Parameter des Verzögerungszeit-Azimuth-Spektrums aus dem Vektor der Impulsantworten

Im folgenden soll die Möglichkeit einer Verbundschätzung der Parameter im Verzögerungszeit-Winkelbereich gezeigt werden. Wird die Impulsantwort (2) einer weiteren Fouriertransformation bezüglich der Verzögerungszeit τ unterworfen, ergibt sich:

$$H_{f,s}(f,s) = \sum_{k=1}^K \gamma_k e^{-j2\pi f\tau_k} e^{-j2\pi s\theta_k} \quad (5)$$

Offenbar führt der Einfluß der Laufzeiten τ_k und der Winkel θ_k in der Frequenz-Aperture-Ebene zu einer völlig symmetrischen Struktur der Gleichung. Folglich können die Laufzeiten τ_k ähnlich wie die Winkel θ_k mit Hilfe des ESPRIT-Verfahrens geschätzt werden. Die rotationsinvarianten Submatrizen werden hier im Frequenzbereich gebildet. Eine Verbundschätzung im τ_k, θ_k -Bereich ist in direkter Form auf der Basis des 2D-Unitary-ESPRIT-Algorithmus möglich. Ein entsprechender Lösungsvorschlag wurde erstmals von Martin in [7] angegeben. Schließlich ist noch die Abhängigkeit der Impulsantwort von der Zeit zu beachten ((5) gilt nur für eine zeitliche Momentaufnahme bzw. für einen zeitlich unveränderlichen, statischen Funkkanal). Die Zeitvarianz wird durch Bewegungen der Mobilstation bzw. der Reflektoren/Streuer hervorgerufen. Wir gehen dabei von einem vergleichsweise kurzen Beobachtungszeitraum aus. Damit kann vorausgesetzt werden, daß sich Laufzeiten und Winkel in einem durch die jeweiligen Auflösungsparameter gegebenen Intervall nicht ändern. Da ein entsprechendes Bewegungsintervall eine räumliche Ausdehnung von mehreren 10 Wellenlängen hat, wird sich die Impulsantwort in diesem Bereich dagegen stark ändern. Wenn wir dabei innerhalb des Beobachtungsintervalls eine gleichförmige Bewegung unterstellen, kann für die Doppler- und winkelaufgelöste Impulsantwort (Doppler-Delay-Azimuth-Spread-Function) und deren Fouriertransformierte $H_{t,f,s}(t,f,s)$ angegeben werden:

$$\begin{aligned} \bullet \quad H_{t,f,s}(t,f,s) &= \sum_{k=1}^K \gamma_k e^{-j2\pi t\alpha_k} e^{-j2\pi f\tau_k} e^{-j2\pi s\theta_k} \\ \circ \quad h_{\alpha,\tau,\theta}(\alpha,\tau,\theta) &= \sum_{k=1}^K \gamma_k \delta(\alpha - \alpha_k) \delta(\tau - \tau_k) \delta(\theta - \theta_k) \end{aligned} \quad (6)$$

Dieses Ergebnis zeigt, daß das Prinzip der Schätzung der Parameter der Impulsantwort nach dem ESPRIT-Algorithmus auch noch auf die Dopplerverschiebung ausgedehnt werden kann. Die dafür benötigten mehrdimensionalen ESPRIT-Algorithmen stehen zur Verfügung [10]. Es sei hier allerdings auch darauf hingewiesen, daß die Grenzen der Anwendbarkeit des Modells nach (6) noch im Detail untersucht

werden müssen. Einschränkungen sind z.B. bei sehr kleinen Funkzellen mit stark instationärem Verhalten zu erwarten.

III. MESSUNG DER IMPULSANTWORT

In diesem Abschnitt wird das Gerätekonzept zur Messung des zeitvarianten Vektors der Impulsantworten näher erläutert. Die wichtigsten technischen Parameter sind in Tabelle 1 und Tabelle 2 angegeben. Das im Bild 3 gezeigte Meßsystem besteht aus einem mobilen Sender und einem ortsfest betriebenen Empfänger. Die Synchronisation der beiden Komponenten geschieht optional über Rubidiumnormale oder über eine Lichtwellenleiterverbindung. Zur Positionsbestimmung kann am Sender ein GPS/DGPS-Empfänger genutzt werden. Außerdem werden Signale von Odometersensoren ausgewertet, die am Meßfahrzeug befestigt sind. Damit wird einerseits eine ortsbezogene Auswertung der Messungen möglich. Andererseits können die Impulsantworten in einem zeitlich synchronen Aufzeichnungsregime erfaßt werden, so daß die Zeitvarianz des Funkkanals (Dopplerverschiebung) analysierbar ist. Ziel ist die Messung der zeitvarianten komplexen Impulsantwort $h_i(t, \tau)$ an der jeweiligen Antenne i des Arrays im Basisband. Dazu wird der Funkkanal mit einem breitbandigen Testsignal angeregt, die Impulsantwort wird durch Kreuzkorrelation des Empfangssignals mit dem im Empfänger als Referenz abgespeicherten Sendesignal bestimmt.

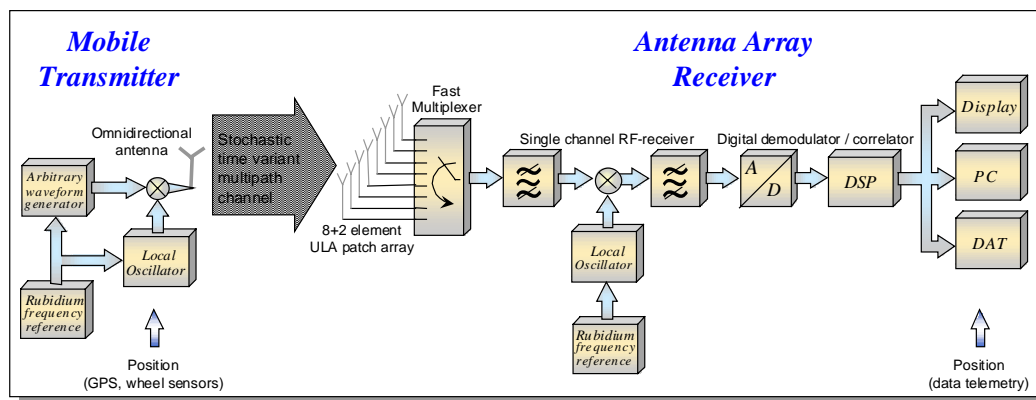


Bild 3: Blockschaltbild des RUSK ATM Vector-Channel-Sounders

	RUSK ATM		
Bandwidth	120 MHz		
Frequency range	5 ... 6 GHz (extension available)		
Scalar impulse response	response length: 0.8 ... 25.6 μ s dynamic range: 35 dB time delay resolution: 15 ns (in case of correlation processing; enhanced by superresolution)		
Angular resolution	$\leq 5^\circ$, maximum 5 coherent sources, 2D-unitary ESPRIT for joint delay/angular estimation		
Measurement mode	Event triggered	Standard Doppler	Fast Doppler
Repetition rate	50 Hz	1 kHz	40 kHz
storage capacity / record length (8 channels, 1.6 μ s impulse response)	external DAT	15 s	6 ms

Tabelle 1: Allgemeine Parameter des RUSK ATM Vector-Channel-Sounders (typische Werte)

	TX Parameters
Output level	26 dBm (50 Ω)
Antenna	omnidirectional, vertical polarization
Signal	periodic multifrequency, minimum crest factor
DAC	10 bit, 320 MHz
	RX Parameters
Sensitivity	- 88 dBm – correlation gain
Noise figure	6 dB
AGC range	57 dB
Antenna array	8 + 2 element ULA distance between elements: 0.4 λ azimuthal aperture: 120° vertical polarization frequency / bandwidth: 5.2 GHz / 120 MHz 8/1 Multiplexer
IF	80 MHz
ADC	8 bit, 320 MHz, IF sampling, 2 Mbyte RAM
TX / RX sync	Rubidium reference / optical fiber
Hardware and interfaces	Pentium PC, DSP (3x TMS 320C40, 64 Mbyte RAM), DAT streamer, SCSI, 9.5" TFT-Display, GUI, telemetry, GPS / DGPS, odometer sensor interface

Tabelle 2: Parameter des RUSK ATM Senders und Empfängers

Um eine hohe zeitliche Auflösung der einzelnen Mehrwegekomponenten zu erhalten, steht dafür im beschriebenen Gerät eine maximale Bandbreite von 120 MHz zur Verfügung. Das Testsignal wird nach dem Arbitrary-Waveform-Prinzip über einem Digital-Analog-Umsetzer (DAU) periodisch aus einem Speicher ausgelesen. Im Unterschied dazu werden in anderen Channel-Soundern oft auch pseudozufällige Binärfolgen verwendet. Ein DAU und ein Speicher sind dann nicht erforderlich. Statt dessen werden schnelle Schieberegister benötigt. Besonders vorteilhaft wird dieses Konzept im Zusammenhang mit dem Prinzip der schrittweisen Korrelation angewendet [8]. Dabei wird im Empfänger die Korrelationsfunktion des Signals Schritt für Schritt durch eine entsprechende Verschiebung der Referenzfolge bestimmt. Das Ergebnis ist eine zeitliche Dehnung des zu digitalisierenden Signals. Damit verringert sich die Anforderung an die Abtastrate des ADU. Nachteilig ist, daß sich mit der Verringerung der Meßgeschwindigkeit meist auch die Zeitvarianz des Funkkanals nicht mehr richtig erfassen läßt. Außerdem regen Binärfolgen mit ihrem $\sin(x)/x$ -förmigen Spektrum den Funkkanal auch außerhalb des ausgewerteten Frequenzbandes an. Folglich geht Signalleistung verloren und Vorgaben von Regulierungsbehörden hinsichtlich einer Betriebserlaubnis sind schwerer einzuhalten. Eine Beschneidung des Spektrums durch ein steiles Filter würde andererseits wiederum den als vorteilhaft angesehenen konstanten Hüllkurvenverlauf des binären Testsignals zerstören.

Dagegen werden bei dem hier betrachteten Konzept sogenannte Multisinussignale angewendet, die über eine inverse DFT nach Vorgaben aus dem Frequenzbereich erzeugt werden [9]:

$$x(nt_0) = f_0 \sum_{\mu=0}^{N-1} X(\mu f_0) e^{j \frac{2\pi\mu n}{N}} \quad \text{mit } t_p = Nt_0 = 1/f_0 \quad (7)$$

Die Periodendauer t_p des Testsignals wird so gewählt, daß $t_p > \tau_{\max}$ wird, wobei τ_{\max} die größte zu messende Verzögerungszeit des Funkkanals sein soll. Da Amplituden und Phasen von $X(\mu f_0)$ individuell vorgebar sind, ist die Flexibilität beim Entwurf von Multisinus-Testsignalen wesentlich größer als im

Fall von Binärsignalen. Z.B. können die Phasenwinkel so gestaltet werden, daß der Crestfaktor des Sendesignals, gegeben durch das Verhältnis von Spitzenwert zu Effektivwert, minimal wird. Praktisch erreichbar sind Crestfaktoren in der Größenordnung von 1,5. Dieser Wert bestimmt die Aussteuerbarkeit der Endstufe des Senders relativ zum Kompressionspunkt und die Verringerung des Korrelationsgewinns gegenüber Binärsignalen. Bild 4 zeigt die Zeitfunktion (im Basisband) und das Spektrum (Betrag) einer Realisierung des Testsignals. Vorteilhaft ist auch, daß das Spektrum des Sendesignals auf den interessierenden Bereich beschränkt bleibt. Allerdings sind für die Signalerzeugung Digital-Analog-Wandler mit ausreichender Auflösung (hier: 10 bit) erforderlich. Die Zeitfunktion des Empfangssignals wird mit einem 8-bit-ADU zunächst ohne weitere Signalverarbeitung nach dem Prinzip eines Transientenrecorders aufgezeichnet. Die Signalverarbeitung geschieht in einem programmierbaren digitalen Signalprozessor, so daß auch hier die Flexibilität des Konzepts gewahrt bleibt. Der Empfänger ist als 3fach-Umsetzer ausgeführt und besitzt einen Regelumfang von 57 dB sowie ein Rauschmaß von 6 dB. Die AD-Umsetzung des Signals wird in der ZF-Lage bei 80 MHz mit einer Abtastrate von 320 MHz vorgenommen (Signalpektrum von 20 MHz bis 140 MHz). Die Umsetzung in das Basisband wird durch einen digitalen Quadraturdemodulator vorgenommen.

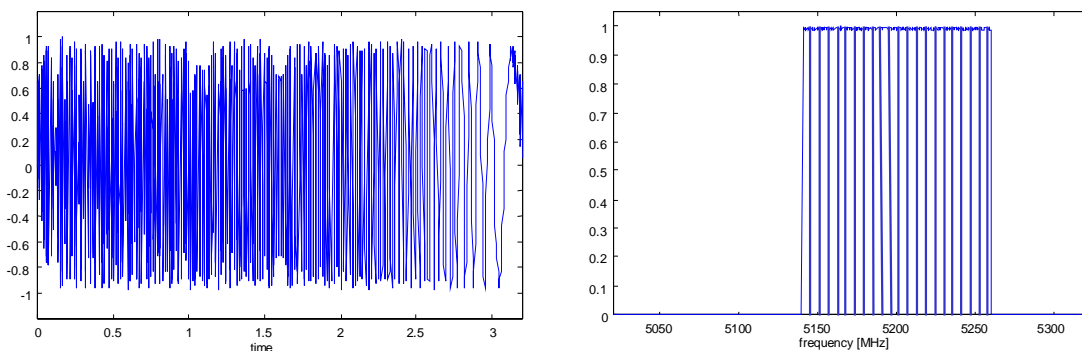


Bild 4: Zeitfunktion (links) und Betragsspektrum (rechts) des periodischen Testsignals $x(t)$

Damit werden die Nachteile analoger Quadraturmischer vermieden. Die weitere Signalverarbeitung wird dann im Basisband anhand der komplexen Signalhüllkurve ausgeführt. Der periodische Charakter des Testsignals und die Synchronisation zwischen Sender und Empfänger erlauben eine signalsynchrone Erfassung einzelner Perioden. Damit kann mit Hilfe der DFT/FFT die Signalverarbeitung effektiv im Frequenzbereich vorgenommen werden. So wird eine minimale Varianz der Schätzung erreicht, und systematische Fehler werden vermieden [9]. Der momentane Frequenzgang wird aus einer Periode des Testsignals durch eine Kreuzkorrelationsbeziehung im Frequenzbereich geschätzt:

$$\hat{H}(\mu f_0) = \frac{\hat{Y}(\mu f_0)X^*(\mu f_0)}{|X(\mu f_0)|^2} = \frac{\hat{Y}(\mu f_0)}{X(\mu f_0)} \quad (8)$$

Dabei stellt $\hat{Y}(\mu f_0)$ die DFT des z.B. additiv durch Rauschen gestörten Empfangssignals dar, und $X(\mu f_0)$ repräsentiert das als Referenzsignal abgespeicherte DFT-Spektrum des Testsignals. Unter relativ schwachen Voraussetzungen an das Störsignal stellt (8) eine Maximum-Likelihood-Schätzung der Impulsantwort dar [1].

IV. MULTIPLEXERFASSUNG DER ANTENNENARRAYSIGNALLE

Eine Echtzeitverarbeitung der Ausgangssignale aller Antennen des Arrays setzt parallele Empfängerzweige voraus, die eine phasensynchrone Umsetzung der HF-Signale in das Basisband vornehmen. Es zeigt sich aber, daß für eine Echtzeiterfassung der zeitvarianten Impulsantworten des Funkkanals eine wesentlich einfachere Lösung möglich ist. Die Anforderungen an die Wiederholrate für die Messung eines Vektors der Impulsantworten folgen aus einem zweidimensionalen Abtasttheorem, das sich zweckmäßig aus dem Verzögerungszeit-Doppler-Spektrum der zeitvarianten Kanalimpulsantwort $h_t(t, \tau)$ (auch als scattering function bezeichnet) ableiten läßt. Mit einer Fouriertransformation bezüglich der Zeitvariablen t folgt für den Erwartungswert des Verzögerungszeit-Doppler-Spektrums:

$$C_{h_i}(\alpha, \tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \mathbb{E} \left\{ \left| \int_T h_i(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \right|^2 \right\} \quad (9)$$

Bild 5 zeigt als Beispiel eine Schätzung des Verzögerungszeit-Doppler-Spektrums. Aus der Einhaltung des Abtasttheorems bezüglich der Dopplerbandbreite $2\alpha_{\max}$ des Kanals folgt für den maximalen zeitlichen Abstand zwischen zwei Messungen $t_0 < 1/(2\alpha_{\max})$. Gleichzeitig muß $t_0 > \tau_{\max}$ sein, um eine eindeutige Abbildung der einzelnen Komponenten der Impulsantwort zu erhalten (Abtasttheorem im Frequenzbereich). Beide Parameter werden im sogenannten Spreizfaktor $S = 2\alpha_{\max} \tau_{\max}$ zusammengefaßt. Der Wert von S beschreibt die Dispersion des Funkkanals in der Verzögerungszeit-Doppler-Ebene. Er ist einerseits von der maximalen Dopplerverschiebung α_{\max} (und damit indirekt von der Bewegungsgeschwindigkeit der Mobilstation bzw. der Reflektoren/Streuer) und andererseits von der maximalen Umweglaufzeit τ_{\max} (und damit indirekt von der Pfaddämpfung) abhängig.

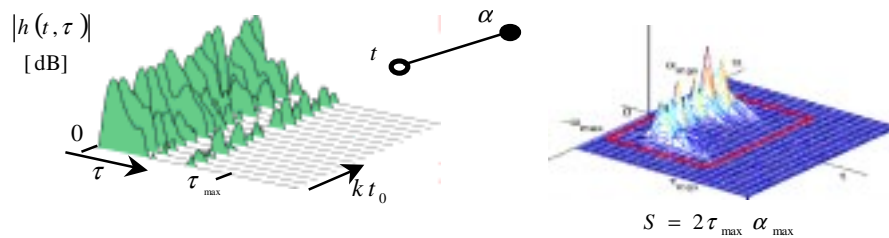


Bild 5: Schätzung des Verzögerungszeit-Doppler-Spektrums aus einer gemessenen Folge von Kanalimpulsantworten

Der Funkkanal ist nach der vorausgegangenen Betrachtung nur für $S < 1$ identifizierbar. In realen Funkkanalszenarien ist der Spreizfaktor allerdings auf einen Wert in der Größenordnung weniger Prozent begrenzt. $S \ll 1$ zeigt an, daß Reserven für eine sequentielle Messung der Komponenten der Kanalcharakteristik vorhanden sind, die zur Verringerung des Hardware-Aufwandes bei den Messungen genutzt werden können. Wie bereits eingangs erwähnt, ist eine sequentielle Messung durch schrittweise Korrelation im τ -Zeitbereich, durch sequentielle Messung im Frequenzbereich oder auch durch sequentielle Abtastung des räumlichen Wellenfeldes mit Hilfe einer schwenkbaren Richtantenne möglich. Diese erfordern allerdings zur Gewährung einer ausreichend hohen Auflösung eine große Meßzeit, mit der die Bedingung $t_0 < 1/(2\alpha_{\max})$ in der Regel nicht eingehalten werden kann. Günstiger ist dagegen eine sequentielle Erfassung der Impulsantworten am Ausgang eines Antennenarrays. Dieses Konzept erlaubt eine beträchtliche Vereinfachung der Hardware, da nur ein einkanaliger Empfänger erforderlich ist. Die schnelle Abtastung des Arrays geschieht durch einen Multiplexer nach dem im Bild 6 gezeigten Regime. Die Erfassungsdauer für einen Schnappschuß des Ausgangssignalvektors ist $T_s = 2MT_i$, da in der Zeitlücke T_i zwischen der Erfassung zweier Impulsantworten die Umschaltung des Multiplexers erfolgt. Es zeigt sich, daß für typische Größen von Antennenarrays (hier: $M = 8$) mit $T_s = 2MT_i < T_D$ die formulierte Bedingung zur Echtzeiterfassung des Funkkanals leicht erfüllbar ist. Die im Gerät RUSK ATM vorhandenen Möglichkeiten zur Abspeicherung der gemessenen Impulsantworten bestimmen schließlich die in Tabelle 1 angegebenen Meßmodi. Die Darstellung im Bild 6 zeigt aber auch, daß infolge der zeitlich verschachtelten Abtastung zwischen den zu bestimmten Antennenkanälen gehörenden Meßsequenzen eine von der jeweiligen Dopplerverschiebung abhängige Phasenverschiebung zu erwarten ist. Das würde zu Fehlern bei der Schätzung der Einfallsrichtung dopplerverschobener Mehrwegekomponenten führen. Da jedoch wie oben beschrieben bei der Erfassung dieser Folge von Impulsantworten das Abtasttheorem eingehalten wurde, kann durch eine geeignete bandbegrenzte Interpolationsfunktion (in Richtung der Zeitachse t) eine quasi simultane Abtastung des Antennenarrays berechnet werden.

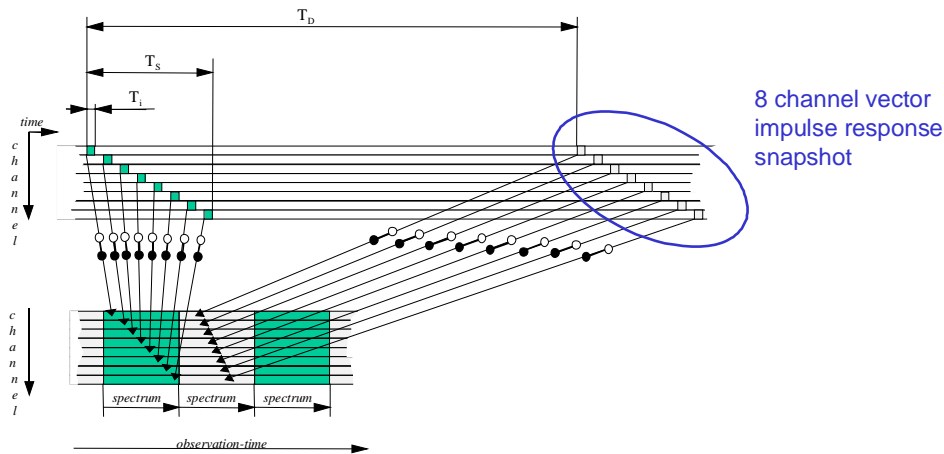


Bild 6: Zeitregime bei der Abtastung des Antennenarrays im schnellen Multiplex

V. GENAUIGKEIT UND KALIBRIERUNG

Um die Funktion und die Genauigkeit von Vector-Channel-Soundern zu sichern, sind eine detaillierte Fehleranalyse und eine Reihe von Kalibrierungsmaßnahmen erforderlich. Hier soll auf die wichtigsten Prinzipien eingegangen werden.

Frequenzgangkalibrierung. Das Empfangssignal wird nicht nur durch den Funkkanal, sondern auch durch den Frequenzgang des Meßgerätes selbst beeinflusst. Außerdem muß damit gerechnet werden, daß das Ausgangssignal des Senders in einem gewissen (wenn auch geringen) Maß nichtlinear verzerrt ist. Diese störenden Einflüsse können durch eine Referenzmessung beseitigt werden. Dazu wird zu Beginn einer Meßreihe ein Referenzsignal bestimmt, indem Sender und Empfänger direkt (über ein Dämpfungsglied) verbunden werden. Das so gemessene Ausgangssignalspektrum des Senders wird später als Referenzsignalspektrum $X(\mu f_0)$ für die Korrelation nach Gl. (8) benutzt. Damit sind die genannten Einflußfaktoren beseitigt, wenn vorausgesetzt werden kann, daß die Eigenschaften des Meßsystems während der Messung konstant geblieben sind.

Kalibrierung des Antennenarrays. Die Verarbeitung der Ausgangssignale des Antennenarrays beruht auf einer individuellen Gewichtung dieser Signale mit geeignet gewählten komplexen Faktoren. Die wichtigste Voraussetzung für die Funktion dieser Verfahren besteht deshalb darin, daß es bei der Signalerfassung zwischen den einzelnen Kanälen nicht zu Phasenverschiebungen oder gar zu einem Übersprechen kommt. Die bei RUSK ATM realisierte Verarbeitung der Antennenkanäle im Zeitmultiplex durch einen einkanaligen Empfänger reduziert dieses Problem auf ein Minimum. Lediglich im Multiplexer kann es z.B. durch unterschiedliche Leitungslängen zu Phasendifferenzen zwischen den Kanälen kommen. Probleme entstehen dagegen eher im Antennenarray. Infolge des geringen Abstandes zwischen einzelnen Antennen von etwa 0.5λ kommt es zu einer Kopplung der einzelnen Kanäle. Das Übersprechen zwischen den benachbarten Antennen ist lediglich mit etwa 13...16 dB bedämpft. Im Ergebnis entsteht eine richtungsabhängige Verzerrung der Übertragungscharakteristiken der einzelnen Kanäle, die durch eine geeignete Kalibrierungsprozedur beseitigt werden muß. Eine entsprechende Lösung wurde in [12] vorgestellt. Hier sollen die Ergebnisse nur kurz zusammengefaßt werden. Als Referenz für die Kalibrierung wurde eine Meßreihe benutzt, die mit einer omnidirektionalen Sendeantenne bei einer Entfernung von 7 m zwischen Sender und Empfänger bei 41 Azimutwinkeln θ_k in Schritten von 3° über einen Sektor von 120° aufgenommen wurde. Dabei wurde in einem elektromagnetisch gedämmten Raum gemessen, um Reflexionen von der Umgebung zu vermeiden. Prinzipiell wären allerdings auch Messungen in reflektierender Umgebung denkbar, da das breitbandige Meßprinzip die Trennung einzelner Pfade im Zeitbereich erlaubt. Für die weitere Verarbeitung wurde das folgende Signalmodell zugrunde gelegt. Wird zunächst ein ideales Verhalten des Arrays vorausgesetzt, ergäbe sich für jede Azimutrichtung θ_k der Ausgangssignalvektor zu $\mathbf{h}(\tau) = \mathbf{a}(\theta_k) \gamma(\tau)$ mit dem Array Response Vektor $\mathbf{a}(\theta_k)$ und dem aus der bekannten Richtung θ_k einfallenden Eingangssignal $\gamma(\tau)$. Für das reale Array stellt sich statt dessen $\mathbf{h}(\tau) = \mathbf{K} \mathbf{a}(\theta_k) \gamma(\tau)$ ein. Dabei beschreibt die $M \times M$ -Koppelmatrix \mathbf{K} mit den v_v die komplexen Gewichte der einzelnen Pfade und mit den k_{vu} die Kopplung zwischen den Antennenkanälen:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} v_1 & k_{12} & k_{13} & \dots \\ k_{21} & v_2 & k_{23} & \dots \\ k_{31} & k_{32} & v_3 & \\ \vdots & \vdots & & \ddots \end{bmatrix} \quad (10)$$

Die Kalibrierungsprozedur besteht nun darin, eine Kalibriermatrix \mathbf{C} zu schätzen, die die Eigenschaft hat, multipliziert mit \mathbf{K} die Einheitsmatrix zu ergeben: $\mathbf{CK} = \mathbf{I}$. Die Grundidee dafür ist sehr einfach: Zunächst wird für jede der bekannten Einfallrichtungen θ_k ein Beamformervektor entworfen, der im Falle eines fehlerfreien Arrays $M-1$ Nullstellen in definierten Richtungen haben müßte. Im gemessenen realen Fall verschwindet das Ausgangssignal dieses Beamformers infolge des Einflusses von \mathbf{K} dagegen nicht. \mathbf{C} wird nun durch einen eigenwertbasierten Lösungsansatz so bestimmt, daß der verbleibende Fehler minimiert wird. Die so gewonnene Kalibrierungsmatrix \mathbf{C} wird dann auf jeden gemessenen Signalvektor in der Form $\mathbf{h}(\tau) = \mathbf{C}\mathbf{h}(\tau)$ angewendet, um die Phasenfehler und die Verkopplung zu beseitigen.

Das Ergebnis einer Messung ist im Bild 7 gezeigt. Links ist der Fehler der Richtungsschätzung für zwei Fälle angegeben. Einerseits erfolgt nur eine Berücksichtigung der Hauptdiagonalelemente von \mathbf{K} (enthält keine Verkopplung, nur Phasenfehler jedes Pfades), und andererseits sind 5 Diagonale von \mathbf{K} angesetzt (Berücksichtigung von Verkopplung über 2 benachbarte Antennen jeweils rechts und links der jeweiligen Bezugsantenne). Der rechte Teil des Bildes zeigt die Auswirkung auf einen Beamformer, der in Richtung eines um 45° einfallenden Signals gesteuert wurde.

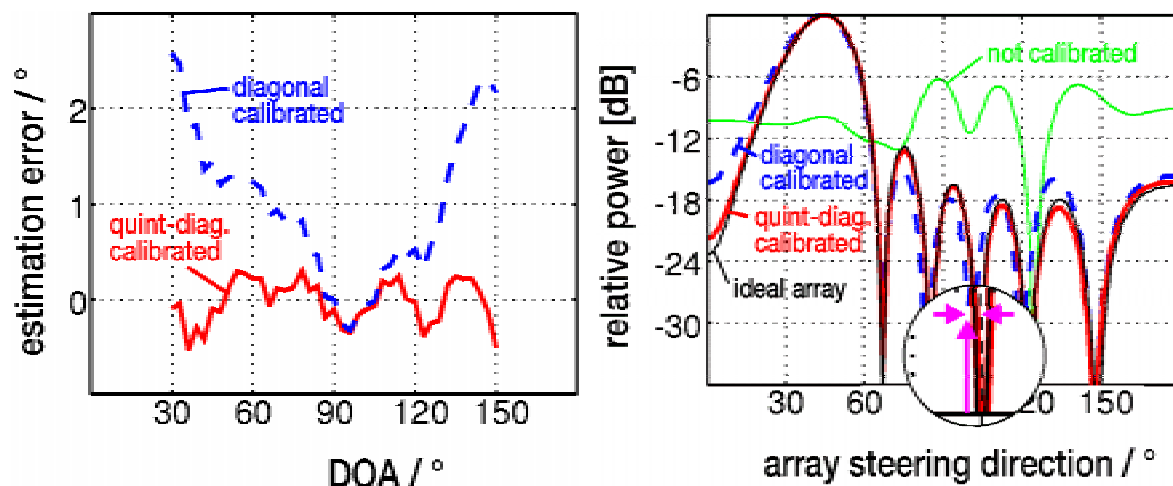


Bild 7: Zur Auswertung der Array-Kalibrierung auf Richtungsschätzung und Beamformer

Frequenzstabilität und Phasenrauschen. Die Langzeitstabilität der Frequenzaufbereitung ist von Interesse, wenn für Streckenmessungen auf eine Kabelverbindung zwischen Sender und Empfänger verzichtet werden muß. Eine Frequenzverschiebung zwischen Sender und Empfänger infolge einer Drift ihrer Frequenznormale würde sich dann in einer scheinbaren Dopplerverschiebung des Empfangssignals äußern. Außerdem verschlechtern sich die Eigenschaften der Kreuzkorrelierten zwischen Referenzsignal und frequenzverschobenem Empfangssignal. Besonders hohe Anforderungen an die Frequenzstabilität werden dann gestellt, wenn zur Verbesserung des SNR eine zusätzliche periodensynchrone Mittelung des Empfangssignals gewünscht wird. Deshalb werden Rubidiumnormale zur Frequenzstabilisierung im Sender und im Empfänger eingesetzt, die ebenfalls zu Beginn der Messung abgeglichen werden. Eine weitere Störquelle ist das Phasenrauschen der Lokaloszillatoren, das hauptsächlich durch das gewählte Prinzip der PLL-Frequenzsynthese und die Parameter der verwendeten spannungsgesteuerten Oszillatoren bestimmt wird. Vor allem der innerhalb $t < T_s$ unkorrelierte Anteil des Phasenrauschens beeinflusst die Genauigkeit der Richtungsschätzung, da die angewendeten Schätzverfahren auf einem Phasenvergleich zwischen den Antennensignalen beruhen, die hier zeitlich sequentiell erfaßt werden. Bild 8 zeigt als Ergebnis einer Simulation die Histogramme der mit einem 1D-ESPRIT-Algorithmus geschätzten Azimutwinkel zweier gleichstarker kohärenter Pfade in Abhängigkeit vom Winkel zwischen diesen Quellen aus der Sicht des Antennenarrays. Die Simulation berücksichtigt die Spezifikation des Phasenrauschens im Sen-

der und im Empfänger (resultierend: -71 dBc ab 100 Hz, -86 dBc ab 1 kHz, -87 dBc ab 20 kHz, -96 dBc ab 100 kHz und -121 dBc ab 1 MHz Abstand vom Träger). Für diese Parameter beträgt die Standardabweichung des demodulierten Phasenrauschens etwa 0.9° .

Das Beispiel zeigt, daß damit z.B. zwei gleichstarke Pfade im Abstand von 5° zueinander noch sicher aufgelöst werden können.

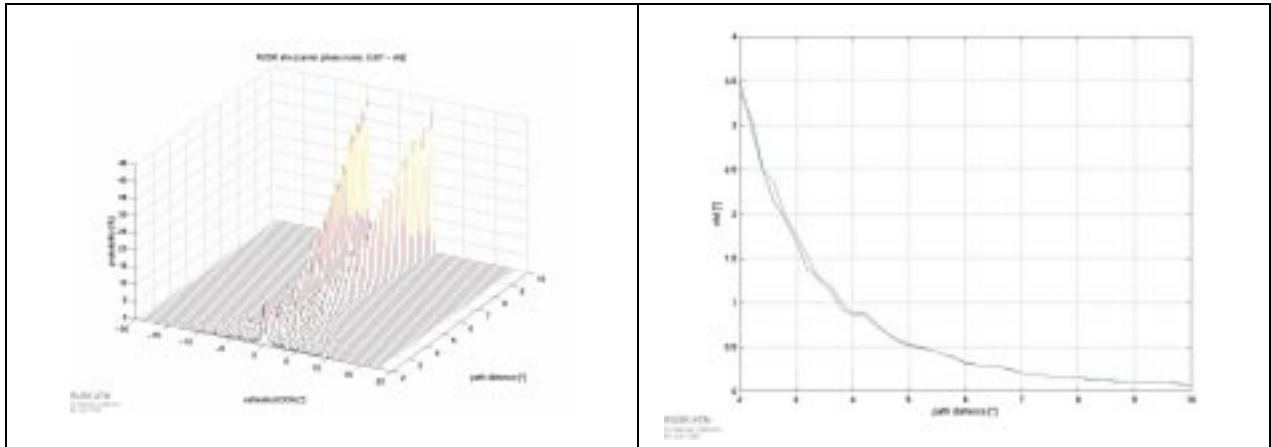


Bild 8: Histogramm und Standardabweichung der Winkelschätzung in Abhängigkeit vom Azimutwinkel zwischen zwei gleichstarken Pfaden

VI. AUSBLICK

Mit dem beschriebenen Channel-Sounder RUSK ATM steht erstmals ein Meßgerät zur Verfügung, das eine breitbandige und gleichzeitig richtungsaufgelöste Analyse eines Mobilfunkkanals ohne Einschränkung bezüglich der Zeitvarianz in typischen Mobilitätsszenarien erlaubt. Damit kann eine detaillierte Analyse der Wellenausbreitung für die Anwendung adaptiver Antennen in Mobilfunksystemen erfolgen. Das vorgestellte Konzept soll in verschiedene Richtungen erweitert werden. Die Anwendung eines 2dimensionalen Antennenarrays wird die Schätzung von Azimut- und Elevationsrichtung erlauben. Die Erfassung eines 360° -Azimutbereiches kann ebenfalls durch eine Veränderung der Antennengeometrie erreicht werden. Polarisationsensitive Elemente des Antennenarrays erlauben zusätzlich eine statistische Analyse von Verfahren mit Polarisationsdiversity. Wichtig erscheint auch eine Untersuchung der statistischen Abhängigkeit der richtungsaufgelösten Impulsantwort in unterschiedlichen Frequenzfenstern. Das erlaubt Rückschlüsse auf die Effektivität von gekoppelten Beamforming-Verfahren im Uplink und Downlink, wenn ein relativ großer Frequenzduplexabstand vorgeschrieben ist. Der Einsatz mehrerer Sender mit orthogonalen Testsignalen gestattet die Untersuchung von Gleichwellennetzen oder von Repeater-Systemen. Schließlich erlaubt die Flexibilität des Multisignals im Zusammenhang mit einer geeigneten statistischen Mittelung auch die Bestimmung nichtlinearer Verzerrungen (z.B. von Senderkomponenten) in realistischen Situationen, d.h. unter Berücksichtigung der vom Modulationsformat abhängigen Statistik des jeweiligen Sendesignals [9].

Literatur

- [1] Martin, U.: "Ausbreitung in Mobilfunkkanälen: Beiträge zum Entwurf von Meßgeräten und zur Echoschätzung," Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 88, Universität Erlangen-Nürnberg 1994
- [2] Martin, U.; Gaspard, I.; Haardt, M.; Kuchar, A.; Math, C.; Molisch, A.; Thomä, R.: "Model Scenarios for Intelligent Antennas in Mobile Communications Systems," ITG-Diskussionssitzung Modellszenarien für Systeme mit intelligenten Antennen, 5. Dezember 1997, Universität Kaiserslautern, pp. 1-12
- [3] Paulraj, A.; Papadias, C.B.: "Space-Time Processing for Wireless Communications," IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 14, No. 6, November 1997, pp. 49-83
- [4] Trautwein, U.; Blau, K.; Brückner, D.; Herrmann, F.; Sommerkorn, G.; Richter, A.; Thomä, R.: "Radio Channel Measurement for Realistic Simulation of Adaptive Antenna Arrays," The 2nd European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC '97) together with 3. ITG-Fachtagung Mobile Kommunikation, Bonn, Germany, September 30 - October 7, 1997, ITG Fachbericht 145, S. 491-498
- [5] Heddergott, R.; Bernhard, U.P.; Fleury, B.H.: "Stochastic Radio Channel Model for Advanced Indoor Mobile Communication Systems," Proc. of the 8th IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC '97, Helsinki, September 1 - 4, 1997, vol. 1, pp. 140-144,
- [6] Fuhl, J.; Molisch, A.F.; Bonek, E.: "Unified Channel Model for Mobile Radio Systems with Smart Antennas," IEE Proc.-Radar, Sonar Navig., Vol. 145, No.1, February 1998, pp. 32-41
- [7] Martin, U.: "A Directional Radio Channel Model for Densely Build-Up Urban Area," 2nd European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC '97) together with 3. ITG-Fachtagung Mobile Kommunikation, Bonn, Germany, September 30 - October 7, 1997, ITG Fachbericht 145, pp. 237-244
- [8] Parsons, J.D.: "The Mobile Radio Propagation Channel," Pentech Press Ltd., London, 1992
- [9] Thomä, R.S.; Groppe, H.; Trautwein, U.; Sachs, J.: "Statistics of Input Signals for Frequency Domain Identification of Weakly Nonlinear Systems in Communications," IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC '97, Brussels, June 4-6, 1996; pp. 2-7
- [10] Haardt, M.; Zoltowski, M.D.; Mathews, C.P.; Nosssek, J.A.: "2D Unitary ESPRIT for efficient 2D parameter estimation," Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 3, pp. 2096-2099, Detroit, MI, May 1995
- [11] van der Veen, J.; Vanderveen, M.C.; Paulraj, A.: "Joint Angle and Delay Estimation Using Shift-Invariance Techniques," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 46, pp. 406-418, February 1998-07-21
- [12] Sommerkorn, G.; Martin, U.; Nosssek, J.; Pensele, K.; Richter, A.; Thomä, R.: "Kalibrierung von Antennenarrays für Vector-Channel-Sounder," ITG-Diskussionssitzung "Systeme mit intelligenten Antennen", Karlsruhe, 5. Juni 1998

Dank

Die Entwicklung des Channel-Sounders RUSK ATM wurde im Rahmen des Projektes ATMmobil durch das BMBF gefördert. Neben den Autoren waren an der Entwicklung beteiligt: WMT Elektronik (AD/DA-Umsetzer), TU Dresden, Lehrstuhl für HF-Technik (Antennen), VAD Dresden (HF-Teil).

Autoren:

Prof. Dr.-Ing. Reiner Thomä
DI Dirk Hampicke, DI Gerd Sommerkorn
DI Andreas Richter, DI Uwe Trautwein
Dr.-Ing. Kurt Blau (FG HFT)

DI Walter Wirnitzer
DI Dirk Brückner

Anschrift: Technische Universität Ilmenau
Fakultät EI, FG EMT
PF 10 05 65
D-98684 Ilmenau

MEDAV
Digitale Signalverarbeitung GmbH
Gräfenberger Str. 34
D-91080 Uttenreuth

Tel.: 03677-692622

09131-58331

Fax: 03677-691113

09131-58311

e-mail: tho@e-technik.tu-ilmenau.de

walter.wirnitzer@medav.de