43rd International Scientific Colloquium
Technical University of Ilmenau
September 21-24, 1998

A. Richter/ R. Thomä/ U. Trautwein

Algorithmen zur Adaption von Antennenarrays für den Empfang zyklostationärer Nachrichtensignale

Zusammenfassung

In zukünftigen Mobilfunksystemen werden adaptive Antennenarrays eingesetzt werden, um die zur Verfügung stehende Bandbreite besser auszunutzen. Der Einsatz eines solchen Antennenarrays bedeutet aber gleichzeitig eine Erhöhung der Freiheitsgrade eines entsprechenden Space-Time Equalizers. In diesem Zusammenhang sind sogenannte „blinde“ Arrayadaptionsalgorithmen interessant, welche von besonderen Eigenschaften der verwendeten Modulationsarten Gebrauch machen und deshalb mit einer kurzen Trainingssequenz auskommen. Eine solche Eigenschaft ist die Zyklostationarität.
Es wird gezeigt, wie die Zyklostationarität für die signalselektive Richtungsbestimmung mit Hilfe des ESPRIT genutzt werden kann. Außerdem wird ein Algorithmus vorgeschlagen, welcher die spektrale Redundanz bezüglich einer vorgegebenen Zyklofrequenz ausnutzt, um zyklostationäre Signale mehrerer gleichartiger Signalquellen zu empfangen und zu trennen. Die Wirksamkeit dieses Algorithmus wird abschließend an Hand von Simulationsergebnissen belegt.

I. Einleitung

Zukünftige Mobilfunksysteme erfordern eine erhöhte spektrale Effizienz der verwendeten Übertragungsverfahren, um der steigenden Anzahl der Nutzer und Datenraten gerecht zu werden. Eine Möglichkeit, die Kapazität des Funkkanals besser auszunutzen, besteht darin, von seiner Richtungsinhomogenität Gebrauch zu machen. Die Voraussetzung hierfür ist, daß Empfänger und/oder Sender in die Lage versetzt werden, bestimmte Ausbreitungspfade des Mobilfunkkanals zu bevorzugen bzw. zu unterdrücken. Praktisch kann dies durch den Einsatz eines adaptiven Antennenarrays realisiert werden. Es ist erforderlich, daß dieses neben mehreren zeitlichen auch mehrere räumliche Abtastwerte (die Signale des Antennenarrays) optimal kombinieren kann. Hieraus resultieren Strukturen mit einem höheren Freiheitsgrad als dem eines herkömmlichen zeitlichen Entzerrers. Um die zusätzlichen komplexen Gewichte dieser Strukturen einstellen zu können, wäre im einfachsten Fall eine längere Trainingssequenz erforderlich. Dieser zusätzliche Aufwand würde aber wiederum zu einer Verringerung der Übertragungskapazität führen. Eine vielversprechende Lösung dieses Konfliktes stellt die Verwendung eines zusätzlichen blinden Adaptionsverfahrens dar.
In diesem Kontext untersuchen wir Algorithmen zur blinden Adaption von Antennenarrays für die Übertragung zyklostationärer Nachrichtensignale. Zyklostationarität ist eine Eigenschaft, welche vielen Nachrichtensignalen gemeinsam ist und die sich durch spektrale Redundanz im Frequenzbereich ausdrückt [0]. Der Abstand der redundanten Spektralanteile wird als Zyklofrequenz bezeichnet. Da dieser Abstand für verschiedene Signale unterschiedlich sein kann, ist es möglich, Signalverarbeitungsalgorithmen zu entwickeln, welche Signale mit bestimmten Zyklofrequenzen bevorzugen.
Adaptionsalgorithmen für Antennenarrays lassen sich in zwei Gruppen einteilen [0]. Das sind einmal solche Verfahren, welche die Antennengewichte im Sinne eines geeignet gewählten Optimierungskriteriums einstellen. Und zweitens solche, die die Richtungen der am Antennenarray ankommenden Wellenfronten mit einer hochauflösenden Richtungsschätzung bestimmen (MUSIC, ESPRIT) und dann einen Antennenbeam formen, welcher eine oder mehrere Richtungen bevorzugt. Beide Gruppen können von der Zyklostationarität der übertragenen Nachrichtensignale profitieren. Wir untersuchen solche Verfahren beider Gruppen, welche die spektrale Korrelation bezüglich einer Zyklofrequenz, ein Maß für die spektrale Redundanz, maximieren [0].
Im folgenden wird nun kurz eine Einführung in die Theorie der zyklostationären Signale gegeben. In Abschnitt drei wird gezeigt, wie die Zyklostationarität zur signalselektiven

Richtungsbestimmung mit Hilfe des cyclic-ESPRIT Algorithmus genutzt werden kann. Im vierten Abschnitt wird ein Arrayadaptionsverfahren vorgestellt, welches den Empfang mehrerer gleichartiger unabhängiger zyklostationärer Signale erlaubt. Abschließend wird die Funktionsfähigkeit dieses Algorithmus an Hand von Simulationen, welche mit GMSK 0.3 modulierten Signalen durchgeführt wurden, belegt.

II. Zyklostationäre Signale

Ein Ausdruck für die spektrale Redundanz eines beliebigen Signals $x(t)$ ist dessen Korrelation mit einer im Zeit- und Frequenzbereich um (τ,α) verschobenen Version des Signals. Diese Korrelation wird durch die zyklische Autokorrelationsfunktion (AKF) repräsentiert.

$$\psi_{xx}(\alpha,\tau)=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_T x\left(t+\frac{\tau}{2}\right)x^*\left(t-\frac{\tau}{2}\right)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\alpha t}\,\mathrm{d}t$$

(0)

Eine umfassende Beschreibung der Theorie zyklostationärer Signale findet man in [0] bzw. [0]. Neben der zyklischen AKF existiert die zyklische konjugierte AKF. Das heißt, es existieren Signale für die

$$\psi_{xx*}(\alpha,\tau)=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_T x\left(t+\frac{\tau}{2}\right)x\left(t-\frac{\tau}{2}\right)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\alpha t}\,\mathrm{d}t$$

Komponenten für Zyklofrequenzen ungleich Null besitzt. Ein Beispiel für ein solches Signal ist die GMSK. In Abbildung 1 ist die zyklische konjugierte AKF einer GMSK-0.3 dargestellt.

Abbildung 1: Zyklische AKF einer GMSK 0.3

Die Eigenschaft zyklostationärer Signale, für Zyklofrequenzen ungleich Null Korrelationen zu besitzen, spielt eine zentrale Rolle in den folgenden Algorithmen.

III. C-ESPRIT

Ein Ansatz zur Steuerung eines Antennenbeams besteht darin, die Richtungen der einfallenden Wellenfronten zu bestimmen und dann mit Hilfe der Richtungsinformationen ein Antennenrichtdiagramm zu formen, welches die störenden Wellenfronten unterdrückt. Besitzen die zu empfangenden Nachrichtensignale andere Zyklofrequenzen als die störenden Signale, so können ihre Richtungen getrennt bestimmt werden. Im folgenden wird nun gezeigt, wie der bekannte ESPRIT Algorithmus [0],[0] durch eine einfache Erweiterung zur signalselektiven Richtungsschätzung genutzt werden kann. Der erweiterte Algorithmus wird im weiteren als cyclic-ESPRIT kurz C-ESPRIT bezeichnet.

Die Signale $\mathbf{x}(t)$ eines Antennenarrays können durch folgendes Schmalbandmodell beschrieben werden:

$$\mathbf{x}(t)=\mathbf{a}(\theta)s(t)+\mathbf{n}(t)\,.$$

(0)

Der Vektor $\mathbf{a}(\theta)$ ist die Antennenarrayantwort auf Grund der Einfallsrichtung θ des Signals $s(t)$. Der Vektor $\mathbf{n}(t)$ enthält die additiven Störungen. Wenn die Richtung der Signalquelle $s(t)$ mit Hilfe des ESPRIT bestimmt werden soll, so muß das verwendete Antennenarray aus mindestens zwei identischen Teilarrays bestehen. Da eine Überlappung dieser Teilarrays zulässig ist, wird üblicherweise ein uniformes lineares Array, kurz ULA genannt, verwendet. Die Ausgangssignale zweier Teilarrays lassen sich durch einfache Drehungen (rotational invariance) in der komplexen Ebene ineinander überführen. Ziel des ESPRIT ist es, genau diese Drehungen zu finden, da sie die gesuchten Richtungen enthalten. Wenn nur die Richtungen der zyklostationären Signale mit einer bestimmten Zyklofrequenz bestimmt werden sollen, so kommt man über den Ansatz

$$\mathbf{r}_{xx_i}^{\alpha\tau}=\mathbf{E}\left\{\mathbf{x}(t)\,x_i^*(t-\tau)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\alpha}\right\}$$

(0)

zu einer Beziehung aller Antennensignale $\mathbf{x}(t)$ mit einer im Zeit- und Frequenzbereich verschobenen Version eines einzelnen Antennensignals

$$\mathbf{r}_{xx_i}^{\alpha\tau}=c_i\mathbf{a}(\theta)\psi_{ss}(\alpha,\tau)\,,$$

(0)

c_i ist dabei ein konstanter skalarer Faktor. Mit $\mathbf{r}_{xx_i}^{\alpha\tau}$ wird im weiteren immer die zyklische Korrelation zwischen mehreren Signalen und einem einzelnen Signal bezeichnet, α und τ sind dabei feste Parameter. Wenn nun $\psi_{ss}(\alpha,\tau)$ nur für die Zyklofrequenzen der gesuchten Signale ungleich Null ist, so ist unter Verwendung von (0) eine signalselektive Richtungsschätzung mit ESPRIT möglich. Die Beziehung (0) besitzt nämlich genau die für den ESPRIT erforderliche Rotationsinvarianz, sie ist in $\mathbf{a}(\theta)$ enthalten. Um die zur Verfügung stehenden Daten möglichst gut auszunutzen, verwendet man zur Berechnung des Signalraumes für den ESPRIT die zyklischen Korrelationsmatrizen

$$\mathbf{R}_{xx}^{\alpha\tau} = \mathbf{E}\left\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^{H}(t-\tau)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\alpha t}\right\}$$

(0)

aller Zyklofrequenzen α der gesuchten Signale. Die Datenmatrix für den ESPRIT ergibt sich dann durch Aufspaltung der linken Singulärvektoren von

$$\mathbf{R}_{xx}^{\alpha_a} = \left[\mathbf{R}_{xx}^{\alpha_1\tau_1} \;\cdots\; \mathbf{R}_{xx}^{\alpha_{Nc}\tau_{Nc}}\right]$$

(0)

in den Signal- und Rauschraum $\mathbf{U}_s$ und $\mathbf{U}_n$

$$\mathbf{R}_{xx}^{\alpha_a} = [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n]\begin{bmatrix}\Sigma_s & \\ & \Sigma_n\end{bmatrix}\mathbf{V}^{H}.$$

(0)

Unter Nutzung des Signalraums können nun in bekannter Art und Weise die Richtungen der einfallenden zyklostationären Signale mit Hilfe des ESPRIT bestimmt werden.

IV. MS-SCORE

Zur Berechnung der Gewichtskoeffizienten eines Beamformers unter Nutzung einer Trainingssequenz $y(t)$ setzt man üblicherweise

$$\hat{s}(t) = \mathbf{w}_t{}^{H}\mathbf{x}(t)$$

(0)

an und fordert, daß der mittlere quadratische Fehler zwischen der Trainingssequenz und dem Arrayausgangssignal während der Übertragung derselben

$$J = \mathrm{E}\left\{\left|y(t)-\hat{s}(t)\right|^2\right\}$$

(0)

minimal wird. Die Lösung dieses Problems ist durch

$$\mathbf{w}_t = \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{xy} \quad \text{mit}$$

(0)

der Autokorrelationsmatrix zwischen den Antennensignalen

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathrm{E}\left\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^{H}(t)\right\}$$

(0)

und der Kreuzkorrelation zwischen den Antennensignalen und dem Trainingssignal

$$\mathbf{r}_{xy} = \mathrm{E}\left\{\mathbf{x}(t)\,y^{*}(t)\right\}$$

(0)

gegeben. Soll nun ein zyklostationäres Signal empfangen werden, so kann man die spektrale Kohärenz desselben ausnutzen, um die Arrayrichtcharakteristik auch ohne Trainingssignal optimal einzustellen. Hierzu ersetzt man das Trainingssignal durch die frequenz- und zeitverschobene Version eines Antennensignals

$$y(t) = x_i(t-\tau)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\alpha t},$$

(0)

womit dann

$$\mathbf{r}_{xy} = \mathbf{r}_{xx_i}^{\alpha\tau} = \mathbf{E}\left\{\mathbf{x}(t)\,x_i^{*}(t-\tau)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\alpha t}\right\}$$

(0)

wird. Dieses Verfahren ist aus der Literatur als LS-SCORE (**L**east **S**quare **S**pectral **Co**herence **Re**storal) Algorithmus bekannt [0]. Problematisch ist bei diesem Algorithmus die Auswahl des Antennensignals $x_i(t)$. Um dieses Problem zu umgehen, wurde der X-SCORE (cross-SCORE) Algorithmus entwickelt [0], [0]. Er berechnet den optimalen Gewichtsvektor über alle Antennensignale. Dazu wird die zyklische Korrelationsmatrix $\mathbf{R}_{xx}^{\alpha\tau}$ bestimmt, wobei offensichtlich

$$\mathbf{R}_{xx}^{\alpha\tau} = \left[\mathbf{r}_{xx_1}^{\alpha\tau} \quad \cdots \quad \mathbf{r}_{xx_{Na}}^{\alpha\tau}\right]$$

(0)

ist und mit dieser

$$\mathbf{W}_{xx}^{\alpha} = \mathbf{R}_{xx}{}^{-1}\left(\mathbf{R}_{xx*}^{\alpha\tau}\left(\mathbf{R}_{xx}\right)^{-1}\left(\mathbf{R}_{xx*}^{\alpha\tau}\right)^{H}\right)$$

(0)

ermittelt. Durch Bestimmung des größten Singulärwertes s_{w} und des dazugehörigen linken Singulärvektors $\mathbf{w}_{\mathrm{xs}}$ erhält man den optimalen Gewichtsvektor des X-SCORE Algorithmus

$$\mathbf{W}_{xx}^{\alpha} = [\mathbf{w}_{\mathrm{xs}} \quad \mathbf{W}_r]\begin{bmatrix}s_w & \\ & \Sigma_r\end{bmatrix}\left[\mathbf{V}^{H}\right].$$

(0)

Die Trennung mehrerer Signale mit gleichen Zyklostationaritäten ist jedoch mit diesen Algorithmen nicht möglich. Im Mobilfunk ist nun aber gerade dieser Fall besonders interessant. Im folgenden wird deshalb ein neuer Algorithmus vorgestellt, welcher die Trennung mehrerer unabhängiger zyklostationärer Signale ohne explizite Richtungsbestimmung ermöglicht. Dieser Algorithmus wird im weiteren mit MS-SCORE (Multi-Signal-SCORE) Algorithmus bezeichnet. Der erste Schritt ist die iterative Bestimmung aller zyklostationären Komponenten im Empfangssignal. Hierzu werden die Beamformergewichte mit dem X-SCORE Algorithmus berechnet und das Ausgangssignal des Beamformers

$$s_{bci}(t) = \mathbf{w}_{bci}^H \mathbf{x}_i(t)$$
(0)
in jedem Iterationsschritt i vom Eingangssignal des Beamformers abgezogen.

$$\mathbf{x}_{i+1}(t) = \mathbf{x}_i(t) - \mathbf{c}_i s_{bci}(t)$$
(0)
Die Iterationsschritte, Berechnung der Beamformergewichte, des zugehörigen Beamformerausgangssignals (0) und der Eingangssignale für den nächsten Iterationsschritt (0) werden solange wiederholt, bis keine zyklostationären Signale mit den vorgegebenen zyklostationären Eigenschaften in $\mathbf{x}_{i+1}$ enthalten sind.

Die Berechnung der Beamformergewichte mit X-SCORE garantiert eine optimale Rausch- und Störunterdrückung. Der in der Iteration (0) benötigte Vektor $\mathbf{c}_i$ ergibt sich aus folgendem Ansatz:

$$\mathrm{E}\left\{\mathbf{x}_{i+1}(t) s_{bci}^*(t)\right\} = \mathbf{0}.$$
(0)
Das heißt, die Korrelation zwischen dem Ausgangssignal des Beamformers der vorhergehenden Iteration mit dem Beamformereingangssignal der nächsten Iteration soll minimal werden. Durch Einsetzen von (0) in (0) ergibt sich

$$\mathrm{E}\left\{\left(\mathbf{x}_i(t) - \mathbf{c}_i s_{bci}(t)\right) s_{bci}^*(t)\right\} = \mathbf{0}.$$
(0)
Mit

$$\mathbf{r}_{bci} = \mathrm{E}\left\{\mathbf{x}_i(t) s_{bci}^*(t)\right\}$$
(0)
und

$$\sigma_{bci}^2 = \mathbf{E}\left\{s_{bci}(t) s_{bci}^*(t)\right\}$$
(0)
erhält man daraus die Beziehung (0) für $\mathbf{c}_i$.

$$\mathbf{c}_i = \mathbf{r}_{bci} / \sigma_{bci}^2$$
(0)
Die Ausgangssignale aller Beamformer

$$\mathbf{s}_{bc}(t) = \left[s_{bci}(t) \quad \cdots \quad s_{bcN_c}(t)\right]^T$$
(0)
besitzen drei für die weitere Signalverarbeitung wichtige Eigenschaften.

1. Die Signale, welche die gewünschten zyklostationären Eigenschaften nicht besitzen, sind in den Ausgangssignalen des Beamformers wirkungsvoll unterdrückt. (Vorausgesetzt die Gesamtanzahl der einfallenden Signale ist kleiner oder gleich der Anzahl der Antennenelemente.)
2. Das SNR der Ausgangssignale ist durch den Arraygewinn verbessert.
3. Die Ausgangssignale des Beamformers sind orthogonal. Das heißt
$$\mathbf{R}_{bc} = \mathrm{E}\left\{\mathbf{s}_{bc}(t) \cdot \mathbf{s}_{bc}^H(t)\right\}$$
ist eine Diagonalmatrix:
$$\mathbf{R}_{bc} = \mathrm{diag}\left(\left[\sigma_{bc1}^2 \quad \cdots \quad \sigma_{bcNc}^2\right]\right).$$

Zwischen der AKF eines zyklostationären Signals an der Stelle τ=0 und der zyklischen AKF desselben an dem Punkt α_p,τ_p besteht ein fester Zusammenhang.

$$c_p = \psi_{xx}(0{,}0) / \psi_{xx}(\alpha_p, \tau_p)$$
(0)
Deshalb muß auch für die Beziehung der AKF und der zyklischen AKF mehrerer zyklostationärer Signale mit der gleichen zyklischen Korrelationsfunktion (gleiche Modulation bei Nachrichtensignalen)

$$\mathbf{R}_{xx} - c_p \mathbf{R}_{xx}^{\alpha_p \tau_p} = \mathbf{0}$$
(0)
gelten. Da mehrere Signale mit gleichen zyklostationären Eigenschaften empfangen werden sollen, muß für die Ausgangssignale $\hat{\mathbf{s}}(t)$ des MS-SCORE Algorithmus letztendlich ebenfalls (0) gelten. Ist nun $\mathbf{R}_{bc}$ eine Diagonalmatrix, so müßte die zyklische Korrelationsmatrix von (0) ebenfalls eine Diagonalmatrix sein

$$\mathbf{R}_{bc}^{\alpha_p \tau_p} = \frac{1}{c_p} \mathrm{diag}\left(\left[\sigma_{bc1}^2 \quad \cdots \quad \sigma_{bcNc}^2\right]\right).$$
(0)
Das heißt, die Signale in (0) müßten auch zykloorthogonal sein. Diese Bedingung erfüllen diese im allgemeinen aber nicht. Deshalb wird nun diejenige Transformationsmatrix $\mathbf{W}_{zo}$ gesucht, welche

$$\mathbf{W}_{zo}^H \mathbf{R}_{bc} \mathbf{W}_{zo} - c \mathbf{W}_{zo}^H \mathbf{R}_{bc}^{\alpha\tau} \mathbf{W}_{zo} = \mathbf{0}$$
(0)
im Sinne der kleinsten Fehlerquadrate am besten erfüllt. Nach einigen Umformungen erhält man

$$\mathbf{W}_{zo}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{W}_{zo} = \mathbf{I}$$
(0)
mit

$$\mathbf{C} = c \mathbf{R}_{bc}^{-1} \mathbf{R}_{bc}^{\alpha\tau}.$$
(0)

Gesucht ist also die Ähnlichkeitstransformation von **C** auf Diagonalgestalt. Die Lösung dieses Problems ist durch Eigenwertzerlegung von **C** gegeben [0]. Damit lassen sich die Ausgangssignale der X-SCORE Beamformer mit Hilfe von $\mathbf{W}_{zo}$ in Signale transformieren

$$\mathbf{s}_{zo}(t) = \mathbf{W}_{zo}^H \mathbf{s}_{bc}(t),$$

(0)

welche die Bedingung (0) erfüllen. Diese Transformation führt aber nicht zwangsläufig auch zur Trennung der gesuchten zyklostationären Signale. Um dies zu erreichen, benötigt man eine zusätzliche Information über die zu empfangenden Nachrichtensignale. Eine Eigenschaft, welche vielen Nachrichtensignalen neben ihrer Zyklostationarität ebenfalls gemeinsam ist, ist ihre konstante Hüllkurve (**C**onstant **M**odulus). Der Algorithmus für die Bestimmung der Koeffizienten des CM-Combiners wird durch die folgenden Eigenschaften von $\mathbf{s}_{zo}(t)$ vereinfacht. Da das Empfängerrauschen keine spektrale Redundanz bezüglich einer Zyklofrequenz ungleich Null besitzt, verbessert der verwendete X-SCORE Beamformer das SNR um etwa $10\log_{10}(N_a)$. Sind systemfremde Störungen vorhanden, so werden diese durch Nullsteuerung unterdrückt, daß heißt das SIR wird verbessert. Außerdem erfüllen die Signale $\mathbf{s}_{zo}(t)$ durch (0) die Beziehung (0), welche auch für die Ausgangssignale des MS-SCORE Algorithmus gelten muß. Der CM-Combiner sucht eine Transformation

$$\hat{\mathbf{s}}(t) = \mathbf{W}_{cm}^H \mathbf{s}_{zo}(t),$$

(0)

so daß alle Ausgangssignale $\hat{\mathbf{s}}(t)$ eine konstante Hüllkurve besitzen

$$J_{CM} = \mathrm{E}\left\{\left\| \hat{\mathbf{s}}(t) \right|^2 - \mathbf{1} \right|^2\right\} \Rightarrow \min.$$

(0)

Da die Ausgangssignale des CM-Combiners ebenfalls (0) erfüllen müssen, ist die gesuchte Transformationsmatrix unitär

$$\mathbf{W}_{cm} \mathbf{W}_{cm}^H = \mathbf{I}.$$

(0)

Die Minimierung der Kostenfunktion läuft auf eine Minimierung der Momente höherer Ordnung hinaus, daher ist eine analytische Lösung des Optimierungsproblems aufwendig. Am Beispiel eines Combiners mit zwei Ausgangssignalen wird deshalb ein einfaches Iterationsverfahren für die Minimierung der Kostenfunktion vorgeschlagen. Man erhält ein gesuchtes Ausgangssignal durch Addition eines Eingangssignals mit einer in der I-Q-Ebene gedrehten und skalierten Version des zweiten Eingangssignals.

$$\hat{s}_1(t) = \mathbf{w}_1^H \mathbf{s}_{zo}(t)$$

mit

$$\mathbf{w}_1 = \left[a\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi} \quad \sqrt{1-a^2}\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\phi} \right]^H.$$

(0)

Durch $\mathbf{w}_1$ ist gleichzeitig auch

$$\mathbf{w}_2 = \left[\sqrt{1-a^2}\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi} \quad -a\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\phi} \right]^H$$

(0)

wegen (0) gegeben. Gesucht ist also das Koeffizientenpaar (a,ϕ), für welches die Abweichung beider Ausgangssignale $\hat{\mathbf{s}}(t)$ von der konstanten Hüllkurve am kleinsten ist. Die optimalen Koeffizienten lassen sich einfach durch abwechselnde Minimierung von J_{CM} bezüglich a bzw. φ finden. Mit Hilfe der gefundenen Transformationsmatrix

$$\mathbf{W}_{CM} = [\mathbf{w}_1 \quad \mathbf{w}_2]$$

ist die Trennung der beiden Eingangssignale gesichert. Zu beachten ist, daß die Phasenlage der Ausgangssignale unbestimmt ist. Diese kann aber mit den herkömmlichen Verfahren ermittelt werden.

V. Simulationsergebnisse

Um die Funktion des angegebenen Algorithmus zu überprüfen, wurden verschiedene Simulationen durchgeführt. Als zu empfangende Signale wurden zwei unabhängige GMSK-0.3 Signale mit gleicher Leistung verwendet. In Abbildung 2 sind die Ausgangssignale nach den einzelnen Signalverarbeitungsblöcken dargestellt.

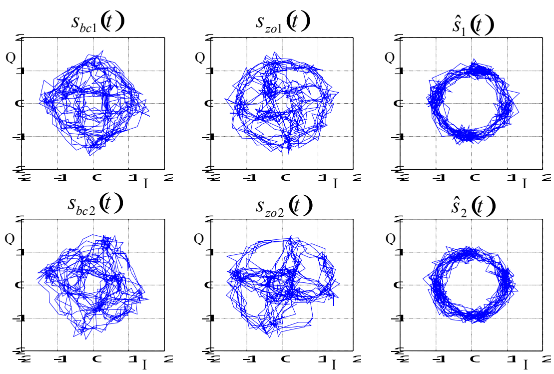

Abbildung 2: Ausgangssignale der einzelnen Stufen des Beamformers

In den Simulationen wurden drei Eigenschaften des MS-SCORE-Algorithmus untersucht. Zuerst wurde die Trennung zweier Signalquellen in Abhängigkeit von den übertragenen Bits getestet. Das SNR der Antennensignale war dabei 50 dB, zusätzliche Störungen waren nicht vorhanden. Das Ergebnis der Simulation ist in Abbildung 3 dargestellt. Die erreichbare Kanaltrennung ist für die Demodulation der verwendeten GMSK-Signale hinreichend. Da mit einer größer werdenden Anzahl von Antennenelementen die Anzahl der einzustellenden Beamformergewichte zunimmt, verringert sich zwangsläufig die erreichbare Gleichkanalunterdrückung (SCCIR). In Abbildung 4 ist die Abhängigkeit des SNIR der Ausgangssignale vom SNR der Antennensignale dargestellt. In der Simulation wurde mit einer Blocklänge von 156 Bits gearbeitet. Das SNIR am Ausgang des MS-SCORE Algorithmus bei einem SNR der Eingangssignale von 0 dB entspricht dem erreichbaren Antennengewinn. Nach oben hin wird das erzielbare SNIR durch die Signallänge, also die zur Einstellung der Beamformergewichte zur Verfügung stehenden Informationen, begrenzt. In Abbildung 5 ist das erreichbare SNIR dargestellt, wenn die Simulation durch zwei komplexe normalverteilte unabhängige weiße Störungen erweitert wird. Die Leistung der Störungen entspricht in dieser Simulation der Leistung der zu empfangenden Signale. Die Gesamtanzahl der Signalquellen erhöht sich somit auf vier. Mit 3 Antennen ist darum nur ein geringes SNIR erreichbar. Mit 5 bzw. 8 Antennen ist der MS-SCORE Algorithmus in der Lage, diese Störungen wirkungsvoll zu unterdrücken.

VI. Ausblick

In weiteren Untersuchungen muß festgestellt werden, welche Eigenschaften neben der konstanten Hüllkurve eines Nachrichtensignals ebenfalls zur Trennung der Signale geeignet sind. Zudem wird untersucht, wie sich der Algorithmus numerisch vereinfachen läßt.

Referenzen

[0] R. S. Thomä, A. Richter, U. Trautwein, „Spektrale Korrelation zyklostationärer Prozesse", *40th Int. Scientific Colloquium*, TU Ilmenau, Sept. 1995, Bd. 1, pp. 392-401

[0] W. A. Gardner: „Statistical Spectral Analysis: A Nonprobabilistic Theory", Prentice Hall, New Jersey, 1987

[0] J. Fuhl, E. Bonek, „Comparison of Different Adaption Schemes for Smart Antennas", *ICT'96*, pp. 427-432

[0] B. G. Agee, S. V. Shell, and W. A. Gardner, „Spectral self-coherence restoral: A new approach to blind adaptive signal extraction", *Proceedings of the IEEE,* vol. 78, pp. 756-767, April 1990

[0] R. Roy, T. Kailath, „ESPRIT-Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques", *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 37, pp 984-995, July 1989

[0] M. Haard, J.A. Nossek, „Unitary ESPRIT: how to obtain increased estimation accuracy with a reduced computational burden", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.43, pp. 1232-1242, May 1995

[0] T.E. Biedka, „Subspace constrained SCORE algorithms", *Proc. of the Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 716-720, November 1993

[0] T.E. Biedka, „A Method for Reducing Computations in Cyclostationarity-Exploiting Beamforming", *ICASSP95*, May 1995

[0] R. Zurmühl, S. Falk,"Matrizen und ihre Anwendungen", Springer-Verlag, 5. Auflage, S. 198 ff

Autoren

Dipl.-Ing. Richter, Andreas
Prof. Dr.-Ing. Thomä, Reiner
Dipl.-Ing. Trautwein, Uwe
Technische Universität Ilmenau, P.O.B. 100565
98684 Ilmenau
Tel.+49-3677-691160 Fax.+49-3677-691113
E-mail: andreas.richter@e-technik.tu-ilmenau.de

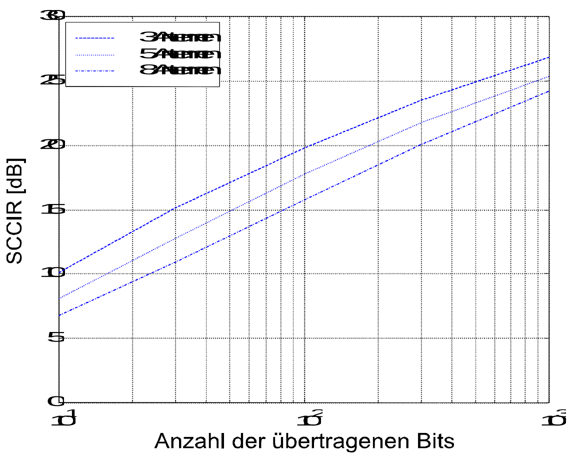

Abbildung 3: SCCIR in Abhängigkeit von der Anzahl der übertragenen Bits

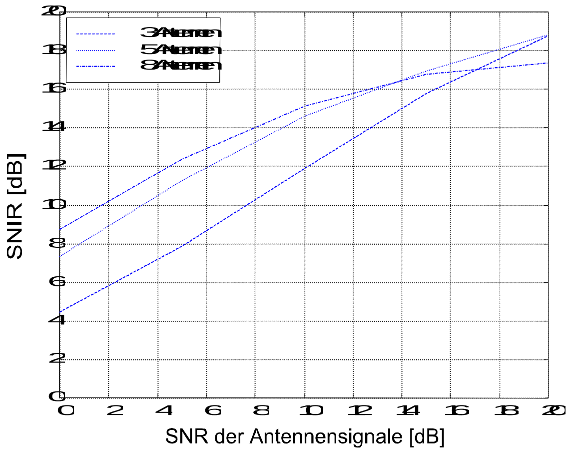

Abbildung 4: SNIR der Ausgangssignale in Abhängigkeit vom SNR der Antennensignale

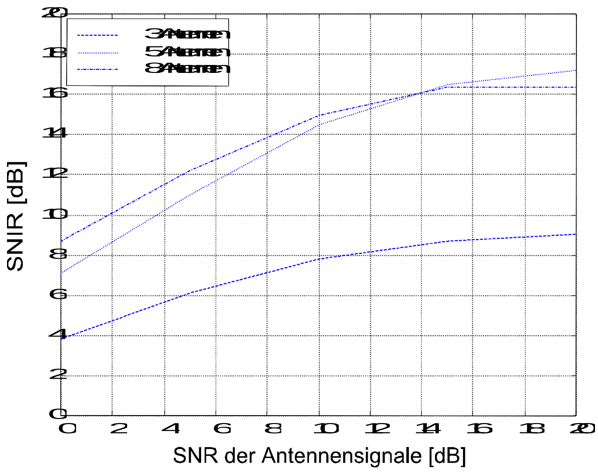

Abbildung 5: SNIR der Ausgangssignale in Abhängigkeit vom SNR der Antennensignale beim Vorhandensein von zwei komplexen Gaußschen Störsignalen (Leistung der Störer entspricht der Leistung der zu empfangenden Signale)