

# Adaptives Beamforming – Methoden zur Erhöhung der Leistungsfähigkeit von Passivsonaren

Gunnar Zindel<sup>1</sup>, Martin Meister<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Wärtsilä ELAC Nautik GmbH, 24118 Kiel, E-Mail: [gunnar.zindel@elac-wartsila.de](mailto:gunnar.zindel@elac-wartsila.de)

<sup>2</sup> Wärtsilä ELAC Nautik GmbH, 24118 Kiel, E-Mail: [martin.meister@elac-wartsila.de](mailto:martin.meister@elac-wartsila.de)

## Einleitung

Um auf Basis von Empfangshydrophonarrays eine Detektion mit einer gleichzeitigen Schätzung des Einfallswinkels des detektierten Signals durchzuführen, wird klassischerweise Delay- and Sum- Beamforming eingesetzt [1]. Durch adaptive Verfahren kann die Leistungsfähigkeit des Detektors gesteigert werden [2]. Die Nutzung adaptiver Verfahren erfordert allerdings einen deutlich größeren Rechenaufwand. Durch moderne Prozessoren mit immer größerer Rechenleistung auf kleinem Raum ist die Umsetzung von robusten und leistungsfähigen adaptiven Beamforming-Algorithmen mittlerweile auch für Sonare mit vielen Empfangskanälen und über einen weiten Frequenzbereich realisierbar.

Es wird zunächst ein verständlicher Überblick über das grundsätzliche Prinzip adaptiver Beamforming-Verfahren gegeben. Dann werden Optimierungen eines der vorgestellten Verfahren beschrieben. Zudem werden Ergebnisse in einem ausgewählten Szenario unter Nutzung der implementierten adaptiven Verfahren im Vergleich mit den Ergebnissen eines konventionellen Beamformers gezeigt.

## Adaptives Beamforming

Um die Funktionsweise adaptiver Beamformer zu beschreiben, bedarf es zumeist vieler Formeln. Darauf wird in diesem Beitrag auch aus Gründen der Kürze soweit es geht verzichtet. Für eine ausführlichere Version sei auf [8] verwiesen. Zunächst werden die Grundlagen konventionellen Beamformings erklärt und anschließend die Prinzipien zweier adaptiver Beamformingverfahren.

Die Erzeugung von Koeffizienten für konventionelle und adaptive Verfahren ist in [2] ausführlich und in [8] in kurzer Form erklärt, daher wird an dieser Stelle auf eine erneute Beschreibung verzichtet, sondern nur die Essenzen dargelegt.

Für ein beliebiges Array sind die Koeffizienten eines konventionellen Time-Delay-Beamformers einfach zu berechnen. Es muss nur der Laufwegsunterschied eines Signals aus einer bestimmten Richtung zu den einzelnen Hydrophonen kompensiert werden. Somit hängen die Koeffizienten des Beamformers vor allem von der Arraygeometrie und der Schallgeschwindigkeit ab.

Der konventionelle Beamformer geht hierbei davon aus, dass Störsignale nur in Form von unkorreliertem weißem Gaußschen Rauschen existieren. Für genau diesen Fall sind diese Beamformer auch die optimale Wahl in Bezug auf den erzielten SNR-Gewinn in einer beliebigen Richtung [2].

Wenn aber andere Bedingungen herrschen, zum Beispiel in einer Situation mit mehreren Schallquellen, erreichen diese Beamformer nicht mehr das Optimum in Bezug auf das SINR (Signal-To Interference and Noise Ratio). In diesen Fällen können andere Verfahren einen SINR-Gewinn erzielen, die die tatsächliche Schall-Situation analysieren und ihre Gewichte daraufhin anpassen, also adaptieren.

Der in der Literatur wohl meist verbreitete adaptive Beamformer ist der Minimum-Variance-Distortionless-Response (MVDR)-Beamformer, auch Capon-Beamformer genannt [3]. Die Grundidee dieses Beamformers ist es, die Antwort am Beamformerausgang zu minimieren, die durch Störsignale am Eingang generiert wird, und zwar unter der Nebenbedingung, dass Signale aus einer parametrisierbaren Richtung den Beamformer ungestört passieren dürfen. Mathematisch wird dies wie folgt ausgedrückt:

$$\min_w \quad \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}}_d \mathbf{w} \quad (1)$$

$$\text{subject to } \mathbf{w}^H \mathbf{v} = 1 \quad (2)$$

Aus Gründen der Lesbarkeit wird hier typischerweise auf die Darstellung der Abhängigkeit von Frequenz  $f$  und Steuerwinkel  $\theta$  verzichtet.  $\mathbf{w}^H$  sind hierbei die Gewichte des Beamformers und  $\mathbf{v}$  ist der array-manifold vector (AMV), er enthält die Information über Array-Geometrie und gewünschte Signalrichtung [2].  $\hat{\mathbf{R}}_d$  ist die Sample-Kovarianzmatrix, berechnet auf Basis der Störsignale, also ein Maß für die Korrelation der Störsignalanteile der einzelnen Kanalsignale untereinander.

Es ist in der Praxis nicht unbedingt möglich,  $\hat{\mathbf{R}}_d$  zu ermitteln, weil Störsignal und Nutzsignal beiderseits in den empfangenen Signalen enthalten sind. Daher gibt es noch ein zweites Verfahren, das auf einer ähnlichen Mathematik beruht, aber die Antwort des Beamformerausgangs minimiert, die durch die gesamten Signale am Eingang des Beamformers generiert wird. Es nutzt also die Kovarianzmatrix  $\hat{\mathbf{R}}$  statt  $\hat{\mathbf{R}}_d$ .

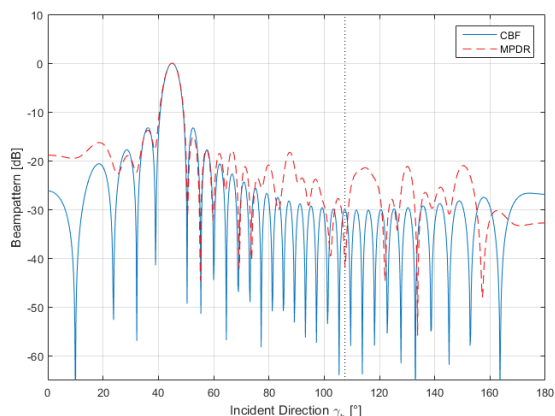
Für die Berechnung der Kovarianzmatrix  $\hat{\mathbf{R}}$  aus den Empfangssignalen gibt es verschiedene Verfahren, die in [2] detailliert beschrieben werden. Ein durch seine Effizienz weit verbreitetes Verfahren ist die Erstellung durch ein rekursives Filter erster Ordnung mit einem Vergessensfaktor  $\eta$ .

Aus (9) und (10) können die optimalen Gewichte für den Beamformer abgeleitet werden. Sie ergeben sich zu:

$$\mathbf{w}_{MPDR}^H = \frac{\mathbf{v}^H \hat{\mathbf{R}}^{-1}}{\mathbf{v}^H \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{v}} \quad (3)$$

Dieses Verfahren wird als Sample-Matrix-Inversion (SMI) bezeichnet. Weil hier die inverse Matrix bestimmt werden muss, benötigt dieses Verfahren viel Rechenleistung, erst recht für ein Array mit vielen Kanälen. Es wurden daher Verfahren erarbeitet, die das Bilden der Inversen der Kovarianzmatrix umgehen können, wie zum Beispiel RLS und LMS [2]. Sie alle haben gemeinsam, dass die Konvergenz dieser Verfahren gegen das Optimum stets langsamer verläuft als beim SMI Verfahren.

Typische Beampattern für einen MPDR Beamformer und einen CBF werden in Abbildung 1 gezeigt.



**Abbildung 1: Typische Beampattern für einen MPDR Beamformer und einen CBF. Beampattern zeigen die Antwort des Beamformers auf ein Signal in Abhängigkeit von der Einfallrichtung für den Fall eines konkreten Störsignals aus 108° und additivem unkorreliertem Gaußschen Rauschen. Beide Beamformer sind in Richtung 45° gerichtet. Der MPDR zeigt eine höhere Unterdrückung in Richtung des Störsignals als der CBF auf Kosten einer geringeren Unterdrückung in anderen Richtungen.**

Ein großes Problem für praktische Implementierungen eines adaptiven Beamformers ist die Tatsache, dass das Wissen über den tatsächlichen AMV niemals perfekt ist. Es gibt verschiedene Ursachen für Unterschiede zwischen dem angenommenen AMV und dem tatsächlichen AMV. Zum Beispiel kann der Einfallswinkel leicht variieren, die Schallgeschwindigkeit kann anders sein als angenommen und auch die Antennengeometrie kann niemals ohne Fehler bekannt sein. All das resultiert darin, dass auch das gesuchte Signal unterdrückt wird, weil es nicht zu 100% der Annahme des adaptiven Beamformers für das gesuchte Signal entspricht und somit laut Forderung aus (1) zu minimieren ist.

Diese Effekte werden in der Literatur unter dem Begriff mismatches (engl. für Fehlanpassung) behandelt. Da ein MPDR beamformer nur einen einzigen AMV als gewünschtes Signal definiert, sorgt schon die kleinste Abweichung eines Signals von diesem AMV dafür, dass dem Algorithmus erlaubt wird, dieses Signal komplett zu unterdrücken. Um das zu vermeiden wurden viele Erweiterungen zum MPDR vorgeschlagen. Zwei der populärsten sind das Diagonal Loading und der LCMP Beamformer [2]. In der Kürze dieses Artikels können diese Verfahren nicht abschließend dargelegt werden. Aber in beiden Verfahren wird letzten Endes dem

Beamformer ein gewisser Grad an Freiheit genommen, um ein robusteres Verfahren zu erzielen. Wie stark aber die Freiheit eingeschränkt werden muss, um ein praktisch sinnvolles Ergebnis zu erzielen, ist noch eine potenzielle Aufgabe zukünftiger Arbeiten.

In Sonarsystemen werden zur Überwachung Beamformer benötigt, die volle Abdeckung eines Winkelbereiches garantieren und die keine weißen Flecken zwischen zwei Beams erzeugen. CBFs erfüllen diese Forderung durch ihre festen Beampattern, ein MPDR kann das aber aufgrund der mismatches nicht leisten, da er nur einen bestimmten Winkel als Designkriterium besitzt. Auch Diagonal Loading und LCMP versprechen hier keine Abhilfe.

In [5] wird eine effiziente Realisierung eines anderen Ansatzes vorgeschlagen. Dieser Ansatz erlaubt die Definition eines Ellipsoids um einen gewünschten AMV herum, welcher dann den möglichen Bereich der Unsicherheit im AMV abdeckt, der durch Mismatch erzeugt werden kann. Diese Beamformer werden Worst-Case (WC) Beamformer genannt. Mathematisch definiert werden sie wie folgt:

$$\min_w \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{w} \quad (4)$$

$$\text{subject to } |\mathbf{w}^H \mathbf{z}| \geq 1 \quad \forall \mathbf{z} \in \varepsilon \quad (5)$$

$\varepsilon$  ist hierbei der Ellipsoid, der die mögliche Unsicherheit des ungenauen Steering Vektors  $\mathbf{z}$  abdecken soll. Der Ellipsoid ist zentriert um den zentralen AMV  $\mathbf{v}$  und ist somit definiert als:

$$\varepsilon = \{\mathbf{A}\mathbf{u} + \mathbf{v} \mid \|\mathbf{u}\| \leq 1\} \quad (6)$$

$$\mathbf{A} = \zeta \mathbf{I} \quad (7)$$

$\zeta$  ist ein Skalar, der die Größe des Ellipsoids festlegt. Die Nutzung dieser ellipsoiden Nebenbedingung ermöglicht es, neben anderen Dingen, einen Bereich von Winkeln zu definieren, die vom Beamformer nicht unterdrückt werden sollen, sondern mindestens ein Gain von 1 erhalten sollen. Das ist genau das, was für die Erstellung einer Überwachungsfunktionalität gebraucht wird und es ist somit sehr interessant für Sonarsysteme. Das finale Optimierungsproblem ergibt sich zu:

$$\min_w \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{w} \quad (8)$$

$$\text{subject to } \mathbf{w}^H \mathbf{v} \geq \zeta \|\mathbf{w}\| + 1 \quad (9)$$

Lösungen für dieses Problem wurden in mehreren Veröffentlichungen vorgeschlagen [5], [6], [7]. Der Autor A. Elnashar in [5] hat eine besonders effiziente Implementierung vorgestellt, die einen iterativen Gradientenminimierungsalgorithmus nutzt, was zum Namen Worst-Case-Iterative-Gradient (WCIG) Beamformer führt. Für eine detaillierte Beschreibung des Verfahrens sei auf [5] verwiesen. In diesem Beitrag sei nur gesagt, dass durch die iterative Realisierung keine Matrix-Invertierung und somit keine Rechenleistung mit  $O(N^3)$  benötigt wird. Dieser Umstand macht das Verfahren für die praktische Umsetzung eines robusten adaptiven Beamformers für Sonarsysteme erst interessant.

In [5] wird allerdings die Wahl des Parameters  $\zeta$  nicht in Hinblick auf seine Auswirkungen für Mismatches und die Eigenschaften des Beampattern untersucht. Dies wird nun in dem folgenden Abschnitt nachgeholt.

## Verbesserungen

Wie oben bereits vorgestellt, ist einer der Hauptvorteile des WCIG Beamformers die Definition eines Ellipsoiden von AMVs anstelle eines einzigen AMV als Designparameter. Der Parameter zur Definition der Größe des Ellipsoiden ist  $\zeta$ .  $\zeta$  erlaubt nun aber nicht direkt das Design eines Beampattern in der Winkel-Domäne sondern in Form einer mehr-dimensionalen Norm in einem Vektorraum. Für ein Sonarsystem benötigt ein Designer aber die Kontrolle in Form einzelner Parameter des Beampattern. Es wird also eine Technik benötigt, mit der ein nach definierten Kriterien optimaler Wert für  $\zeta$  gefunden werden kann. Dazu werden (5) und (6) anders interpretiert und es ergibt sich:

$$\zeta_{opt} \geq \|z - v\| \quad \forall z \in \mathcal{V}(\theta) \quad (10)$$

$\mathcal{V}(\theta)$  enthält alle AMVs die in der Hauptkeule des Beamformers enthalten sein sollen, für die also gelten soll, dass sie ein Gain größer 1 erhalten sollen. Wenn also die Norm der Differenzvektoren all dieser AMV zum zentralen Steuer-AMV kleiner ist als  $\zeta_{opt}$ , dann werden Signale aus all diesen Richtungen ein Gain von mindestens 1 erhalten. Da eine numerische Berechnung für eine unendliche Anzahl von AMV nicht möglich ist, musste eine Technik gefunden werden, die die Anzahl der Berechnungen auf eine endliche Menge begrenzt. Unsere Versuche haben gezeigt, dass es ausreicht, die Differenzvektoren in (19) für die gewünschten Grenzen des Beams zu bestimmen, um ein passenden  $\zeta_{opt}$  zu bestimmen, denn die AMV mit der größten Winkeldifferenz zum zentralen AMV erzeugen auch die größte Differenz in der Norm in (10).

Elnashar erwähnt auch schon in [5], dass der Parameter  $\zeta_{opt}$  nicht zu groß gewählt werden sollte, da dies zu numerischen Problemen führen kann. Unsere Experimente haben das bestätigt. Als Grenze wurde empirisch ermittelt, dass das Maximum dergestalt von der Anzahl der Hydrophone  $N$  abhängt, dass gelten sollte:

$$\zeta_{opt} < \sqrt{N} \quad (11)$$

Da das Beampattern bereits vor Erreichen dieses Wertes anfängt, zu degenerieren, raten die Autoren zu einem deutlichen Abstand von dieser Grenze. In der Praxis stellt dies typischerweise kein Hindernis dar.

Die zweite Grenze für die Parameterwahl ist die, dass die gewünschte Beambreite nicht größer sein darf als die 3dB-Beambreite des Arrays, die unter Nutzung eines CBF erreicht würde. Wird dies nicht eingehalten, kommt es ebenfalls zu einer Degenerierung des Beampattern. Da typische Applikationen einen Beamformer erfordern, der schmale Beams erzeugt, stellt dies üblicherweise keine Einschränkung in der Praxis dar.

Unter Nutzung der obigen Formeln und unter Einhaltung der genannten Grenzen ist es somit möglich, den Parameter  $\zeta_{opt}$

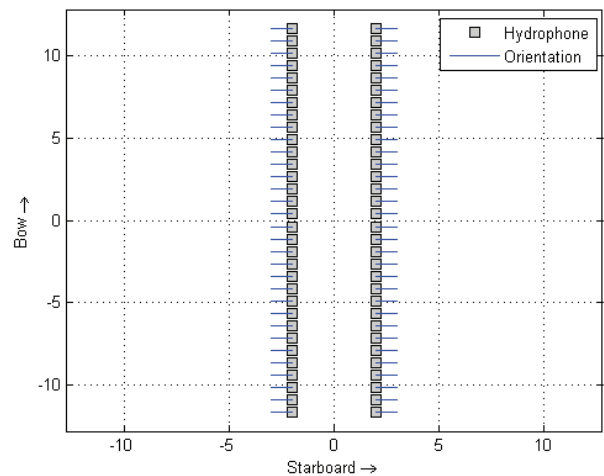
für jede Array-Geometrie, jede gewünschte Richtung und jede Frequenz zu bestimmen.

Zur Wahl der anderen Design-Parameter  $\eta$  und  $\alpha$  (siehe [5]) sei auf ausführlichere Beschreibungen in [8] verwiesen.

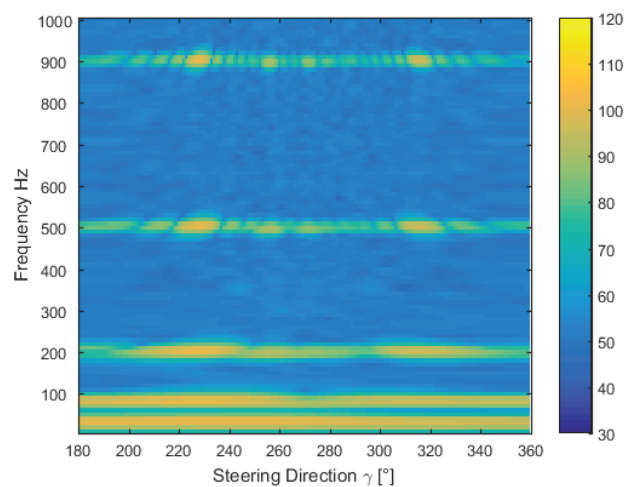
Mit den beschriebenen Verbesserungen ist der WCIG nun bereit für eine Realisierung in Software und den Vergleich mit MPDR und CBF in verschiedenen Szenarien.

## Simulationsergebnisse

Zur Analyse des Verhaltens wurden viele verschiedene typische Szenarien simuliert und mit den verschiedenen Beamformerarten und wiederum verschiedenen Parametrisierungen prozessiert. Das für die Simulationen verwendete Array ist in Abbildung 2 zu sehen.

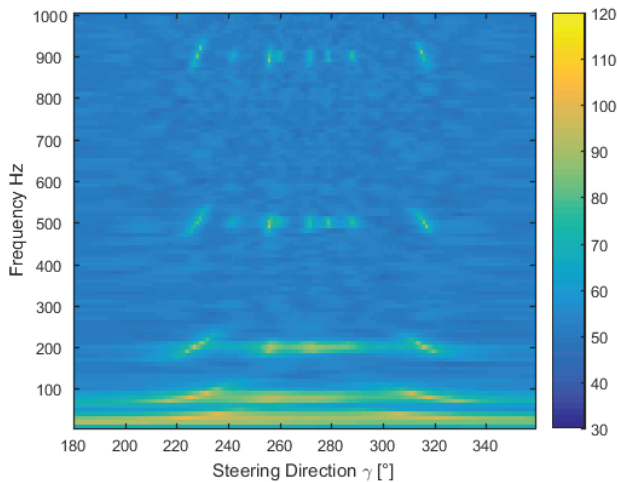


**Abbildung 2:** Für die Simulationen genutztes Hydrophonarray. Es handelt sich um zwei lineare Arrays mit je 32 Hydrophonen und einer Einzelrichtcharakteristik für jedes Hydrophon, die jeweils nach außen gerichtet ist.

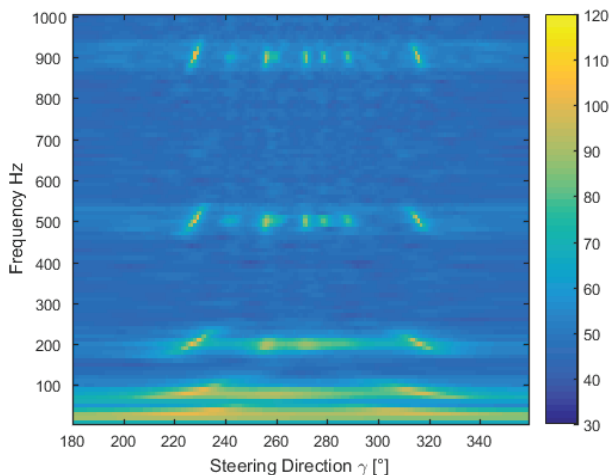


**Abbildung 3:** Beamformer-Ausgang des CBF für ein Szenario mit 8 Signalquellen (Alle an Steuerbord). Die gegenseitige Störung der Signale ist deutlich zu sehen. Es können nicht 8 Signalquellen ausgemacht werden.

Es wurde für diesen Beitrag ein Szenario ausgewählt, bei dem 8 verschiedene Signalquellen an Steuerbord positioniert sind. Jede der Schallquellen hat eine ähnliche Signatur bestehend aus konkreten Frequenzlinien.



**Abbildung 4: Beamformer-Ausgang des MPDR für ein Szenario mit 8 Signalquellen (Alle an Steuerbord). Die Erhöhung der Signaltrennung gegenüber dem CBF ist klar zu sehen. Auch zu sehen ist, dass der Signalpegel der einzelnen Quellen abgenommen hat. Das liegt am Mismatch (Winkel-Mismatch)**



**Abbildung 5: Beamformer-Ausgang des WCIG für ein Szenario mit 8 Signalquellen (Alle an Steuerbord). Es ist klar zu sehen, dass die Pegel der Signale höher sind als die beim MPDR. Der Grund hierfür ist die Robustheit des Beamformers.**

Die Simulationen zeigen, dass der WCIG und der MPDR gegenüber dem CBF deutliche Gewinne bei der Zieltrennung erwirken. Der WCIG sorgt zusätzlich dafür, dass der tatsächliche Signalpegel erhalten bleibt, was beim MPDR nicht der Fall ist, da große Signalanteile durch den Beamformer unterdrückt werden. Die Signalschärfe ist beim MPDR am stärksten ausgeprägt, was durch die minimale Beambreite zu erklären ist. Zusammengefasst zeigt dieses ausgewählte Szenario recht gut die Eigenschaften der drei Beamformerarten, wobei der WCIG eine Art Mittelweg der beiden Extreme Robustheit (CBF) und Adaptivität (MPDR)

darstellt. Für weitere Szenarien und eine detailliertere Diskussion sei auf [8] verwiesen.

## Zusammenfassung

Es wurde eine grundlegende Beschreibung adaptiver Beamformingverfahren vorgestellt. Hierbei wurde insbesondere Augenmerk auf den MPDR und den WCIG-Beamformer gelegt. Der MPDR Beamformer ist ein adaptiver Beamformer, der eine sehr gute Zieltrennung ermöglicht, aber stark unter Mismatches leidet, was zu einem potenziellen Verlust von Signalen führt. Der WCIG Beamformer ermöglicht es, Kontrolle über die Robustheit des Beamformers zu erlangen bei gleichzeitigem Erhalt der größtmöglichen Zahl der Freiheitsgrade für die Adaptivität. Es wurden Verfahren vorgestellt zur Verbesserung der praktischen Anwendbarkeit des WCIG Beamformers für Sonar-Anwendungen. Schließlich wurden Simulationen durchgeführt, die die Eigenschaften der verschiedenen Beamformer in unterschiedlichen Szenarien analysieren.

Zukünftige Arbeit wird sich auf die weitere Analyse der Robustheit der Beamformer bezüglich aller möglichen Arten von Mismatch konzentrieren wie auch auf die Auswertung realer Datensätze zusätzlich zu simulierten Szenarien. Darüber hinaus ist eine Erweiterung der Algorithmen in Prüfung, die zu einer passiven Entfernungsmessung führt.

## Literatur

- [1] R. J. Urick: Principles of underwater sound. McGraw-Hill, New York, 1983
- [2] H. L. van Trees: Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory. Wiley, New York, 2002
- [3] J. Capon: High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. Proceedings of the IEEE 1969, Vol. 57, Issue 8, pp 1408-1418
- [4] J. Li, P. Stoica: Robust Adaptive Beamforming. Wiley, New York, 2006
- [5] A. Elnashar: Efficient implementation of robust adaptive beamforming based on worst-case performance optimization. IET Signal Process., 2008, Vol. 2, No.4, pp. 381-393
- [6] S.A. Vorobyov, A.B. Gershman, Z.-Q. Luo: Robust adaptive beamforming using worst-case performance optimization: a solution to the signal mismatch problem. IEEE Trans. Signal Process., 2003, Vol. 52, No.2, pp. 313-324
- [7] S. Cui, M. Kisiailiou, Z.-Q. LUO: Robust blind multiuser detection against signature waveform mismatch based on second order cone programming. IEEE Trans. Wirel. Commun., 2005, Vol.4, No.4, pp.1285-1291
- [8] G. Zindel, A. Namenas, M. Meister: Adaptive Beamforming – High precision methods for target detection, Undersea Defense Technology 2016, Oslo, 2016