Akustische MIMO-Unterwasserkommunikation mittels Bursts

Ivor Nissen[1,2]

[1] Wehrtechnische Dienststelle für Schiffe und Marinewaffen, Maritime Technologie und Forschung, Eckernförde

[2] Lehrstuhl Technologie der Informationssysteme, Prof. Thalheim, Universität Kiel, Deutschland

Unterwasserkommunikation (UWK) muss sich aufgrund der höchst variablen Ausbreitungsbedingungen unter Wasser an unterschiedlichste akustische Kanalbedingungen anpassen. Dabei ist für autonome Kommunikationsnetzwerke die Herausforderung besonders hoch. Aufgrund der kleinen Ausmaße und Energievorräte in Floats, Gliedern, AUVs, Tauchern, bei Bodenknoten und Gatewaybojen ist bei extremen Zeit- und Doppler-Spreizungen das Signal-zu-Rauschverhältnis zu maximieren. Single-In-Multiple-Out-Ansätze (SIMO) werden bei bemannten, getauchten Plattformen bereits seit den 1960ern erfolgreich eingesetzt. Da in Kleinstsystemen Thin-Line-Hydrophonketten nicht angeschlossen werden können, wird nun ein 3er-MIMO-Ansatz (Multiple-In-Multiple-Out) in Kombination mit der Burst-Kommunikation [1] vorgestellt. Dazu wird die Theorie und die Implementation in die eigenen Sonartransponder illustriert. Hierbei sind zwei Anwendungen in Zeit und Raum interessant. Neben der simultanen Nutzung von drei Sendern und drei Hydrophonen können auch drei nacheinander gesendete Burst-Nachrichten bei einem Sender und einem Hydrophon dem Netcoding zugerechnet werden.

Hardware-Ausgangssituation

Es sind aus dem Bereich MIMO verschiedenste Kombinationen bekannt, wie eine Sequenz von Signalen mit angenommenem additivem Rauschen verlustreduziert zurücktransformiert werden kann. Die bei WLAN-Routern oder Smart-Phones allgemein genutzte MIMO-Struktur nutzt oft zwei Sender und zwei Empfänger. Hier kommt das prominente Alamouti-Schema [2] zum Einsatz. Da jedoch bei den Kommunikationsknoten unter Wasser für Detektionsaufgaben mindestens drei Hydrophone genutzt werden, um die Position von Objekten in der Projektionsebene zu schätzen (im Flachwasser wird die Wassertiefe vernachlässigt), ist der Alamouti-Ansatz nicht ausreichend.

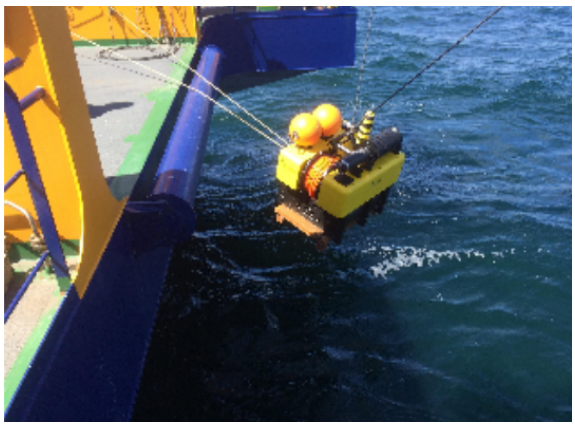

Abbildung 1: Mobiler Sonartransponder der Firma Develogic mit 3 Transducern T170 beim Ausbringen mit FS Planet.

Herleitung von Kombinierer-Matrizen

Um die Herleitung für ein 3er-MIMO vorzubereiten, werden nun die notwendigen Komponenten eingeführt.

Burst-Signal

Basierend auf der Burst-Idee [3] und der Filtered-Multi-Tone-Definition von [1] in Gleichung (3.1.3) mit einer vorgegebenene Anzahl an Trägern $N_{Carriers}$, den Frequenzen f_μ, einer Pulsformungsfunktion g und den kodierten Anwenderdaten in den komplexen Koeffizienten c_μ ergibt dann das Kommunikations-Zeitsignal zu:

$$s(t) = Re\left(\sum_{\mu=0}^{N_{Carriers}-1} c_\mu g(t) e^{2\pi i f_\mu t}\right); t \in [0, ..., T_S]$$

Bei einer rechteckigen Pulsformung liegt ein OFDM-Symbol vor. Die Signaldauer ist dann T_S. Wir gehen davon aus, dass Piloten in die Koeffizienten $c_\mu \in \mathbb{C}$ eingestreut werden (oder mittels Blind-Techniken), die eine Kanalschätzung $h \in \mathbb{C}^{N_{Carriers}}$ über die Frequenz in Form einer Transfer-Funktion erlauben. Die inverse Fourier-Transformierte dieser Transfer-Funktion ist dann die Impulsantwort des Kanals zum Zeitpunkt der Transmission. Die Nachricht wird mit diesem Ansatz also nicht in der Zeit, sondern in der Frequenz gespreizt, um Inter-Symbol-Interferenzen vorzubeugen. Durch Synchronisierung wird der Detektionszeitpunkt des Zeitsignals s (S Fourier-Transformierte von s) und dann unter Zuhilfenahme der Schätzung h die Nachricht dekodiert.

SIMO-Combiner

Gegeben seien ein Sender und $\ell \in \mathbb{N}$ Empfänger. Beim klassischen Beamforming werden Empfänger-Abstände untereinander nebst der Schallgeschwindigkeit eingerechnet, eine Synchronisation ist dann nicht notwendig. Beim Kommunikationsempfang im Modem hingegen ist aufgrund der Synchronisation keine Information über Distanzen und Schallgeschwindigkeit erforderlich; es werden die Kanalzustände h_i durch Ausnutzung der Piloten in dem Modem geschätzt. Es liegen ℓ Empfangssignale $y_i = diag(h_i)S + n_i \in \mathbb{C}^{N_{Carriers}}, i = 1 \dots \ell$ mit n_i als Rauschkomponenten an den Empfängern an. Definiert man die Kombinierer-Matrix

$$W := \frac{1}{\sum_{i=1}^{\ell} |h[i]|^2} [h_1^*, h_2^*, \dots, h_\ell^*] \text{ (Combiner)}$$

Dann liefert die Matrix-Vektormultiplikation

$$Wy = \frac{\sum_{j=1}^{\ell} h_j^* h_j S}{\sum_{i=1}^{\ell} |h[i]|^2} + \frac{\sum_{j=1}^{\ell} h_j^* n_j}{\sum_{i=1}^{\ell} |h[i]|^2} = S + \frac{\sum_{j=1}^{\ell} h_j^* n_j}{\sum_{i=1}^{\ell} |h[i]|^2},$$

wobei davon ausgegangen wird, daß bei großem ℓ der

Restterm $R := \frac{\sum_{j=1}^{\ell} h_j^* n_j}{\sum_{i=1}^{\ell} |h[i]|^2}$ verschwindend klein ist, sich damit das Signal-zu-Rauschverhältnis verbessert und die Rechnung komponentenweise durchgeführt wird.

2x2-MIMO-Combiner (Alamouti)

Bei zwei Sendern μ und ν, sendet der erste die zeitlich nacheinander folgenden Signale S_a zum Zeitpunkt t_1 und negiert konjugiert komplex $-S_b^*$ zum Zeitpunkt t_2 aus. Der zweite sendet nacheinander S_b und S_a^*. Damit werden an den zwei Empfängern α und β die Signale mit den zugehörigen gemessenen Kanalveränderungen[1] $h_{ij} \in \mathbb{C}^{N_{Carriers}}$ über die Trägerfrequenzen als

$$y_1^\alpha := h_{\mu\alpha}S_a + h_{\nu\alpha}S_b + n_1^\alpha; y_2^\alpha := h_{\mu\alpha}(-S_b^*) + h_{\nu\alpha}S_a^* + n_2^\alpha;$$

am ersten Empfänger α für die zwei Zeitpunkte, unter der Annahme, dass die Übertragungsverhältnisse annähernd gleich sind. Am zweiten Empfänger β liegt dann an:

$$y_1^\beta := h_{\mu\beta}S_a + h_{\nu\beta}S_b + n_1^\beta; y_2^\beta := h_{\mu\beta}(-S_b^*) + h_{\nu\beta}S_a^* + n_2^\beta;$$

Mit dem Alamouti-Kombinierer

$$W := \frac{\begin{bmatrix} h_{\mu\alpha}^* & h_{\nu\alpha} & h_{\mu\beta}^* & h_{\nu\beta} \\ h_{\nu\alpha}^* & -h_{\mu\alpha} & h_{\nu\beta}^* & -h_{\mu\beta} \end{bmatrix}}{|h_{\mu\alpha}|^2 + |h_{\nu\alpha}|^2 + |h_{\mu\beta}|^2 + |h_{\nu\beta}|^2}$$

liefert die Matrix-Vektormultiplikation mit $y := [y_1^\alpha, (y_2^\alpha)^*, y_1^\beta, (y_2^\beta)^*]$ die Sendesignale komponentenweise

$$Wy = \Bigg[S_a + \frac{h_{\mu\alpha}^* n_1^\alpha + h_{\nu\alpha}(n_2^\alpha)^* + h_{\mu\beta}^* n_1^\beta + h_{\nu\beta}(n_2^\beta)^*}{|h_{\mu\alpha}|^2 + |h_{\nu\alpha}|^2 + |h_{\mu\beta}|^2 + |h_{\nu\beta}|^2},$$

$$S_b + \frac{h_{\nu\alpha}^* n_1^\alpha - h_{\mu\alpha}(n_2^\alpha)^* + h_{\nu\beta}^* n_1^\beta - h_{\mu\beta}(n_2^\beta)^*}{|h_{\mu\alpha}|^2 + |h_{\nu\alpha}|^2 + |h_{\mu\beta}|^2 + |h_{\nu\beta}|^2} \Bigg]$$

bei kleineren Rauschtermen gegenüber SISO zurück.

Herleitung eines 3er-Ansatzes

Wie in der Graphik 2 zu sehen ist, haben die Wandlermittelpunkte der Senderinge beim angenommenen Frequenzband von 4-8 kHz einen Abstand von knapp $\lambda/2$ [2]. Damit können MIMO-Ansätze mit der Testplattform untersucht werden.

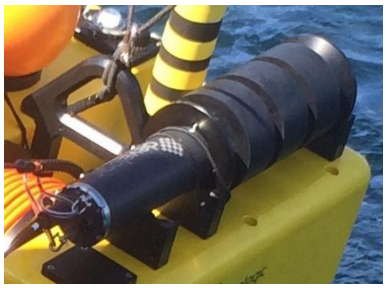

Abbildung 2: 3 Wandler T170 im Abstand von 12 cm

Mit nun drei Sendern μ, ν und τ gibt es unterschiedliche Ansätze. In der folgenden Konstellation sind die Transmissionen effizient im Modem zu detektieren und synchronisieren. So sendet der erste zeitlich nacheinander das Signal $S \in \mathbb{C}^{N_{Carriers}}$ zum Zeitpunkt t_1 und negiert $-S$ zum Zeitpunkt t_2 aus. Der zweite sendet nacheinander S^* und S^*, der dritte sendet nacheinander $-\hat{\imath}S$ und $\hat{\imath}S$, mit der imaginären Einheit $\hat{\imath}$. Damit werden an drei Empfängern α, β und γ die Signale mit den zugehörigen gemessenen Kanalveränderungen $h_{ij} \in \mathbb{C}^{N_{Carriers}}$ als

$$\begin{aligned} y_1^\alpha &:= h_{\mu\alpha}S + h_{\nu\alpha}S^* - \hat{\imath}h_{\tau\alpha}S + n_1^\alpha; \\ y_1^\beta &:= h_{\mu\beta}S + h_{\nu\beta}S^* - \hat{\imath}h_{\tau\beta}S + n_1^\beta; \\ y_1^\gamma &:= h_{\mu\gamma}S + h_{\nu\gamma}S^* - \hat{\imath}h_{\tau\gamma}S + n_1^\gamma; \\ y_2^\alpha &:= -h_{\mu\alpha}S + h_{\nu\alpha}S^* + \hat{\imath}h_{\tau\alpha}S + n_2^\alpha; \\ y_2^\beta &:= -h_{\mu\beta}S + h_{\nu\beta}S^* + \hat{\imath}h_{\tau\beta}S + n_2^\beta; \\ y_2^\gamma &:= -h_{\mu\gamma}S + h_{\nu\gamma}S^* + \hat{\imath}h_{\tau\gamma}S + n_2^\gamma \end{aligned}$$

empfangen. Mit den nun eingeführten Definitionen für jeden Träger

$$\begin{aligned} H_\alpha &:= |h_{\mu\alpha}|^2 + |h_{\nu\alpha}|^2 + |h_{\tau\alpha}|^2; \\ H_\beta &:= |h_{\mu\beta}|^2 + |h_{\nu\beta}|^2 + |h_{\tau\beta}|^2; \\ H_\gamma &:= |h_{\mu\gamma}|^2 + |h_{\nu\gamma}|^2 + |h_{\tau\gamma}|^2; \\ L_\alpha &:= (h_{\tau\alpha})^* h_{\mu\alpha} - (h_{\mu\alpha})^* h_{\tau\alpha}; \\ L_\beta &:= (h_{\tau\beta})^* h_{\mu\beta} - (h_{\mu\beta})^* h_{\tau\beta}; \\ L_\gamma &:= (h_{\tau\gamma})^* h_{\mu\gamma} - (h_{\mu\gamma})^* h_{\tau\gamma} \end{aligned}$$

kann der neue Kombinierer W (siehe Anhang) angegeben werden. Hiermit erhält man mit der Matrix-Vektormultiplikation mit $y := [y_1^\alpha, (y_2^\alpha)^*, y_1^\beta, (y_2^\beta)^*, y_1^\gamma, (y_2^\gamma)^*]$:

$$Wy = [S + Rest_1, S^* + Rest_2]$$

bei kleinen Rauschtermen (nächste Seite) die Sendesignale zurück. Dabei können die drei Doppelausstrahlungen $(S, -S), (S^*, S^*)$ und $(-\hat{\imath}S, \hat{\imath}S)$ simultan oder nacheinander gesendet werden. Damit entsteht ein Netcoding mittels Repeating in einem flutenden Netzwerk.

Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurde für die Burst-Anwendung ein 3er-Kombinierer bei drei Sendern und drei Empfängern respektive einem Sender und einem Empfänger bei einer sequenziellen Dreifach-Ausstrahlung eingeführt. Dieser Zugang erlaubt nun bei einem angenommenen additiven Rauschen eine Kombination in der Empfängerstruktur, die das Signal-zu-Rauschverhältnis maximiert. Dabei werden die Ausstrahlungskombinationen derart gewählt, daß im Modem die Detektion und Synchronisation effizient durchgeführt werden kann. Es stehen nun Seeversuche an.

Literatur

[1] IN, BURST COMMUNICATION - ONE SOLUTION FOR THE UNDERWATER INFORMATION MANAGEMENT, SHA 2015.

[2] S.M. Alamouti, A SIMPLE TRANSMITTER DIVERSITY SCEME FOR WIRELESS COMMUNICATIONS, Ieee J. Selw. Ar. Copp., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

[3] G. S. Howe, 0.R. Hinton, A. E. Adams and A. G. J. Holt, ACOUSTIC BURST TRANSMISSION OF HIGH RATE DATA THROUGH SHALLOW UNDERWATER CHANNELS, Electronics letters, 27th Februay 1992, Vol. 28 No. 5

[1] $h_{ij} := h_{TXi \to RXj}$

[2] Wellenlänge $\in [15/80, 15/80]m/(sHz) = [0.19, 0.38]m$

Anhang mit der Definition des Kombinierers:

$$W := \frac{1}{3}\begin{bmatrix} \frac{\hat{\imath}(h_{\tau\alpha})^*+(h_{\mu\alpha})^*}{H_\alpha+\hat{\imath}L_\alpha} & \frac{h_{\nu\alpha}}{H_\alpha+\hat{\imath}L_\alpha} & \frac{\hat{\imath}(h_{\tau\beta})^*+(h_{\mu\beta})^*}{H_\beta+\hat{\imath}L_\beta} & \frac{h_{\nu\beta}}{H_\beta+\hat{\imath}L_\beta} & \frac{(h_{\mu\gamma})^*+\hat{\imath}(h_{\tau\gamma})^*}{H_\gamma+\hat{\imath}L_\gamma} & \frac{h_{\nu\gamma}}{H_\gamma+\hat{\imath}L_\gamma} \\ \frac{(h_{\nu\alpha})^*}{H_\alpha+\hat{\imath}L_\alpha} & \frac{\hat{\imath}h_{\tau\alpha}-h_{\mu\alpha}}{H_\alpha+\hat{\imath}L_\alpha} & \frac{(h_{\nu\beta})^*}{H_\beta+\hat{\imath}L_\beta} & \frac{\hat{\imath}h_{\tau\beta}-h_{\mu\beta}}{H_\beta+\hat{\imath}L_\beta} & \frac{(h_{\nu\gamma})^*}{H_\gamma+\hat{\imath}L_\gamma} & \frac{-h_{\mu\gamma}+\hat{\imath}h_{\tau\gamma}}{H_\gamma+\hat{\imath}L_\gamma} \end{bmatrix}$$

ergeben sich die Restterme zu:

$$Rest_1 = \frac{1}{3}\frac{n_1^\alpha}{h_{\mu\alpha}-\hat{\imath}h_{\tau\alpha}+\frac{|h_{\nu\alpha}|^2}{(h_{\mu\alpha})^*+\hat{\imath}(h_{\tau\alpha})^*}}+\frac{1}{3}\frac{n_1^\beta}{h_{\mu\beta}-\hat{\imath}h_{\tau\beta}+\frac{|h_{\nu\beta}|^2}{(h_{\mu\beta})^*+\hat{\imath}(h_{\tau\beta})^*}}+\frac{1}{3}\frac{n_1^\gamma}{h_{\mu\gamma}-\hat{\imath}h_{\tau\gamma}+\frac{|h_{\nu\gamma}|^2}{(h_{\mu\gamma})^*+\hat{\imath}(h_{\tau\gamma})^*}}+$$

$$\frac{1}{3}\frac{h_{\nu\alpha}\left(n_2^\alpha\right)^*}{H_\alpha+\hat{\imath}L_\alpha}+\frac{1}{3}\frac{h_{\nu\beta}\left(n_2^\beta\right)^*}{H_\beta+\hat{\imath}L_\beta}+\frac{1}{3}\frac{h_{\nu\gamma}\left(n_2^\gamma\right)^*}{H_\gamma+\hat{\imath}L_\gamma}$$

und

$$Rest_2 = -\frac{1}{3}\frac{\left(n_2^\alpha\right)^*}{\left(h_{\mu\alpha}\right)^*+\hat{\imath}\left(h_{\tau\alpha}\right)^*+\frac{|h_{\nu\alpha}|^2}{h_{\mu\alpha}-\hat{\imath}h_{\tau\alpha}}}-\frac{1}{3}\frac{\left(n_2^\beta\right)^*}{\left(h_{\mu\beta}\right)^*+\hat{\imath}\left(h_{\tau\beta}\right)^*+\frac{|h_{\nu\beta}|^2}{h_{\mu\beta}-\hat{\imath}h_{\tau\beta}}}-\frac{1}{3}\frac{\left(n_2^\gamma\right)^*}{\left(h_{\mu\gamma}\right)^*+\hat{\imath}\left(h_{\tau\gamma}\right)^*+\frac{|h_{\nu\gamma}|^2}{h_{\mu\gamma}-\hat{\imath}h_{\tau\gamma}}}+$$

$$\frac{1}{3}\frac{n_1^\alpha\left(h_{\nu\alpha}\right)^*}{H_\alpha+\hat{\imath}L_\alpha}+\frac{1}{3}\frac{n_1^\beta\left(h_{\nu\beta}\right)^*}{H_\beta+\hat{\imath}L_\beta}+\frac{1}{3}\frac{n_1^\gamma\left(h_{\nu\gamma}\right)^*}{H_\gamma+\hat{\imath}L_\gamma}$$

Für Reproduktionszwecke findet sich hier der

MAPLE code:
```
MIMO3 := proc (s, h11, h12, h13, h21, h22, h23, h31, h32, h33, nn1, nn2, nn3, na1, na2, na3) local H, Hx1, Hx3, Hx2, y, L1, L2, L3, W, Wy, R1, R2, Wy2; Hx1 := abs(h11)^2 + abs(h21)^2 + abs(h31)^2; Hx3 := abs(h13)^2 + abs(h23)^2 + abs(h33)^2; Hx2 := abs(h12)^2 + abs(h32)^2 + abs(h22)^2; y := vector([h11 * s + h21 * conjugate(s) - I * h31 * s + na1, conjugate(-h11 * s + h21 * conjugate(s) + h31 * s * I + nn1), h12 * s + h22 * conjugate(s) - I * h32 * s + na2, conjugate(-h12 * s + h22 * conjugate(s) + h32 * s * I + nn2), h13 * s + h23 * conjugate(s) - I * h33 * s + na3, conjugate(-h13 * s + h23 * conjugate(s) + h33 * s * I + nn3)]); L1 := conjugate(h31) * h11 - h31 * conjugate(h11); L2 := -conjugate(h12) * h32 + conjugate(h32) * h12; L3 := -conjugate(h13) * h33 + conjugate(h33) * h13; W := 1/3 * matrix([[1/(Hx1 + L1 * I) * (conjugate(h31) * I + conjugate(h11)), h21/(Hx1 + L1 * I), 1/(Hx2 + L2 * I) * (conjugate(h32) * I + conjugate(h12)), h22/(Hx2 + L2 * I), 1/(Hx3 + L3 * I) * (conjugate(h13) + conjugate(h33) * I), h23/(Hx3 + L3 * I)], [conjugate(h21)/(Hx1 + L1 * I), 1/(Hx1 + L1 * I) * (h31 * I - h11), conjugate(h22)/(Hx2 + L2 * I), 1/(Hx2 + L2 * I) * (h32 * I - h12), conjugate(h23)/(Hx3 + L3 * I), 1/(Hx3 + L3 * I) * (-h13 + h33 * I)]]); Wy := evalm(W*y); print(evalf(evalm(Wy))); R1 := s + 1/3 * 1/(h13 - I * h33 + abs(h23)^2/(conjugate(h13) + conjugate(h33) * I)) * na3 + 1/3 * 1/(-I * h32 + h12 + abs(h22)^2/(conjugate(h32) * I + conjugate(h12))) * na2 + 1/3 * 1/(-I * h31 + h11 + abs(h21)^2/(conjugate(h31) * I + conjugate(h11))) * na1 + 1/3 * h21/(Hx1 + L1 * I) * conjugate(nn1) + 1/3 * h23/(Hx3 + L3 * I) * conjugate(nn3) + 1/3 * h22/(Hx2 + L2 * I) * conjugate(nn2); R2 := conjugate(s) + 1/3 * 1/(-conjugate(h13) - I * conjugate(h33) + abs(h23)^2/(-h13 + h33 * I)) * conjugate(nn3) - 1/3 * 1/(conjugate(h12) + conjugate(h32) * I - abs(h22)^2/(h32 * I - h12)) * conjugate(nn2) - 1/3 * 1/(conjugate(h31) * I + conjugate(h11) - abs(h21)^2/(h31 * I - h11)) * conjugate(nn1) + 1/3 * conjugate(h21)/(Hx1 + L1 * I) * na1 + 1/3 * conjugate(h23)/(Hx3 + L3 * I) * na3 + 1/3 * conjugate(h22)/(Hx2 + L2 * I) * na2; print(evalf(evalm(vector([R1, R2])))) end proc
```