パッシブソーナーの整相処理

川崎　良道

パッシブソーナーは、離れた場所の船舶等の音源が放射する音波を受信し、その信号を解析することにより、音源の存在、方位及びその特徴を捉えるものである。ここでは、パッシブソーナーの信号処理で重要な整相処理について解説する。

パッシブソーナーとは

水中では、電波は減衰が大きく、光波は海中の散乱が大きいため、水中では船舶を探知するために遠方までエネルギーが伝達する音波が用いられている[1]。パッシブソーナーは、自らは音を出さず、船舶からの音を受信し、船舶の存在、方位及びその特徴を捉えるものである。**図 1** に船舶の発する音を水中航走体からえい航されたパッシブソーナーで捉える際のイメージを示す。船舶から発生された音波は海中を伝搬し、その到来した音波をパッシブソーナーにより受信する。

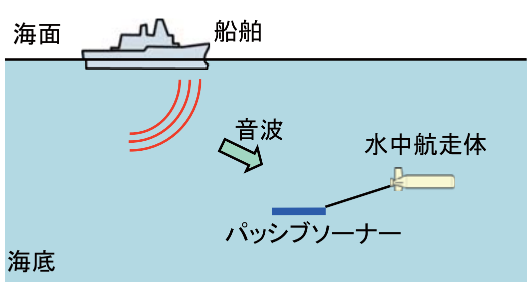

図 1　パッシブソーナーの模式図

単一の受波器を用いた場合、船舶などの音源の方位は分からないため、パッシブソーナーは、通常複数の受波器を用いた受波器アレイで構成される。受波器アレイを用いて、指向性を付与するための処理を整相処理と呼ぶ。整相処理を行うことで、所望方位からの音波は強調し、所望以外の方位からの音波を低減できることから、信号のSNR（Signal to Noise power Ratio）の改善が図れる。以下でパッシブソーナーの整相処理の概要について説明する。

従来整相処理

パッシブソーナーの整相処理は各種が用いられているが、その中でも基本的な従来整相処理から説明する。アレイの形状は、直線、円筒、球形など様々な形状のものがあるが、説明の簡単化のために直線アレイを用いることとする。直線アレイの模式図を **図 2**に示す。

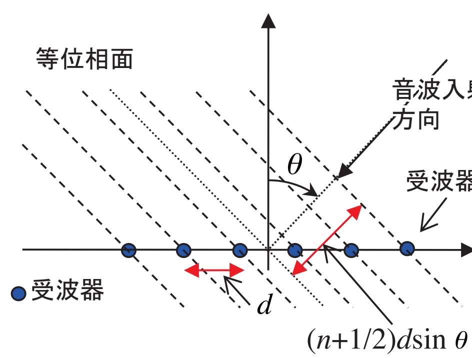

図 2　直線アレイの模式図

受波器は、等間隔で間隔はdとする。受波器の番号をnで表し、受波器数をN（偶数個）とする。到来する音波は平面波と仮定する。音波入射方向をアレイ法線に対して角度θとすると、破線で示した面は入射音波の等位相面となる。各受波器では、等位相面の差である$(n+1/2)d\sin\theta$分の位相または遅延時間があり、これを補償することで音波入射方位に最大感度を向けることができる整相処理を行う。具体的には次の通りである。n番目の受波器の複素の入力をx_n、角周波数をω、音速をcとすると次の式で示される処理を行う。

$$P_{out} = \left| \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} w_n x_n(t) e^{-i\frac{\omega}{c}\left(n+\frac{1}{2}\right)d\sin\theta_{bf}} \right|^2 \qquad (1)$$

ここで、θ_{bf}は整相方位、w_nは重み係数である。音源の周波数を1kHz、受波器間隔を波長1.5mの半分の0.75m、受波

器数Nを18、整相方位θ_{bf}=20°、重み係数を$w_n=1/N$ ($n=-N/2\cdots N/2-1$)とした時のビームパターンの計算結果を **図3**に示す。

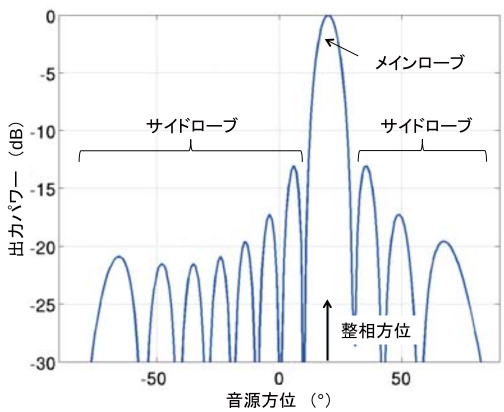

図3　ビームパターンの計算例

ビームパターンは、整相方位に整相した時に、各方位から到来する音波の出力パワーを表す。**図3**より整相方位20° 以外からの音波に対しては出力パワーが低くなることが分かる。整相方位の出力パワーが高い部分の山をメインローブ、整相方位以外の山をサイドローブと呼ぶ。サイドローブは、重み係数を調整することで、ある程度制御することができる[2]。

適応整相処理

前節で説明した従来整相処理では、整相方位以外からの到来波をサイドローブで受信するため、これが妨害音になる問題があった。また、従来整相処理では2つの近接する音源からの音波を分離する能力である分解能はビームパターンのメインローブの幅に依存する。このメインローブの幅はアレイの開口幅により決まるため、利用する受波器アレイが限定されると、従来整相処理では所望の分解能を満たさない場合があるという問題があった。これら問題点を解決する方法の1つとして、適応整相処理が用いられる。適応整相処理は様々な方法があるが、ここではMinimum Variance Distortionless Response（MVDR）法を紹介する[3),4)]。この方法は基本的な適応整相処理で、整相方位の出力は拘束して、出力パワーを最小にするように動作する。このため、所望の整相方位の感度は保ったまま、妨害音の到来方位に感度が0となるようにビームパターンを制御する。具体的には以下の処理を行う。アレイの受波器数をNとする。受波器出力をN次元のベクトル$\mathbf{x}(t)$とし、MVDRの重み係数を同様にN次元のベクトル$\mathbf{w}$とした時に、アレイ応答$y(t)$は次の式で表される。

$$y(t) = \mathbf{w}^{\dagger}\mathbf{x}(t) \tag{2}$$

ここで、†はエルミート転置である。期待値をE[・]で表すと、(2)式より出力パワーは、以下の式となる。

$$\begin{aligned} P_{out} &= \frac{1}{2}E\left[y(t)y^{*}(t)\right] \\ &= \frac{1}{2}\mathbf{w}^{\dagger}E\left[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^{\dagger}(t)\right]\mathbf{w} \\ &= \frac{1}{2}\mathbf{w}^{\dagger}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w} \end{aligned} \tag{3}$$

ここで、$\mathbf{R}_{xx}$は$N\times N$の受波器出力の共分散行列で

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^{\dagger}(t)] \tag{4}$$

である。MVDRの重み係数は、整相方位の感度は保ったまま（3）式の出力パワーを最小にすることで得られる。この拘束条件を式で表現するために、整相方位の関数であるステアリングベクトル$\mathbf{a}(\theta_{bf})$を用いる。例えば、**図2**に表される直線アレイの場合、ステアリングベクトルは、次の式で表される。

$$\mathbf{a}(\theta_{bf}) = {}^{t}\begin{bmatrix} e^{-i\frac{\omega}{c}\left(\frac{-N+1}{2}\right)d\sin\theta_{bf}} & \cdots & e^{-i\frac{\omega}{c}\left(\frac{N-1}{2}\right)d\sin\theta_{bf}} \end{bmatrix} \tag{5}$$

ただしは、${}^{t}[\cdot]$は転置行列を表す。整相方位の感度を保つための拘束条件はステアリングベクトル$\mathbf{a}(\theta_{bf})$を用いて、次の式で表される。

$$\mathbf{w}^{\dagger}\mathbf{a}(\theta_{bf}) = 1 \tag{6}$$

この拘束条件で、（3）式を最小とする重み係数$\mathbf{w}$を求める。拘束条件付きの最小化問題は、Lagrangeの未定乗数法[5)]を用いて求める場合が多い。MVDRをLagrangeの未定乗数法を用いる場合、次の式の最小値から重み係数$\mathbf{w}$を求める。

$$J = \frac{1}{2}\mathbf{w}^{\dagger}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w} + \lambda\left(\mathbf{w}^{\dagger}\mathbf{a}(\theta_{bf}) - 1\right) \tag{7}$$

ここで、λはLagrangeの未定乗数である。(7)式の**w**及びλによる微係数を計算して、その値が0となり極小値となる**w**及びλを求める。重み係数は、

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{a}(\theta_{bf})}{\mathbf{a}^{\dagger}(\theta_{bf})\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{a}(\theta_{bf})} \tag{8}$$

が得られる。決定した重み係数から得られる出力パワーは、

$$P_{out} = \frac{1}{2\mathbf{a}^{\dagger}(\theta_{bf})\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{a}(\theta_{bf})} \tag{9}$$

となる。

図4に従来整相処理と適応整相処理の能力を例証するため、 **図3**で示した受波器アレイの条件を用いシミュレーションした結果を示す。横軸は整相方位であり、**図3**で表したビームパターンの整相方位を変化させ、信号に対する応答を計算している。信号は、-60°、10°及び20°に入力している。整相方位は非常に細かく方位を変化させており、 **図4**のシミュレーションでは必ず信号が到来する方位と整相方位は一致するものがある設定にしている。

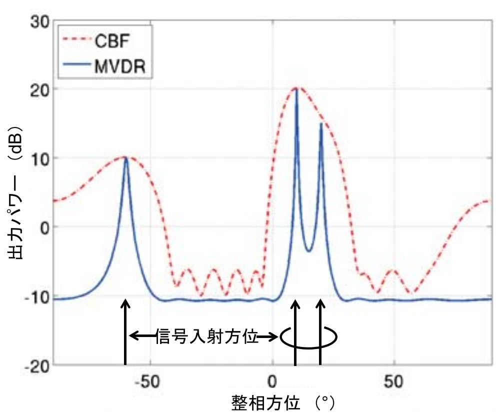

図4　従来整相処理と適応整相処理のシミュレーション例

グラフ中の一点鎖線で表したCBFはConventional BeamFormingの略で、従来整相処理を意味する。実線は適応整相処理の1種であるMVDRでの結果を表す。通常、音源方位推定はピークを検出し、その最大値から求める。-60°の信号に対しては、双方の整相処理方式とも問題なくピークを検出している。しかし、10°と20°の信号に対して、従来整相処理は1つの山になり信号を分離できないのに対して、適応整相処理は2つの信号に分離できている。さらに、信号の無い方位のサイドローブの出力も抑えられており、適応整相処理は高い能力を持つことが分かる。

適応整相処理のロバスト化

前節で述べた適応整相処理では、受波器出力の共分散行列を用いる。実観測値を用いる場合は、この共分散行列の真値を得ることは困難で、一般には観測結果の統計より求める。無限時間の観測が実現可能であれば、共分散行列の真値に漸近することが期待される。しかし、実際には船舶などの音源は運動する。このため、信号が定常状態と見做せる観測時間が不足することから、共分散行列が正則とはならなくなり、(8,9)式で用いる共分散行列の逆行列が求められない場合が生じる。また、**図4**の計算では整相方位を非常に細かくし、信号方位と一致する整相方位がある設定としたが、本来信号方位は不明である。処理上は、整相方位は全方位に対して離散的な値での計算しかできないので、整相方位と信号方位は一致しないと想定しなければならない。適応整相処理はこれらの影響を強く受けることが知られており、これらの影響を軽減するためのロバスト化の手法が提案されている[6]。ここではロバスト化の手法として、ダイアゴナルローディング、ステアリングベクトルのミスマッチを許容する方法の2例を紹介する。

(1) ダイアゴナルローディング

共分散行列が正則でない場合に、対角項に同じ値を加えることにより、共分散行列を正則化する手法である。具体的には、$\mathbf{R}_{xx}$の代わりに次式で示す共分散行列$\mathbf{R}_{DL}$を用いる。

$$\mathbf{R}_{DL} = \mathbf{R}_{xx} + \alpha\mathbf{I} \tag{10}$$

ここで、**I**は単位行列であり、αは調整係数である。$\mathbf{R}_{xx}$が正則でなく逆行列が求められない場合でも、$\mathbf{R}_{DL}$の場合は、逆行列を求めることができるので、適応整相処理の重み係数と出力を求めることができる。 **図5**に、従来整相処理とMVDR及びMVDRにダイアゴナルローディング適用したもの（MVDR+DL）の処理結果を示す。受波器アレイ、信号入射方位は **図4**と同一である。このシミュレーションでは整相方位の間隔を **図4**に比べて粗くしており、$\sin\theta_{bf}$の空間で-1から1まで0.01間隔の整相方位を用いている。一点鎖線が従来整相処理であるCBF、実線が前節で説明した適応整相処理であるMVDR、破線がMVDR+DLである。整相方位の間隔が粗いため、信号到来方位と整相方位が完全には一致しないことにより、

MVDRのみの場合は、CBFに対して出力パワーが劣化していることが分かる。これに対してMVDR+DLを適用した場合は、劣化が改善していることが分かる。

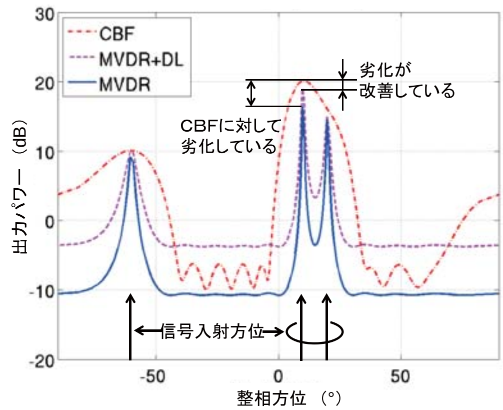

図５　適応整相処理にダイアゴナルローディングを適用した場合のシミュレーション例

(2) ステアリングベクトルのミスマッチを許容する方法

前述したとおり、処理上は整相方位は離散的な値となるので、信号到来方位と整相方位は一致しないことを考慮しなければならない。そこで、信号到来方位の真のステアリングベクトル$\mathbf{a}1(\theta_{bf})$と、想定したステアリングベクトル$\mathbf{a}(\theta_{bf})$にミスマッチδがあるとする。すなわち次の式の状態を想定する。

$$\mathbf{a}_1\left(\theta_{bf}\right) = \mathbf{a}\left(\theta_{bf}\right) + \boldsymbol{\delta} \qquad (11)$$

ただし、δのノルムはある値ε以下、

$$\left\|\boldsymbol{\delta}\right\| \le \varepsilon \qquad (12)$$

であるとする。このεの値は、ミスマッチのノルムの最大値であり、ステアリングベクトルのミスマッチの最大値の想定から設定できる。例えば、整相方位の間隔から、到来信号方位と整相方位の想定される方位の差は見積もることができる。この条件を盛り込むために MVDRを次の式で表す形に改良する。

$$\min_{\mathbf{w}} P_{out} = \min_{\mathbf{w}} \frac{1}{2} \mathbf{w}^{\dagger} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \qquad (13)$$

ただし、拘束条件は、

$$\min_{\|\boldsymbol{\delta}\| \le \varepsilon} \left| \mathbf{w}^{\dagger} \left(\mathbf{a}\left(\theta_{bf}\right) + \boldsymbol{\delta} \right) \right| \ge 1 \qquad (14)$$

である。拘束条件（14）式が不等号の拘束条件になっているのは、ミスマッチを許容する範囲の方位で感度を1に拘束するのは困難であるので、その範囲内で感度を1より下がらないようにするためである。

図 5のMVDR+DLでは出力パワーのピーク付近の幅がMVDRと比べて広がっていることから分かるようにロバスト化を行うと、適応整相処理の利点である分解能が低下する。したがって、適応整相処理のロバスト化と、適応整相処理の分解能向上にはトレードオフの関係があることに注意する必要がある。

まとめ

ここではパッシブソーナーで利用可能な整相処理について述べた。特に、適応整相処理は高分解能、妨害音の干渉軽減の点で、強力な手法である。また、共分散行列が正則でない場合、信号到来方位と整相方位の不一致により劣化が生じる場合及びその他ミスマッチがある場合に生じる適応整相処理の劣化を改善する方法として、ロバスト化は重要である。適応整相は様々な手法が開発されている。現在まで用いられている方式については、適応整相自体は文献3,4)に、適応整相のロバスト化については文献6)に詳細に記載されている。興味のある読者はこれらを参照されたい。◆◆

■参考文献

1）海洋音響学会編、海洋音響の基礎と応用、初版、P27、2004、成山堂書店

2）F. J. Harris、“On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform”、Proc. IEEE、66、1、51、1978

3）H. L. Van Trees、Optimum Array Processing、2002、John Wiley & Sons

4）菊間信良、アレーアンテナによる適応信号処理、初版、1998、科学技術出版

5）ASNOP研究会編、非線形最適化プログラミング、初版、1991、日刊工業新聞社

6）Jian Li & Petre Stoica、Robust Adaptive Beamforming、1st ed.、2006、John Wiley & Sons

●筆者紹介

川崎良道：Ryodo Kawasaki. 社会システム事業本部 ディフェンスシステム事業部 研究開発部