

# 再帰型数値フィルタを用いた多方向不規則波のシミュレーション

小林 智 尚\*

## 1. はじめに

現在、様々な室内実験に多方向造波装置が頻繁に用いられるようになってきている。また数値計算においても多方向不規則波のモデルなどが提案されるようになってきている。これら室内実験や数値計算において沖波の多方向不規則波信号を発生させるために、その簡便さから、一般にシングル・サメイション法またはダブル・サメイション法が適用されている。しかしこれらの方法では一つの波形信号を得るためにも膨大な級数計算を行わなければならない、計算速度の低下の原因となっている。さらにこれらの手法ではそれぞれの成分波の位相が相対的に固定されているので phase locking 現象が生じ、そのために再現された波動場にエルゴード性がなくなってしまう (Miles *et al.*, 1987; Jeffery, 1987)。

これに対して、数値フィルタをもちいた多方向不規則波信号生成方法では、このフィルタの入力信号として用いる乱数列の性質によって、生成された波動場にある程度のエルゴード性を再現することができる。ここで数値フィルタには非再帰型数値フィルタと再帰型数値フィルタとがあるが、再帰型数値フィルタは非再帰型数値フィルタに比べて波形信号を計算するための係数ははるかに少なく、計算速度は極めて速い。したがって、再帰型数値フィルタを用いた不規則波信号発生方法は計算速度および再現された波動場のエルゴード性の点から極めて有効な手法である。

このように再帰型数値フィルタを用いた不規則波信号発生方法は様々な長所を有しているにも関わらず、現在ほとんど使われていない。それはこの再帰型数値フィルタの係数を決定するというフィルタの設計が難しく、この設計が不十分であった場合には目的のスペクトルを有する波形信号が得られないばかりではなく、この波形信号が発散してしまうことが多いからである。

本研究では様々な長所を備えた再帰型数値フィルタを設計するための手法を示し、この設計手法の有用性を明らかにする。

## 2. 再帰型数値フィルタ設計の理論

多方向不規則波信号発生のための再帰型数値フィルタ設計理論は小林 (1992) が単方向不規則波信号用の数値フィルタを設計した理論を多方向に拡張したものである。

### (1) 目的の出力波形信号

ここでは多方向不規則造波装置のそれぞれの造波板で発生させる波形に対応する信号の特性を決定する。この波形信号の特性はダブル・サメイション法と同様の方法により決定する。いま、座標  $x$  の点における時刻  $t$  での水面変動  $\eta_x(t)$  を次のように表す。

$$\eta_x(t) = \Re \left[ \sum_j \sum_i \sqrt{2D(f_i, \theta_j)} S(f_i) \Delta f \Delta \theta \cdot \exp\{i(kx - 2\pi ft + \varepsilon_{f_i \theta_j})\} \right] \dots\dots\dots (1)$$

$$= \Re \left[ \sum_j Y_f(f_j) \exp(-i2\pi ft) \right] \dots\dots\dots (2)$$

ここで  $\Re$  は複素数の実数部を、また  $\mathbf{k}$  は波数ベクトル  $\mathbf{k} = (k \cos \theta, k \sin \theta)$  を示している。  $f_i$  および  $\theta_j$  はそれぞれ  $i$  または  $j$  の成分波の周波数と波向を表している。  $\varepsilon_{f_i \theta_j}$  は個々の成分波の初期位相角である。また  $D(f, \theta)$  と  $S(f)$  は多方向不規則波の方向関数とスペクトル密度関数である。  $Y_f(f_j)$  は位置  $x$  における周波数  $f_j$  を有する成分波の複素振幅特性あるいは複素周波数特性であり、式 (1), (2) より次のように表される。

$$Y_f(f_j) = \sum_j \sqrt{2D(f_j, \theta_j)} S(f_j) \Delta f \Delta \theta \cdot \exp\{i(\mathbf{k} \cdot \mathbf{x} + \varepsilon_{f_j \theta_j})\} \dots\dots\dots (3)$$

これよりそれぞれの地点  $x$  での波形信号を出力するには、式 (3) で表される複素周波数特性  $Y_f(f_j)$  を有する信号を出力する再帰型数値フィルタをそれぞれの地点について設計すればよい。

### (2) 再帰型数値フィルタ設計の理論

本研究では複数の再帰型数値フィルタによって構成される多方向不規則波信号発生のためのシステムの構成を図-1 とした。この構成は1つの乱数列を個々の地点に対応する複数の再帰型数値フィルタに同時に入力しそれぞれの地点での水面形変動の信号を出力するようになって

\* 正会員 工修 東京理科大学助手 理工学部土木工学科

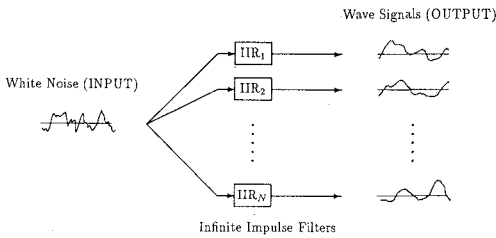


図-1 多方向不規則波信号発生システムの構成

ている。したがって先に述べたそれぞれの地点  $x$  での波形信号の複素周波数特性  $Y_f(f)$  が決定されれば、それぞれの地点での再帰型数値フィルタは個別に設計することができる。そこでここでは1つの再帰型数値フィルタの設計の理論について述べる。

数値フィルタを用いて不規則波信号を発生する手法では、乱数列を数値フィルタによって目的のスペクトルを有する波形信号に変換する。すなわち、乱数列の持つスペクトル  $X_f(f)$  と目的の波形信号のスペクトル  $Y_f(f)$  に対して、

$$Y_f(f) = G_f(f) \cdot X_f(f) \quad \dots\dots\dots (4)$$

で示される伝達関数  $G_f(f)$  を有する数値フィルタを設計すればよい。ここで  $Y_f(f)$  は振幅と位相の情報を含んだ複素数であるので、 $G_f(f)$  も複素数となる。

本研究で用いる再帰型数値フィルタの構造を図-2に示す。 $x(t), y(t), w(t)$  はそれぞれ入力信号、出力信号および媒介信号であり、それぞれの信号の周波数特性は  $X_f(f), Y_f(f), W_f(f)$  である。図中にはこれらの信号を離散化したものが用いられており、 $x[n], y[n], w[n]$  はそれぞれ  $x(t_0 + n\Delta t), y(t_0 + n\Delta t), w(t_0 + n\Delta t)$  に対応している。 $\Delta t$  はサンプリング間隔を示している。また  $a_m$  および  $b_l$  はこの数値フィルタの係数である。この図-2より

$$w[n] = x[n] + \sum_{m=1}^M a_m w[n-m] \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$y[n] = \sum_{l=0}^L b_l w[n-l] \quad \dots\dots\dots (6)$$

これらの式に次式で示される  $z$  変換を適用する。

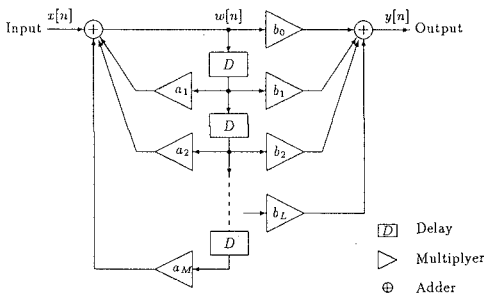


図-2 再帰型数値フィルタの構造

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x[n]z^{-n} \quad \dots\dots\dots (7)$$

ここで  $z = \exp(i\omega)$ 、また  $\omega = 2\pi f\Delta t$  である。この  $z$  変換は  $x[n]$  と  $x[n-1]$  をそれぞれ  $X(z), z^{-1}X(z)$  に変換する。したがって式 (5)、(6) は次の様に変換される。

$$W(z) = X(z) + \sum_{m=1}^M a_m z^{-m} W(z) \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$Y(z) = \sum_{l=0}^L b_l z^{-l} W(z) \quad \dots\dots\dots (9)$$

ここで  $X(z), Y(z), W(z)$  はそれぞれ  $x[n], y[n], w[n]$  を  $z$  変換したものである。

図-2で表される再帰型数値フィルタの伝達関数  $H(z)$  は入力信号  $X(z)$  と出力信号  $Y(z)$  との比で表される。したがってこの  $H(z)$  は

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = b_0 z^{M-L} \cdot \frac{z^L + (b_1/b_0)z^{L-1} + \dots + (b_{L-1}/b_0)z + (b_L/b_0)}{z^M + (-a_1)z^{M-1} + \dots + (-a_{M-1})z + (-a_M)} \quad \dots\dots\dots (10)$$

と表される。この式は一般に

$$H(z) = b_0 z^{M-L} \frac{\prod_j (z - u_j) \prod_l (z^2 + \alpha_l z + \beta_l)}{\prod_k (z - v_k) \prod_m (z^2 + \gamma_m z + \delta_m)} \quad \dots\dots (11)$$

と因数分解できる。ここで  $\alpha_l, \beta_l, \gamma_m, \delta_m$  は実数の係数である。ここでは式 (11) 中の二次の項にのみ着目する。したがってここでは式 (10) が次のように因数分解できると仮定する。

$$H(z) = b_0 z^{L-M} \frac{\prod_{l=1}^{L/2} (z^2 + \alpha_l z + \beta_l)}{\prod_{m=1}^{M/2} (z^2 + \gamma_m z + \delta_m)} \quad \dots\dots\dots (12)$$

この式をさらに分解する。

$$H(z) = b_0 z^{L-M} \frac{\prod_{l=1}^{L/2} (z - q_l)(z - q_l^*)}{\prod_{m=1}^{M/2} (z - p_m)(z - p_m^*)} = b_0 z^{L-M} \frac{\prod_{l=1}^{L/2} (z - r_l e^{i\omega_l})(z - r_l e^{-i\omega_l})}{\prod_{m=1}^{M/2} (z - r_m e^{i\omega_m})(z - r_m e^{-i\omega_m})} \quad \dots\dots (13)$$

ここで  $q_l$  と  $q_l^*$  あるいは  $p_m$  と  $p_m^*$  は共役の関係にある複素数係数である。また  $r_l$  と  $r_m$ 、および  $\omega_l$  と  $\omega_m$  はそれぞれ  $z$  変換後の座標系における絶対値と偏角を示す。

ここで  $r_m e^{i\omega_m}$  と  $r_m e^{-i\omega_m}$ 、および  $r_l e^{i\omega_l}$  と  $r_l e^{-i\omega_l}$  は極あるいはゼロ点と呼ばれる。本研究では小林 (1992) が示した単方向不規則波を対象とした再帰型数値フィルタの設計と同様、これらの極やゼロ点を適宜  $z$  平面上に配置することにより目的の数値フィルタを設計する。

しかし、実際にはこの極やゼロ点の配置は設計される

再帰型数値フィルタの周波数特性  $H(z)$  に対して強い非線形性を示す。したがって本研究ではこの数値フィルタの周波数特性  $H(z)$  を目的としている再帰型数値フィルタの周波数特性  $G(z)$  に収束させた。ここでは収束に必要な、目的関数との差  $e$  を次のように算定した。

$$e = (W \cdot s) \cdot (W \cdot s)^T = \sum_{k=1}^{2K} s_k^2 \dots \dots \dots (14)$$

ここで  $^T$  は転置行列を示している。また  $s$  は誤差ベクトルであり、その要素  $s_k$  は次のように表される。

$$s_k = \begin{cases} \Re(\log H(z_k) - \log G(z_k)) & 1 \leq k \leq K \\ \Im(\log H(z_{k-K}) - \log G(z_{k-K})) & K+1 \leq k \leq 2K \\ \dots \dots \dots \end{cases} \dots \dots \dots (15)$$

ここで  $z_k$  は  $G(z)$  と  $H(z)$  の整合性を確認するために用いた変数で、 $z$  平面上では絶対値  $|z_k|$  が 1 で任意の偏角を有している。 $\Re$  は複素数の虚数部を示している。さらに  $W$  は重みマトリックスであり、本研究ではこの要素  $W_{ij}$  を次のように定義している。

$$W_{ij} = \begin{cases} 0 & i \neq j \\ \frac{1}{s_{k,\max}} & i = j \leq K \\ \frac{1}{\pi} & i = j > K \end{cases} \dots \dots \dots (16)$$

ここで  $s_{k,\max}$  は  $|s_k|_{k=1,\dots,K}$  の最大値である。

式 (14) 中の差  $e$  を 0 に収束するために本研究では Gauss-Newton を用いた。ここで  $e$  はパラメータ  $\mathbf{p} = \{b_0, r_l |_{l=1}, \omega_l |_{l=1}, \dots, r_l |_{l=L/2}, \omega_l |_{l=L/2}, r_m |_{m=1}, \omega_m |_{m=1}, \dots, r_m |_{m=M/2}, \omega_m |_{m=M/2}\}^T$  の関数である。したがって  $e(\mathbf{p})$  を最小にするパラメータ  $\mathbf{p}$  の値を決定すればよい。収束計算の各段階における  $\mathbf{p}$  は

$$\mathbf{p}_{n+1} = \mathbf{p}_n + \mathbf{e}_n \dots \dots \dots (17)$$

と表される。ここで  $\mathbf{p}_n$  および  $\mathbf{p}_{n+1}$  はそれぞれ収束計算における  $n$  ステップと  $n+1$  ステップでの  $\mathbf{p}$  の値である。また  $\mathbf{e}_n$  は修正ベクトルを示している。この修正ベクトル  $\mathbf{e}_n$  は

$$\mathbf{e}_n = - \left[ \frac{\partial^2 e(\mathbf{p}_n)}{\partial \mathbf{p}_n^2} \right]^{-1} \frac{\partial e(\mathbf{p}_n)}{\partial \mathbf{p}_n} \dots \dots \dots (18)$$

より求められる。この式 (18) に式 (14) を代入し、2 次以上の項を無視すると式 (18) は次のように表される。

$$\mathbf{e}_n = - (A^T W A)^{-1} A^T W \mathbf{s} \dots \dots \dots (19)$$

ここでマトリックス  $A$  の各要素は  $A_{kj} = \partial s_k / \partial p_j |_{p=\mathbf{p}_n}$  である。

### 3. 再帰型数値フィルタの設計手順

前節では多方向不規則波信号生成のための再帰型数値フィルタの設計理論について述べた。この理論に従えば再帰型フィルタが設計できるはずである。しかしこの再帰型数値フィルタは設計において非常に強い非線形性を

示す。そこで本研究ではこの再帰型数値フィルタを設計するにあたって、まず周波数特性のみに着目してこの数値フィルタの各パラメータの最適値を求め、それから位相特性も含めてこれらのパラメータの値が最適値となるよう修正した。ここでは実際に再帰型数値フィルタを設計するために本研究で用いた手順を示す。

まず式 (1) および式 (3) 中の各成分波の初期位相角  $\epsilon_{f_i \theta_i}$  を、周波数ごとの平均値  $\bar{\epsilon}_{f_i}$  とそれからの変動成分  $\epsilon'_{f_i \theta_i}$  の 2 つの項に分解した。すなわち  $\epsilon_{f_i \theta_i} = \bar{\epsilon}_{f_i} + \epsilon'_{f_i \theta_i}$  と分解して、 $\bar{\epsilon}_{f_i}$  と  $\epsilon'_{f_i \theta_i}$  を個別に決定し、それらの値から  $\epsilon_{f_i \theta_i}$  を求めることとした。

次に、以下に示す各パラメータを決定した。方向スペクトルを表すための周波数スペクトル  $S(f)$  と方向関数  $D(f, \theta)$  の標準形、およびそれぞれの標準形に用いられている諸パラメータの値を決定した。初期位相角の変動成分  $\epsilon'_{f_i \theta_i}$  を乱数を用いて決定した。このとき初期位相角の周波数ごとの平均値  $\bar{\epsilon}_{f_i}$  は仮にゼロとしてした。この  $\bar{\epsilon}_{f_i}$  は後に改めて決定する。この段階で再帰型数値フィルタの設計に用いる極とゼロ点の個数  $M, L$  も決定する。この極とゼロ点の個数  $M, L$  は式 (12) から明らかなように伝達関数  $H(z)$  の位相特性に大きな影響を及ぼす。したがって、極とゼロ点の個数  $M, L$  は収束計算前に決定しておく必要がある。

以上の決定されたパラメータを用いて式 (3) から出力信号の複素振幅特性  $Y_c(f_i)$  を決定する。

次に多方向不規則波信号を発生させる地点での再帰型数値フィルタを小林 (1992) によって示された単方向不規則波信号発生のための再帰型数値フィルタの設計法にしたがって設計する。このとき出力信号の周波数特性にはその絶対値のみを必要としているのでここでは先に求めた複素周波数特性の絶対値  $|Y_c(f_i)|$  を用いる。

以上で設計されたそれぞれの多方向不規則波信号発生地点での再帰型数値フィルタの周波数特性から初期位相角の周波数ごとの平均値  $\bar{\epsilon}_{f_i}$  を決定する。この初期位相角の平均値  $\bar{\epsilon}_{f_i}$  を決定するにあたってまず、前段階まで与えられた各地点での再帰型数値フィルタの出力信号特性  $Y_c(f_i)$  を求める。そしてこの出力信号特性  $Y_c(f_i)$  から位相特性  $\arg(Y_c(f_i))$  を求める。ここで  $\arg(\ )$  は複素数の位相角を示す。この位相角より初期位相角の平均値  $\bar{\epsilon}_{f_i}$  を求める。ここでは前段階までこの初期位相角の平均値を仮に  $\bar{\epsilon}_{f_i} = 0$  としているので

$$\bar{\epsilon}_{f_i} = \frac{1}{N} \sum \arg(Y_c(f_i)) \dots \dots \dots (20)$$

より新たな  $\bar{\epsilon}_{f_i}$  が決定できる。ここで  $N$  は多方向不規則波信号を発生させる地点  $x$  の数である。この初期位相角の周波数ごとの平均値  $\bar{\epsilon}_{f_i}$  が新たに求まったので、これを用いて式 (3) より再度出力信号の振幅特性  $Y_c(f_i)$  を

求める。このときにも先にも述べたように初期位相角  $\epsilon_{f_i\theta_j}$  は  $\epsilon_{f_i\theta_j} = \bar{\epsilon}_{f_i} + \epsilon'_{f_i\theta_j}$  より求める。

最後に前節で示した理論にしたがって、多方向不規則波信号発生のための再帰型数値フィルタを設計する。このとき極およびゼロ点の初期位置には前段階までもとめられている単方向不規則信号発生のための再帰型数値フィルタとして求められた極とゼロ点の位置を用いる。

以上の設計にしたがって本研究では多方向不規則波信号発生のための再帰型数値フィルタの設計を行った。

4. 多方向不規則波信号生成への適用

前節までで示した再帰型数値フィルタの設計方法を用いてここでは実際に数値フィルタを設計し、多方向不規則波信号の生成を行う。

対象とする多方向不規則波動場の周波数スペクトル  $S(f)$  と方向関数  $D(f, \theta)$  はそれぞれ Bretschneider-光易型のスペクトルと光易型の方向関数を用いた。これらのスペクトルと方向関数は次のように表されている。

$$S(f) = 0.257 H_{1/3}^2 T_{1/3} (T_{1/3} f)^{-5} \cdot \exp[-1.03 (T_{1/3} f)^4] \dots\dots\dots (21)$$

$$D(f, \theta) = D_0 \cos^{2s} \left( \frac{\theta - \theta_0}{2} \right) \dots\dots\dots (22)$$

$$D_0 = \int_{-\pi}^{\pi} \cos^{2s} \left( \frac{\theta}{2} \right) d\theta$$

$$s = \begin{cases} S_{\max} \cdot (f/f_p)^5 & f \leq f_p \\ S_{\max} \cdot (f/f_p)^{-2.5} & f \geq f_p \end{cases}$$

$$f_p = 1 / (1.05 T_{1/3})$$

ここで、 $T_{1/3}$ ,  $H_{1/3}$ ,  $\theta_0$ ,  $S_{\max}$  はそれぞれ有義波周期, 有義波高, 主波向, 方向集中度パラメータを示している。これらのスペクトルと方向関数より多方向不規則波信号を求める任意の地点  $x$  での出力信号の周波数特性  $Y_r(f)$  は式(3)より求められる。

また、再帰型数値フィルタに入力する信号としてここではコンピュータで発生が容易な  $[-0.5; 0.5]$  の範囲の一樣乱数列を用いた。この乱数列  $x[n]$  の平均値  $\bar{x}$  は 0, 分散  $\sigma^2$  は  $1/12$  である。したがってこの乱数列の周波数特性  $X_r(f)$  は

$$\frac{1}{2} \langle X_r(f) \cdot X_r^*(f) \rangle = \begin{cases} 2\Delta t \sigma^2 & (0 < f \leq \frac{1}{2\Delta t}) \\ 0 & (f > \frac{1}{2\Delta t}) \end{cases} \dots\dots\dots (23)$$

である。ここで  $\langle \rangle$  はアンサンブル平均を示す。

以上の入力信号と出力信号の周波数特性  $X_r(f)$ ,  $Y_r(f)$  より再帰型数値フィルタの周波数特性  $G_r(f)$  が式(4)より求められる。これらを用いて前節の設計手法より実際の再帰型数値フィルタを設計した。

ここでは有義波高  $H_{1/3}$ , 方向集中度パラメータ  $S_{\max}$  が

それぞれ 1.0, 10 の風波を対象とした場合について示す。また有義波周期  $T_{1/3}$  とデータのサンプル間隔  $\Delta t$  との比  $T_{1/3}/\Delta t$  は 5.0 とした。多方向不規則波信号を求める地点は  $(x, y) = (0.0 \text{ m}, -0.2 \text{ m}), (0.0 \text{ m}, 0.0 \text{ m}), (0.0 \text{ m}, 0.2 \text{ m})$  の 3 点とし、これらの地点での水深は十分大きいものとした。そしてこれらの地点の再帰型数値フィルタより出力された水面波形信号から最尤法により方向スペクトルを算定し、これを目的の方向スペクトルと比較することにより、この数値フィルタの再現した多方向不規則波動場の特性を評価した。

以上の条件での目的の方向スペクトル分布を図-3 に示す。図中の横軸および縦軸はそれぞれ主波向を基準とした方向角  $\theta - \theta_0$  および有義波高で無次元化した周波数  $f \cdot T_{1/3}$  であり、等値線は方向スペクトルの対数  $\log_{10} \{D(f, \theta) \cdot S(f)\}$  を示している。

各地点での再帰型数値フィルタに用いた極とゼロ点の数  $M, L$  はそれぞれ 12 および 10 とした。この再帰型数値フィルタによって再生された多方向不規則波動場はその方向スペクトルは時間とともに大きく変化している。こ

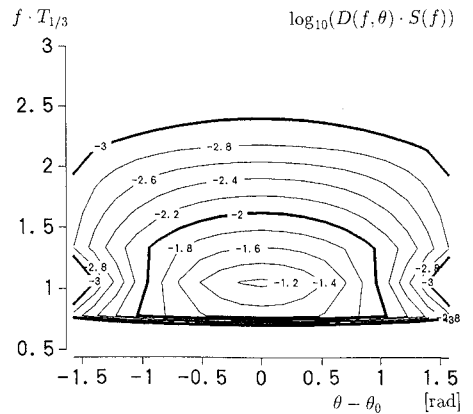


図-3 目的の方向スペクトル分布

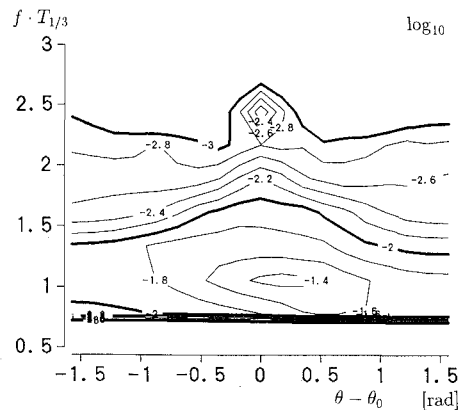


図-4 再帰型数値フィルタによって再現された波動場の平均化された方向スペクトル分布

の波動場の平均された方向スペクトルを図-4に示す。図中の縦軸や横軸また等値線の値は図-3のものと同じである。図-3と図-4を比較すると図-3にはない高周波帯での小さなスペクトルの強い部分が図-4において $f \cdot T_{1/3} \approx 2.5$ の主波向 $\theta - \theta_0 = 0.0$ 付近で現れているのがわかる。また、この再帰型数値フィルタによって再現された多方向不規則波動場の方向スペクトルは波の集中度がやや小さくなっているもののスペクトル強度は目的の方向スペクトルを比較的良好に再現している。

この高周波帯で局所的にスペクトルが強くなることは他の場合でも時々認められた。これは再帰型数値フィルタがやや不安定となっていることを示しており、高周波帯で出力信号が振動していることを示している。このように再帰型数値フィルタが不安定になる要因にはこの数値フィルタの項数あるいは極やゼロ点の数が多くなることがあげられる。再帰型数値フィルタの出力信号特性を改善するためにはこの数値フィルタの項数を増やす必要がある。しかし一般に再帰型数値フィルタは項数が多くなると不安定になりやすくなる。したがって再帰型数値フィルタを設計するにあたってこの数値フィルタの最適な項数あるいは最適な極やゼロ点の数を見出す必要がある。

また、図-4に見られるような方向集中度の低下は他のほとんどの場合について認められた。これは各地点での再帰型数値フィルタへの入力信号のわずかな変動によって出力信号が独立に変動しているためである。各地点それぞれの再帰型数値フィルタの出力信号は変動があっても時間平均してしまえばその変動の成分はなくなり、かなりよい精度で目的としている出力信号の周波数特性 $Y_f(f)$ を再現している。しかし多方向不規則波動場の場合には複数の再帰型数値フィルタの出力信号の組み合わせとして波動場を再現しているため、それぞれの再帰型数値フィルタの出力信号の個別的な変動はこれらの出力信号を組み合わせると再現される波動場の方向集中度の低下の原因となる。このような理由から一般に再帰型数値フィルタを用いて多方向不規則波動場を再現する手法では再現された波動場の波の方向集中度が低下してしまう。

再帰型数値フィルタを用いて再現した多方向不規則波動場では時間ごとに方向スペクトルが大きく変動していた。図-5に、平均化された方向スペクトル図-4とともに得られた時間ごとの方向スペクトルの値の分散を示す。図中の等値線は対数で表された各時間での方向スペクトルの値の分散を示している。この図よりほぼすべての範囲で方向スペクトルが大きく変動していることがわかる。このような変動が再現された多方向不規則波動場の波の方向集中度の低下の原因となっていると考えられる。また、現地波浪場が有するエルゴード性についても、

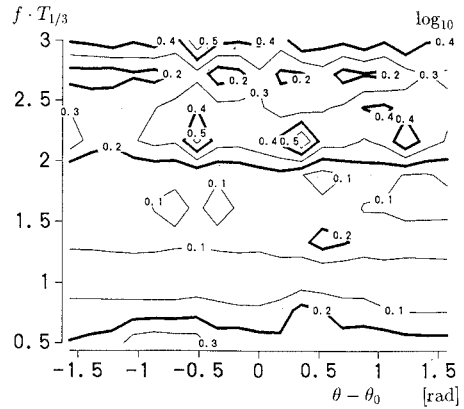


図-5 再現された多方向不規則波動場の時間ごとの方向スペクトルの値の分散

それぞれの地点での再帰型数値フィルタの出力信号の周波数特性 $Y_f(f)$ を式(2), (3)に示すように決定しているために完全にエルゴード性を再現してはいないものの、図-5で見られる方向スペクトルの大きな変動の様子からこのエルゴード性がある程度再現されていると推測される。

## 5. おわりに

本研究では多方向不規則波信号の生成するための再帰型数値フィルタを持ちいた手法について述べ、この数値フィルタの設計方法を示した。この再帰型数値フィルタを用いた手法は他の手法に比べて多方向不規則波信号演算の速度が極めて速く、また phase locking 現象がほとんど無いので極めて有効な手法であるが、しかしこの再帰型数値フィルタの設計は難しく、またフィルタの出力信号が発散する危険性もある。ここでは極とゼロ点を用いて目的の再帰型数値フィルタを設計する手法を示した。そしてこの数値フィルタを用いた多方向不規則波動場の信号の生成を行った。生成された多方向不規則波動場は目的の波動場の特性に比べて波の方向集中度がやや小さくなる傾向が見られた。また高周波域でややスペクトル強度の大きい領域が存在することがあった。このような問題点があるもののある程度エルゴード性を有するおおむね目的の波動場を再現する多方向不規則波動場が再帰型数値フィルタにより得られた。

## 参考文献

- 小林智尚 (1992): 再帰型数値フィルタを用いた不規則波のシミュレーション, 海岸工学論文集, 第39巻, pp. 96-100.
- Jeffery, E. R. (1987): Directional seas should be ergodic, *Jour. of Applied Ocean Res.*, Vol. 9, pp. 209-235.
- Miles, M. D. and E. R. Funke (1987): A comparison of methods for synthesis of directional seas, *Proc. 6th International Offshore Mech. and Arctic Engng.*, pp. 247-255.