

線形 FM パルス圧縮フィルタの水中音響信号処理システムへの応用

有村信夫*・山田一成*

An Application of Linear FM Pulse Compression Filter for an Acoustics Signal Processing System in Under Water

By
Nobuo ARIMURA and Kazunari YAMADA

Abstract

This paper is a study concerning pulse compression processing of acoustical signals. The key issue in the signal processing system is in the composition of the pulse compression filter.

The small lightweight and easily adjustable pulse compression filter is composed of active element circuits.

Specifications for the filter are as follows: linear FM wave pulse frequency sweep amplitude of 1kHz~5kHz, pulse amplitude of 12.5ms, and filter compression ratio of 50.

In experiments comparing the pulse compression processing system with the conventional system (integrated detection system), the pulse compression system was effective for signal processing systems having noise and vibrations coming for the outside environment.

記号表

$s_t(t), s_r(t)$: 伝達系の送・受波信号	$\tau_d(f)$: パルス圧縮フィルタの遅延関数
$S_t(\omega), S_r(\omega)$: 送・受波信号のスペクトラム	$\tau_a(f)$: 設計値の遅延関数
$g_o(t), G_o(\omega)$: マッチド・フィルタの出力信号とスペクトラム	f_L, f_H	: 線形 FM 信号の下限・上限周波数
$H(\omega)$: マッチド・フィルタの周波数応答	τ_L, τ_H	: f_L, f_H に対応する分散性遅延量 (s)
$\tau(\omega)$: マッチド・フィルタの遅延関数 (s)	f_M	: 分散性遅延特性の上限周波数
$A(\omega), \beta(\omega)$: 信号スペクトルの振幅項と位相項	$T_s(S)$: 2次位相回路の伝達関数
T	: 線形 FM 信号のパルス幅 (s)	$\phi_s(Q_n, f_n, f)$: 2次位相関数(deg)
F	: 線形 FM 信号の周波数掃引幅 (Hz)	$\tau_s(Q_n, f_n, f)$: 2次遅延関数
f_0	: 線形 FM 信号の中心周波数 (Hz)	$T_e(Q, f_n)$: パルス圧縮に寄与する有効遅延量(s)
D	: 信号圧縮比	Q_n	: 2次遅延特性の尖鋭度
t	: 時間 (s)	Q_s	: 分散性遅延特性の尖鋭度
f	: 周波数	N	: 構成段数
f_n	: 中心周波数	R	: 抵抗 (Ω)
ω	: 角周波数	C	: 静電容量 (F)
		L_u	: 等価インダクタンス (H)
		G_u	: 等価コンダクタンス (1/ Ω)
		f_c	: 搬送波周波数
		$SNR_{(IN)}$: パルス圧縮フィルタの入力 S/N
		$SNR_{(OUT)}$: パルス圧縮フィルタの出力 S/N
		m	: 平均伝播時間 (s)

* システム技術部

原稿受付: 平成元年2月8日

σ : 標準偏差
 V : 変動係数 (%)

1. まえがき

海中における通信や情報収集・探査・水中作業等では、電磁波や光に比べて吸収減衰の小さい超音波が用いられている。また、船舶の将来像として検討されている水中航法や海洋開発の分野では、超音波利用技術の必要性が高いものである。

しかし、水中音響システムでは受信される伝播音波が雑音や揺らぎによって劣化する為に、受波信号の処理利得を改善する処理方式が海中作業船システムの開発分野等各方面^{1),2),3)}で検討されている。

一方、レーダ分野でも、エコーが雑音を伴って受信されることから同様な問題があり、近年、耐雑音特性の改善方策として、信号処理にマッチド・フィルタが用いられている。この方式は、スペクトラム拡散通信方式⁴⁾の一種であり、送波信号を必要な周波数帯域よりも広い帯域に拡散させて送信して、雑音特性の向上や送信平均電力(探査距離)を増大させる方式である。

本研究は、水中音響システムの性能向上を目的として、マッチド・フィルタの一種である分散性パルス圧縮フィルタの構成法を音響信号処理系に利用した場合の効果について、基本的な考察を行ったものである。

本研究では、分散性パルス圧縮フィルタの簡易設計法を確立し、この方式により、周波数掃引幅 $1\text{kHz} \sim 5\text{kHz}$ 、パルス幅 12.5ms 、圧縮比50のパルス圧縮フィルタを能動素子回路構成で実現した。そして、このパルス圧縮フィルタを用いた音響信号処理の実験を水中と空中で行った。

実験では、伝播波の圧縮処理に関して受波信号の揺らぎの影響と耐雑音特性の改善効果を、従来方式(検波積分方式)と比較して、本パルス圧縮信号処理方式の有効性を確認した。

2. マッチド・フィルタ理論の概要

はじめに、送波信号に線形FM波を用いたマッチド・フィルタの基礎理論^{5),6),7),8)}を簡単に説明する。

マッチド・フィルタの構成図は図-2.1の通りである。

マッチド・フィルタとは、図-2.1の伝達系で、出力 S/N を最大にする最適整合フィルタ処理のことである。

ここで、この伝達系の送波信号を $s_t(t)$ 、受波信号を $s_r(t)$ と置き、夫々のフーリエ変換を $S_t(\omega)$ 、 $S_r(\omega)$ 、 M (128)

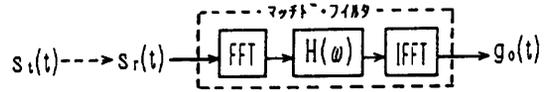


図-2.1 最適受信系の構成

(FFT : Fast Fourier Transform)
 (IFFT : Inverse FFT)

マッチド・フィルタの周波数応答関数を $H(\omega)$ と書けば、マッチド・フィルタ(以下、 $M \cdot F$ と略す)の理論から出力信号 $g_o(t)$ は、次式で表される。

$$g_o(t) = F^{-1}[S_t(\omega) \cdot H(\omega)] \quad (2-1)$$

F^{-1} :フーリエ逆変換

まず、マッチド・フィルタの各パラメータの記号は、 T :線形FM信号のパルス幅、 F :周波数掃引幅、 $\Delta\omega = 2\pi F$:角周波数掃引幅、 f_0 :送信中心周波数、 $\omega_0 = 2\pi f_0$ 、 $\mu = \Delta\omega/T$ とし、短形変調された送波信号の線形FM信号(以下、 LFM 信号と略す): $s_t(t)$ を次の様に置く。

$$s_t(t) = \begin{cases} \cos(\omega_0 t + \frac{1}{2} \mu t^2) & |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0 & |t| \geq \frac{T}{2} \end{cases}$$

次に、 $s_t(t)$ をフーリエ変換すれば、この送波信号のスペクトル $S_t(\omega)$ は

$$S_t(\omega) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \cdot \exp\left\{-\frac{j(\omega_0 - \omega)^2}{2\mu}\right\} \cdot [c(x_1) + je(x_1) + c(x_2) + je(x_2)] = A(\omega) \cdot \exp[-j\beta(\omega)] \quad (2-3)$$

となる。

従って、信号スペクトル $S_t(\omega)$ の振幅項 $A(\omega)$ 、位相項 $\beta(\omega)$ は

$$A(\omega) = |S_t(\omega)| \quad \left. \begin{aligned} \beta(\omega) &= \frac{(\omega_0 - \omega)^2}{2\mu} - \tan^{-1} \frac{e(x_1) + e(x_2)}{c(x_1) + c(x_2)} \end{aligned} \right\} (2-3')$$

である。

尚、 x_1 と x_2 は

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= [\mu T/2 + (\omega_0 - \omega)] / \sqrt{\pi \cdot \mu} \\ x_2 &= [\mu T/2 - (\omega_0 - \omega)] / \sqrt{\pi \cdot \mu} \end{aligned} \right\} (2-3'')$$

ただし、 $c(x)$ 、 $e(x)$ は、次式で定義されたフレネル積分である。

$$C(x) = \int_0^x \cos \frac{\pi}{2} y^2 dy, \quad e(x) = \int_0^x \sin \frac{\pi}{2} y^2 dy \quad (2-3''')$$

従って、式(2-3)の LFM 信号に対する M.F の周波数応答関数 $H(\omega)$ は、 $s_t(t)$ のフーリエ変換の複素共役 $S_t^*(\omega)$ で与えられるから

$$H(\omega) = S_t^*(\omega) = A(\omega) \cdot \exp(j\beta(\omega)) \quad (2-4)$$

で表される。

しかし、信号スペクトルの振幅項 $A(\omega)$ は複雑な波状振幅特性を持っている為、この関数形の特性を忠実に実現することは困難である。

そこで、帯域内では振幅 $A(\omega)$ を一定と仮定し、位相項 $\beta(\omega)$ の第一項に比べて変化の小さい \tan^{-1} の項を無視すると、M.F の周波数応答関数 $H(\omega)$ は次の近似式に置き換えられる。

$$H(\omega) \approx \exp\left(\frac{j(\omega_0 - \omega)^2}{2\mu}\right) = \exp(j\psi(\omega)) \quad (2-5)$$

また、M.F の出力波周波数関数 $G_o(\omega)$ は

$$G_o(\omega) = S_t(\omega) \cdot H(\omega) \quad (2-6)$$

で与えられるから、M.F の出力信号 $g_o(t)$ は $G_o(\omega)$ をフーリエ逆変換することにより

$$\begin{aligned} g_o(t) &= \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} G_o(\omega) \cdot \exp(j\omega t) d\omega \\ &= \sqrt{F \cdot T} \cdot \frac{\sin(\pi Ft)}{\pi Ft} \cdot \sin\left(\omega_0 t - \frac{\pi F}{T} t^2 + \frac{\pi}{4}\right) \end{aligned} \quad (2-7)$$

従って、この M.F を通過した信号 $g_o(t)$ は、パルス圧縮作用により信号エネルギーが集約されて、振幅が $\sqrt{F \cdot T}$ 倍で、パルス幅が $1/F$ 倍になる。

尚、 $D (= F \cdot T)$ を圧縮比と呼ぶ。

3. パルス圧縮フィルタの構成法

前節で、M.F に関するパラメータが設定できるが、実時間処理が可能なパルス圧縮フィルタを製作する場合には、次の様な問題がある。

即ち、パルス圧縮フィルタの分散遅延特性としては、遅延勾配と直線性を要求されるが、従来の受動素子回路構成では、整合調整が困難で波状遅延特性が残る為に、圧縮波形のサイドローブが大きくなる。また、インダクタンス素子を用いて構成する為に、低周波帯域用では形状が大きくなる。

これらの理由により、高周波で用いられる弾性表面波素子 (SAW) フィルタ以外の分散性遅延フィルタは製造の難しさがある。更に、一般に用いられている相互相関演算処理によって疑似的に M.F を構成する時には、FFT, IFFT に処理時間を要するので、実時間

処理に問題³⁾が表われる。

ここでは、実時間処理の可能な方法として、低周波帯域のパルス圧縮フィルタをアナログ回路で構成することを考える。

今回の回路構成方法は、R, C 回路素子と演算増幅器を用いた入力端開放型能動 2 次位相回路⁹⁾で、LFM 信号に対する M.F を近似的に実現^{10),11),12)}して、実時間処理を可能にしたものである。

3.1 パルス圧縮フィルタの遅延特性

M.F の遅延特性は、(2-5)式により

$$\tau(\omega) = -\frac{d\psi(\omega)}{d\omega} = -\frac{1}{\mu}(\omega - \omega_0) \quad (3-1)$$

で与えられる。但し、

$$\omega_L \leq \omega \leq \omega_H, \quad (\omega_L = \omega_0 - \Delta\omega/2, \quad \omega_H = \omega_0 + \Delta\omega/2),$$

$$\mu = (\omega_H - \omega_L)/T, \quad \omega_0 = (\omega_L + \omega_H)/2 \text{ とする。}$$

ここで、(3-1)式の中には M.F の中心周波数に対して正と負の遅延が含まれているが、パルス圧縮フィルタ波数に対して、 $2\pi/\mu$ の傾きで直線的に変化する分散遅延特性である。

従って、帯域内では全て正值の遅延量となる様に固定遅延量 τ_0 を付け加えれば実現可能となり、図-3.1 に示す様な(3-2)式の分散性遅延特性が得られる。

$$\tau_d(f) = -\frac{2\pi}{\mu}(f - f_0) + \tau_0 \quad (3-2)$$

尚、 $T = \tau_L - \tau_H$, $\tau_0 = T/2 + \tau_H$, τ_H : 最小遅延量とする。

ここでは、(3-2)式の分散性遅延特性を実現する為に、2次全域通過回路 (All Pass Filter: 以下、APF) 尚、 $S = j\omega$, $\omega = 2\pi f$, $\omega_n = 2\pi f_n$ ($n=1,2,3,\dots$), f_n : APF の

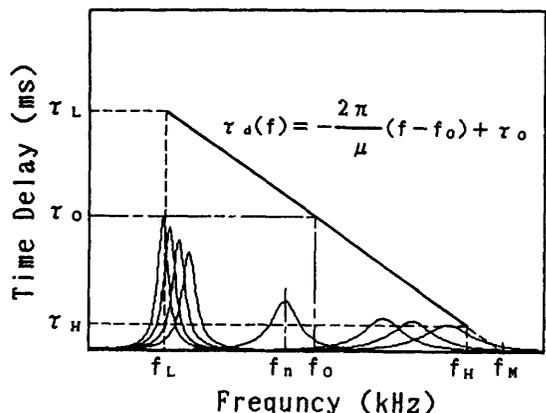


図-3.1 パルス圧縮フィルタの遅延特性

と省略す) のアクティブフィルタを多段接続して構成する。

各段の APF 伝達関数の一般式は

$$T_s(S) = \frac{S^2 + \frac{\omega_n}{Q_n} S + \omega_n^2}{S^2 - \frac{\omega_n}{Q_n} S + \omega_n^2} \quad (3-3)$$

で表わされる。

尚, $S = j\omega$, $\omega = 2\pi f$, $\omega_n = 2\pi f_{(n=1,2,3,\dots)}$, f_n : APF の中心周波数, Q_n : 遅延振幅特性の尖鋭度である。

更に, 位相特性は (3-4) 式で表わされる。

$$\phi_s(Q_n, f_n, f) = -2 \tan^{-1} \frac{\omega \omega_n}{Q_n \cdot (\omega_n^2 - \omega^2)} \quad (3-4)$$

そして, 一要素の遅延特性 $\tau_s(Q_n, f_n, f)$ は

$$\begin{aligned} \tau_s(Q_n, f_n, f) &= -\frac{d\phi(Q_n, f_n, f)}{df} \\ &= \frac{2Q_n\omega_n \cdot (\omega^2 + \omega_n^2)}{\omega^2\omega_n^2 + Q_n^2 \cdot (\omega^2 - \omega_n^2)^2} \end{aligned} \quad (3-5)$$

で与えられる。

ここで, (3-5) 式に, $f_n = 3\text{kHz}$, $Q_n = 6$, $f = 0 \sim 6\text{kHz}$ の値を入れて APF の遅延特性を描くと図-3.2 の様になる。

即ち, 本構成法は, 図-3.1 に示す如く, 単峰特性の APF を多数継続配列して希望の分散性遅延特性 $\tau_d(f)$ を得るものである。

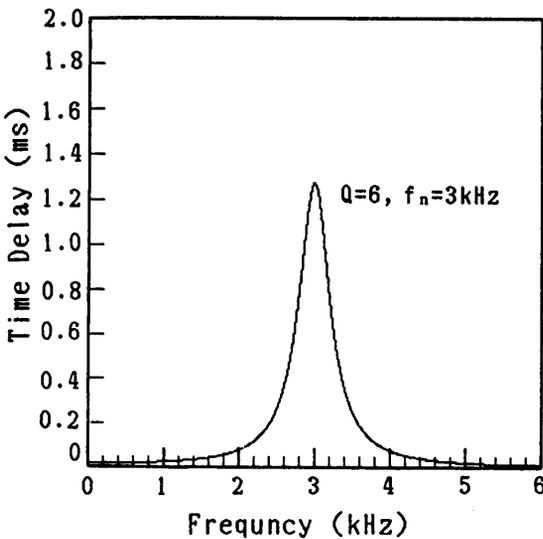


図-3.2 2次全域通過回路の遅延特性

3.2 フィルタの設計仕様

試作フィルタの仕様を図-3.3に示す。

尚, 図に示すフィルタ定数は, 送波信号の掃引周波数帯域とパルス幅を基に定め, f_0 : LFM 信号の中心周波数, $F = (f_H - f_L)$: 周波数掃引幅, T : パルス幅とする。

次に, パルス圧縮フィルタを構成する APF の Q_n と最小遅延量 τ_H を考える。

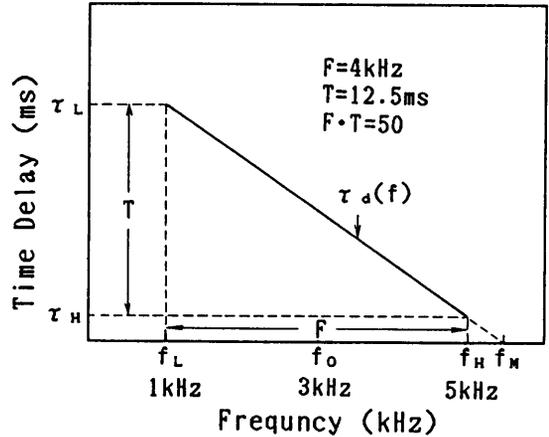


図-3.3 パルス圧縮フィルタの設計仕様

3.3 構成方法の選択

(3-5) 式の APF を使用する場合, 下記の構成法が考えられる。

- (1) 各段の APF の Q_n と中心周波数 f_n を共に可変にする。
- (2) Q_n は可変にして, f_n の配置間隔を等しくする。
- (3) Q_n は一定として, f_n の配置間隔を可変にする。
 - (1)は, Q_n と f_n の自由度が多く収束しにくい。
 - (1)と(2)は, Q_n 値の範囲が大きくなり実用的でない等の問題がある。

ここでは(3)の方法を用いることにする。即ち(3)では適当な Q_n 値が選択でき, 回路の f_n を任意に設定できるので実用的な方法であると考えられる。

(3)による構成方法を次に示す。

3.4 有効遅延量の定義と最適な Q の決定

図-3.4は, アクティブ APF の中心周波数 f_n と Q に関するダイナミックレンジ特性を示したものであるが, この図より, APF の遅延特性の尖鋭度 Q はダイナミックレンジの観点から小さい値であることが望まし

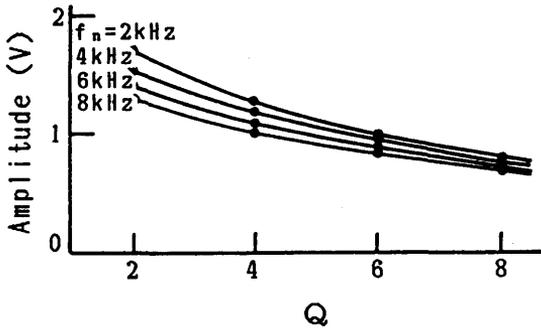


図-3.4 APFのQに関するダイナミックレンジ特性

縦軸のダイナミックレンジ電圧は横軸の
APF回路の遅延尖鋭度QとAPFの中心
周波数に依存する

いことが判る。

一方、Qが小さいと、(3-6)式で定義する有効遅延量は低下するので、遅延リップルと経済性を考慮して、 $Q/Q_s > 6$ の範囲で決定することが必要になる。

ここで、一要素のAPFがパルス圧縮に寄与する有効遅延量を次式で定義する。

$$T_e(Q, f_n) = \int_{f_L}^{f_H} \tau_s(Q, f_n, f) df$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[\tan^{-1} \frac{f_n - f_H}{Q \cdot (f_n^2 - f_H^2)} - \tan^{-1} \frac{f_n - f_L}{Q \cdot (f_n^2 - f_L^2)} \right] \quad (3-6)$$

今、APFの中心周波数 f_n が f_0 の場合について(3-6)式を求めると、有効遅延量は図-3.5の様になる。尚、 $Q_s (= f_0/F)$ は分散性遅延特性の尖鋭度を表している。

図-3.5によれば、仕様の $Q_s = 0.75$ の場合、有効遅延量 $T_e(Q, f_0)$ は $Q=4$ まで急に増加するが、それ以上ではあまり増加しない。

従って、この試作器の場合には、 $Q=6$ が適当と考えた。

3.5 最小遅延量 τ_H の決定

図-3.3で、信号の上限周波数 f_H における最小遅延量を τ_H 、分散性遅延特性の上限周波数を f_M とすると、(3-2)式の遅延特性は次の様に書き換えられる。

$$\tau_d(f) = -\frac{2\pi}{\mu} (f - f_H) + \tau_H \quad (3-7)$$

τ_H は任意に選べるが、APFの個数を節約するためには必要数最小限の値が望ましい。

その為、 τ_H は(3-8)式から求める。

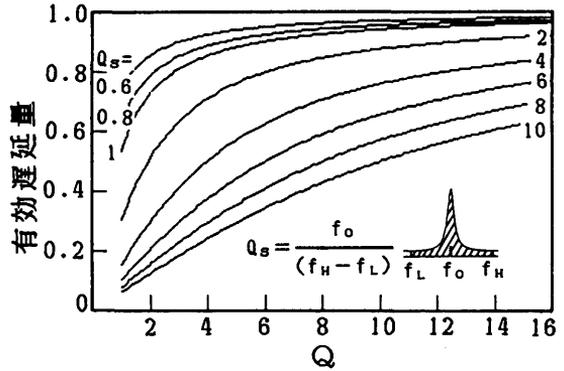


図-3.5 有効遅延量

縦軸は一要素のAPFがパルス圧縮に有効
に寄与する遅延量であり、パラメータの Q_s
は分散遅延特性の尖鋭度を表わす

$$\int_{f_H}^{f_M} \tau_d(f) df = 1 - T_e(Q, f_n) \rightarrow a \quad (3-8)$$

(3-8)式の左辺は(3-7)式の f_H と f_M とで囲まれる面積の遅延量であり、右辺はAPFの中心周波数を f_H に置いた時にパルス圧縮に寄与しない遅延量である。

従って、その値を a と置くと、 τ_H と f_M は

$$\tau_H = (2aT/F)^{1/2}, \quad f_M = 2aF/T \quad (3-9)$$

となる。

3.6 APFの中心周波数 f_n の初期設定

本構成では、各段APFのQを一定として、中心周波数 f_n を高域から順次配置していく。まず、図-3.6に一段目のAPFの中心周波数 f_1 の設定例を示す。

f_1 は仕様の遅延特性 $\tau_d(f)$ が $f_1 \sim f_H$ 間で占める斜線部の面積遅延量と、 f_H (仮設)の有効遅延量 $T_e(Q, f_H)$ とが等しくなる様に(3-10)式から求める。

$$\int_{f_1}^{f_H} \tau_d(f) df = T_e(Q, f_H) \quad (3-10)$$

以下同様にして、各要素の中心周波数の f_n ($n=2,3,\dots,N$)を次式で求める。

$$\int_{f_n}^{f_{n-1}} \tau_d(f) df = T_e(Q, f_{n-1}) \quad (3-11)$$

初期設定の段階Nは、Nが $f_L < f_{N-2}$, $f_{N-1} \leq f_L$, $f_N \leq f_L$ となるNで終了する。また、(3-11)式から f_n を求める漸化式は、次式になる。

$$f_n = f_H + \frac{2a}{\tau_H} \cdot \left\{ 1 - \sqrt{\left[1 + \frac{\tau_H}{2a} (f_H - f_{n-1}) \right]^2 + \frac{T_e(Q, f_{n-1})}{a}} \right\} \quad (3-12)$$

($n=1,2,3,\dots,N$; $n-1=H,1,2,\dots,N-1$)

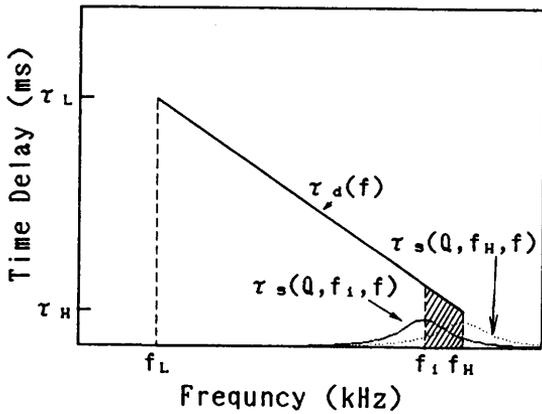


図-3.6 APF の中心周波数の初期設定 (f_i の場合)

但し、 $T_e(Q, f_{n-1})$ は、(3-6) 式で定義された f_n の前段の中心周波数 f_{n-1} における有効遅延量である。

$$T_e(Q, f_{n-1}) = \int_{f_L}^{f_H} \tau_s(Q, f_{n-1}, f) df \quad (3-13)$$

上の様に f_n を配置すれば、次式の関係が成立する。

$$\sum_{n=1}^N T_e(Q, f_n) \geq \int_{f_L}^{f_H} \tau_d(f) df \quad (3-14)$$

従って、 N 個の APF は、仕様の分散性遅延特性 $\tau_d(f)$ を構成するために必要な全遅延量を持っていることが判る。

以上の手順によって得た設計値の遅延特性 $\tau_a(f)$ は

$$\tau_a(f) = \sum_{n=1}^N \tau_s(Q, f_n, f) \quad (3-15)$$

で表わされる。また、(3-15) 式の特性は、仕様の遅延特性 $\tau_d(f)$ によく近似しているが、 f_L, f_H の近傍では、図-3.7 の如く、遅延量に過不足があるので、次に補正方法について考察する。

3.7 f_n の補正と遅延特性

設計仕様に対して近似度を向上させる為に、先に設定した APF の中心周波数 f_n の補正方法を述べる。

今、図-3.8 で補正前の中心周波数 f_n 上の近似遅延値を $\tau_a(f_n)$ 、仕様の遅延特性を $\tau_d(f_n)$ とすると、補正後の中心周波数 f_n^+ が斜線部の面積の (3-16) 式を満足する様に求める必要がある。

$$(f_{n-1} - f_n^+) \cdot \tau_d(f_n) = (f_{n-1} - f_n) \cdot \tau_a(f_n) \quad (3-16)$$

よって、補正後の f_n^+ は

(132)

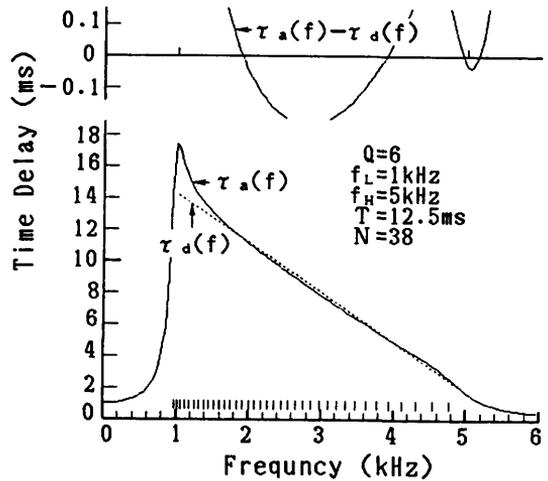


図-3.7 初期設定による近似遅延特性

横軸は周波数、縦軸は遅延量である。下図の特性は初期設定値、上図は仕様値と設定値との誤差遅延量、鎖線は仕様値を示す

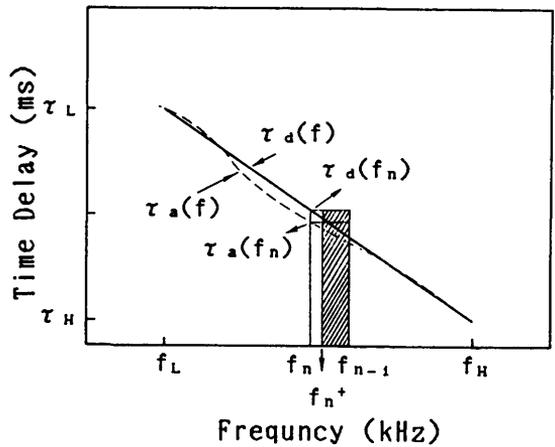


図-3.8 中心周波数 f_n の補正

$$f_n^+ = f_{n-1} - \frac{\tau_a(f_n)}{\tau_d(f_n)} \cdot (f_{n-1} - f_n) \quad (3-17)$$

$(n=1, 2, 3, \dots, N)$

となる。

(3-17) 式で補正を M 回繰り返せば、 $\tau_a(f_n)$ は希望する $\tau_d(f_n)$ に充分近付けられる。

3.8 近似遅延特性

図-3.9 は、 $M=40$ 回まで反復計算した結果を示し

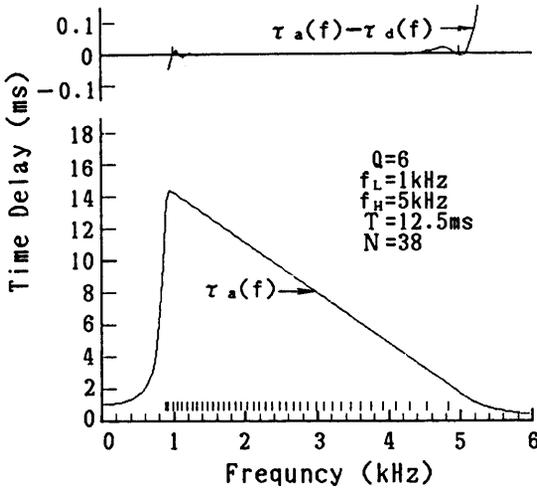


図-3.9 補正後の近似遅延特性 (計算反復回数=40)
 (下図は設定値, 上図は仕様値と設定値の誤差遅延量で, 横軸は周波数, 縦軸は圧縮フィルタの遅延量を示す)

ており, 今回の試作器の場合には, $M=40$ 程度で収束することが判る。

この結果, $1\text{kHz} \sim 5\text{kHz}$ の帯域内における誤差は, 遅延リップルが大きい左右端でも 0.02ms 以下となり, 十分近似の良い分散性遅延特性が得られた。尚, 構成に必要な APF の個数 N は 38 である。

そして, 一個の APF で得られる遅延面積は

$$\int_{-\infty}^{\infty} \tau_s(Q, f_n, a) df = 1 \quad (3-18)$$

であるから, N の値は全体の総遅延面積と等しい。

一方, パルス圧縮フィルタの有効面積は $FT/2$ であるから, 全ての APF の内でパルス圧縮に寄与している遅延効率

$$FT/2N = 50/76 = 0.66$$

約 66% になっていることが判る。

4. パルス圧縮フィルタの試作

パルス圧縮フィルタを前節の構成により実現する場合, 一要素の APF は, 次の条件を満たすことが必要である。

- (1) 消費電力, 雑音の観点から演算増幅器の数が少なく, 継続が可能であること。
- (2) 素子感度が低く, ダイナミックレンジが大きいこと。
- (3) R, C の素子数が少なく, 調整が容易であること。

以上の点を考慮して, ここでは, 鈴木・荒井⁸⁾が開発した図-4.1の APF 回路を用いた。

この APF 回路は, 入力端開放型であるから継続が可能であり, 素子数が少なく簡単な構成になっている。即ち, 従来の受動素子構成に比較して, $R \cdot C$ 回路素子と演算増幅器によってインダクタンスを実現している為, インダクタンス素子を用いず, 多段継続接続の場合でも回路の整合問題を考慮する必要がなく, 優れたインピーダンス特性を得ることが出来, 回路の集積化に適する。

図-4.1の入力端開放形回路の等価インダクタンス

$$L_u = C_2 \cdot R_1 \cdot R_2 \quad (4-1)$$

で与えられる。

中心角周波数 ω_n , Q , 全域通過時の等価コンダクタンス G_u 等の条件式は

$$\omega_n^2 = \left(\frac{1}{L_u \cdot C_1}\right)^{1/2}, \quad Q = 2R_L \cdot \left(\frac{C_1}{L_u}\right)^{1/2} \quad (4-2)$$

$$G_u = -\frac{1}{2R_L} = \frac{1}{R_2} \cdot \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_4}\right) \quad (4-3)$$

尚, 各要素の APF 素子定数 C_1, C_2, R_2, R_4 は, 素子感度の条件式

$$\frac{R_4}{R_2} \leq 1, \quad \frac{C_1}{C_2} \leq 1 \quad (4-4)$$

を考慮して定める。

パルス圧縮フィルタは各要素 APF の中心周波数 f_n

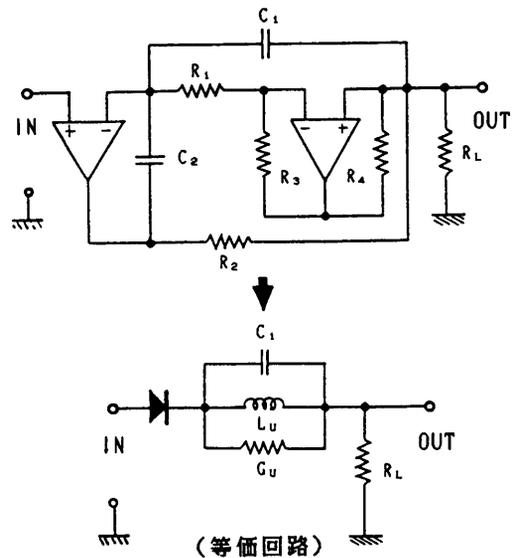


図-4.1 入力端開放型能動 2 次位相回路と等価回路

表-4.1 分散性パルス圧縮フィルタの素子定数

N	中心周波数 f_n (kHz)	コンデンサ(nF)		可変低抗(k Ω)			固定低抗(k Ω)	
		C_1	C_2	R_L	R_1	R_2	R_3	R_4
1	4.840	34.200	34.200	2.884	0.320	2.890	0.498	1.800
2	4.528	34.950	34.950	3.017	0.335	3.020	0.499	1.800
3	4.292	35.480	35.480	3.135	0.348	3.140	0.499	1.800
4	4.094	35.680	35.680	3.269	0.363	3.270	0.500	1.800
5	3.917	36.390	36.390	3.350	0.372	3.350	0.500	1.800
6	3.757	44.920	44.920	2.829	0.314	2.830	0.500	1.800
7	3.609	44.930	44.930	2.945	0.327	2.950	0.498	1.800
8	3.471	45.130	45.130	3.048	0.339	3.050	0.499	1.800
9	3.340	45.910	45.910	3.114	0.345	3.120	0.498	1.800
10	3.216	46.130	46.130	3.218	0.357	3.220	0.499	1.800
11	3.098	46.510	46.510	3.314	0.367	3.320	0.498	1.800
12	2.985	46.890	46.890	3.411	0.378	3.420	0.498	1.800
13	2.876	47.720	47.720	3.479	0.386	3.480	0.500	1.800
14	2.771	47.780	47.780	3.607	0.400	3.610	0.499	1.800
15	2.669	55.190	55.190	3.242	0.359	3.250	0.498	1.800
16	2.570	56.110	56.110	3.311	0.367	3.320	0.498	1.800
17	2.474	58.360	58.360	3.307	0.367	3.310	0.499	1.800
18	2.381	58.450	58.450	3.431	0.380	3.440	0.498	1.800
19	2.289	58.700	58.700	3.553	0.394	3.560	0.498	1.800
20	2.201	59.640	59.640	3.638	0.404	3.640	0.500	1.800
21	2.114	100.100	100.100	2.257	0.250	2.260	0.499	1.800
22	2.029	100.900	100.900	2.333	0.258	2.340	0.500	1.810
23	1.945	101.500	101.500	2.418	0.268	2.420	0.499	1.800
24	1.864	102.100	102.100	2.509	0.279	2.510	0.500	1.800
25	1.784	102.400	102.400	2.614	0.290	2.620	0.498	1.800
26	1.705	103.100	103.100	2.716	0.301	2.720	0.499	1.800
27	1.628	103.100	103.100	2.845	0.316	2.850	0.499	1.800
28	1.552	103.400	103.400	2.976	0.330	2.980	0.499	1.800
29	1.477	103.700	103.700	3.118	0.346	3.120	0.499	1.800
30	1.403	104.300	104.300	3.262	0.362	3.270	0.498	1.800
31	1.331	105.300	105.300	3.406	0.378	3.410	0.499	1.800
32	1.260	105.600	105.600	3.588	0.399	3.590	0.500	1.800
33	1.190	106.100	106.100	3.780	0.419	3.790	0.498	1.800
34	1.122	107.500	107.500	3.959	0.440	3.960	0.500	1.800
35	1.055	147.900	147.900	3.060	0.339	3.070	0.500	1.810
36	0.991	148.900	148.900	3.237	0.359	3.240	0.499	1.800
37	0.927	151.500	151.500	3.401	0.377	3.410	0.498	1.800
38	0.895	151.500	151.500	3.523	0.391	3.530	0.498	1.800

表-4.2 試作パルス圧縮フィルタの諸特性

項目	特性
振幅特性	2.2dB以内
位相誤差	0.75%以内
最大入力	1V _{P-P}
圧縮比	50
振幅比	理論値：7.07倍、実測値：7.1倍

を図-3.9の周波数配置で設定して、各 APF の素子定数は表-4.1により作成した。

試作装置の外観図を図-4.2に示す。

図-4.3に試作パルス圧縮フィルタの位相偏移特性を示す。

パルス圧縮フィルタの位相特性が理論値と良く一致し、素子定数の調整が容易であることが判る。

図-4.4は、掃引周波数 $1\text{kHz} \sim 5\text{kHz}$ 、パルス幅 12.5ms の LFM 信号を本パルス圧縮フィルタで処理した圧縮波形例を示したもので、サイドロブが小さく、理想的な特性が得られていることが判る。

その他の特性を表-4.2に示す。

以上の試作結果の考察から、本構成法は分散性パルス圧縮フィルタの仕様値を満足することが判った。

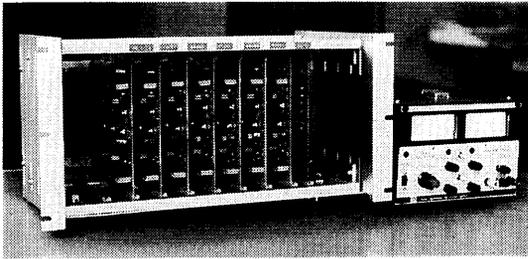


図-4.2 試作したパルス圧縮フィルタ

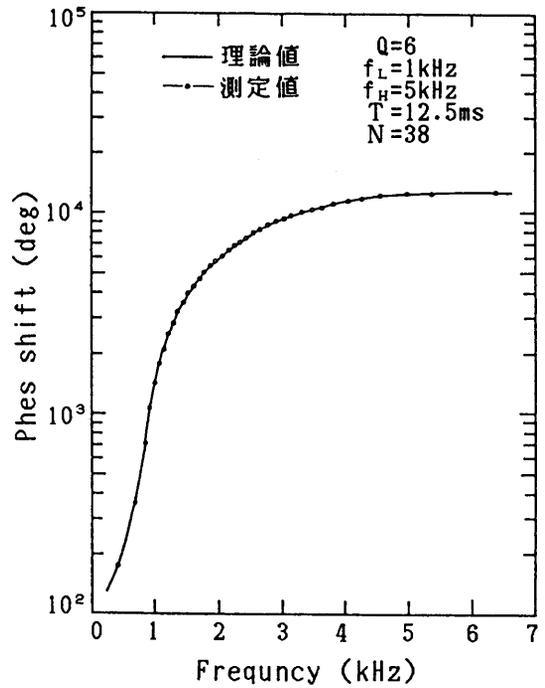


図-4.3 パルス圧縮フィルタの位相特性

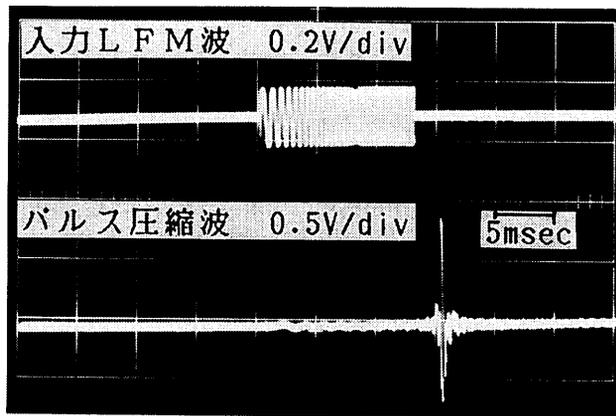


図-4.4 パルス圧縮フィルタの入出力波形

（入力 LFM 信号の中心周波数： 3kHz 、偏移周波数： 4kHz 、パルス幅： 12.5ms 、圧縮比50）

5. 音響伝播実験による実験的考察

従来方式（検波積分方式）の受信系を実海域で使用する場合、送受波器間の距離に変動が無い場合にも位相や振幅が時間的に不規則に変動したり、外部雑音により S/N が低下して、検知性能が劣化するため処理利得を向上する必要がある。

従って、試作器に対するパルス圧縮の適応性に関する考察は、水中伝播波の圧縮処理とパルス圧縮処理効果について実施した。

5.1 水中伝播実験

適応性に関する水中実験^{13),14)}は、当所装備部の落下水槽に反射板を置き、伝播距離150m までの伝播音波の圧縮処理を行った。

実験のシステム構成を図-5.1に示す。

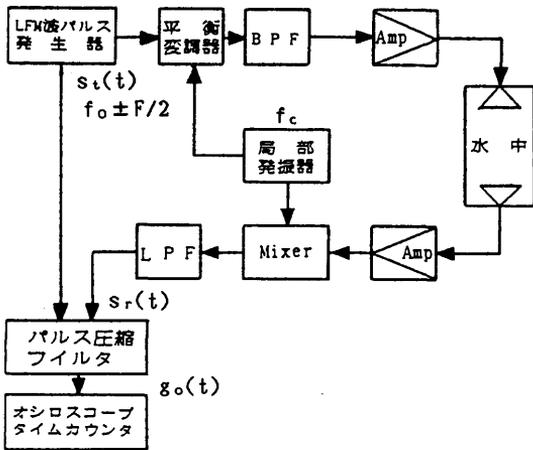


図-5.1 水中伝播実験のシステム構成

実験では、パルス圧縮フィルタ特性と整合する LFM 信号で平衡変調した単側波帯信号を送波して、受信側ではヘテロダイン検波後の LFM 信号をパルス圧縮フィルタで処理した。

その理由は、広帯域の LFM 信号を水中の超音波領域で使用する場合、送受波器の機械的 Q が高く、広帯域信号を直接送波することが困難である為、送受波器の共振周波数を高く採って通過帯域を広げる必要がある。

尚、搬送波周波数 f_c : 214kHz, LFM 信号の周波数掃引幅 F : 4kHz, パルス幅 T : 12.5ms, 送受波器の Q : 20である。

図-5.2は第一・第二反射波の受信波形を本パルス圧縮

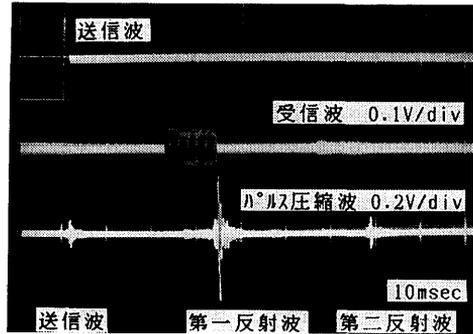


図-5.2 水中伝播波形と圧縮波形

（第一反射波の伝播距離：49.7m, 第二反射波の伝播距離：99.7m）

縮フィルタで圧縮処理した結果である。尚、第一反射波の伝播距離は49.7m, 第二反射波の伝播距離は99.7mである。

その結果、狭帯域の超音波送受波器を用いた場合でも良い圧縮波形が得られ、音波の伝播時間や壁面の反射係数の測定値が理論値と一致することが判った。

しかし、本実験環境は、実海域に対して理想状態であるので、耐雑音性と揺らぎの影響を検討する為に、次の実験を行った。

5.2 耐雑音特性

本パルス圧縮フィルタの処理利得について、白色雑音を用いて行った実験結果¹⁵⁾を図-5.3に示す。

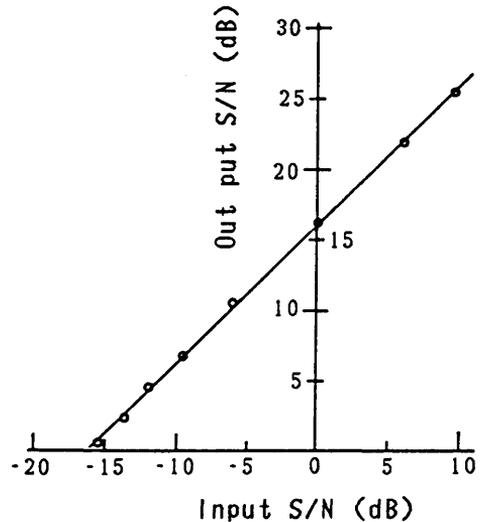


図-5.3 パルス圧縮フィルタの処理利得

図中の横軸は入力 $S/N : SNR_{(IN)}$ 、縦軸はフィルタ出力の $S/N : SNR_{(OUT)}$ である。

図-5.3の特性から処理利得は、約17dB改善されており、(5-2)式の理論値と一致することが判る。

$$SNR_{(OUT)} - SNR_{(IN)} = 10 \cdot \log(F \cdot T) \quad (5-2)$$

ここに、 F 周波数掃引幅、 T パルス幅である。

従って、本パルス圧縮フィルタでは、入力 S/N が約-17dB までの信号に対して検出が可能であり、雑音が多い環境下での信号処理方式として有効であることが確認された。

5.3 揺らぎの影響

揺らぎの影響に関する実験^{10),16)}は、伝播媒質の揺らぎ現象が大きい空气中で可聴周波数領域の LFM 音波を利用して、図-5.4のシステム構成で行い、考察は本方式と従来方式（検波積分方式）との伝播時間の分散値を比較した。

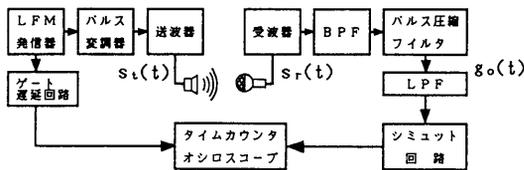


図-5.4 揺らぎの測定実験のシステム構成

尚、揺らぎの測度には、一群の信号の平均値 m に対する相対的な散らばりの大きさを表わす為、標準偏差 σ を平均値で割った変動係数 V を用いた。

$$V = (\sigma/m) \cdot 100\% \quad (5-1)$$

σ : 標準偏差、 m : 平均値

図-5.5は、上段：送波信号、中段：伝播距離30mにおける揺らぎを伴った受波信号、下段：受波信号のパルス圧縮波形の一例である。

図-5.6は、横軸に伝播時間、縦軸に頻度を取り、パルス圧縮方式と従来の検波積分方式の夫々について、伝播時間のヒストグラムで示したものである。

表-5.1は信号処理方式による揺らぎの影響(変動係数の比較値)を示す。尚、測定のスプリング時間は5秒、各グループの資料数は150である。

実験の結果、揺らぎは伝播距離の増加と共に大きくなるが、伝播時間の分散値はパルス圧縮方式の場合、影響が小さく、等分散性を示す。従来方式では伝播距離と共に分散値が増加する傾向にある。

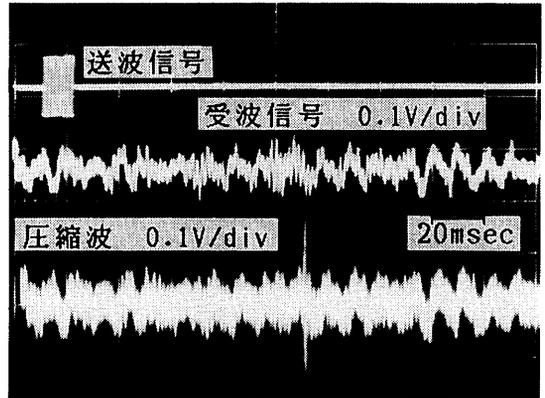


図-5.5 揺らぎを伴った伝播波形と圧縮波形
[受波信号の空中伝播距離：30m]

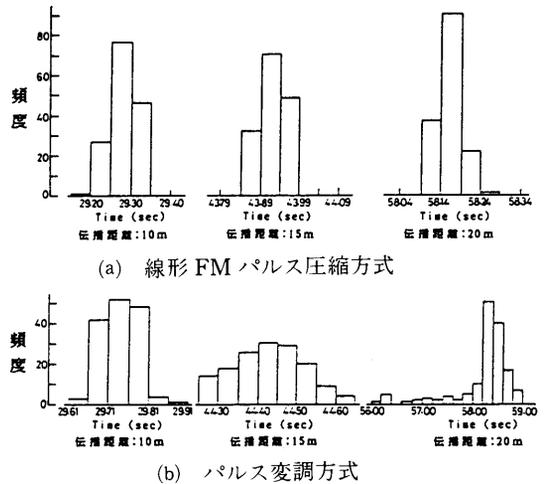


図-5.6 信号処理方式による揺らぎの影響

表-5.1 信号処理方式による伝播時間変動の比較

方式	測定条件		伝播時間		
	伝播距離	気温	m (ms)	σ	V (%)
線形 FM (n^2 圧縮)	10(m)	20.5(°)	29.27	0.029	0.09
	15	20.5	43.91	0.031	0.07
	20	20.9	58.16	0.028	0.05
パルス変調 (検波積分)	10	20.5	29.73	0.042	0.14
	15	20.1	44.42	0.089	0.20
	20	20.5	58.22	0.513	0.88

これらの結果から、パルス圧縮方式は従来方式に比較して、雑音や揺らぎを伴う悪い環境下において有効であることが確認された。

6. む す び

水中音響システムの信号処理技術の性能向上を目的として、マッチド・フィルタ処理を実時間でできる分散性パルス圧縮フィルタ構成法の検討を行った。

本構成法による分散性パルス圧縮フィルタは、能動二次位相回路を用いて試作した。尚、パルス圧縮フィルタの仕様は、パルス幅：12.5ms、掃引周波数：1kHz～5kHz、圧縮比：50である。更に、処理効果に関する実験は、耐雑音特性と揺らぎの影響について行った。

本構成法を用いた結果、分散遅延特性のリップル振幅は0.02ms以下で直線性の良い仕様の遅延勾配が得られた。そして、圧縮波形のサイドロブは十分小さく、所要の性能が得られた。

更に、試作したパルス圧縮フィルタの特徴は、R、C回路と演算増幅器によってインダクタンスを実現している為に、小型軽量で、多段継続の場合でも回路間の整合問題の考慮が不要なため調整が簡単で、優れたインピーダンス特性を得ることが出来た。

試作したパルス圧縮信号処理方式を従来のパルス変調方式と比較すると以下の様な長が上げられる。

- 1) 水中音響システムにパルス圧縮処理技術を適用すると、単一パルスによる処理システムに比べて、深度方向の距離分解能や耐雑音性の向上が可能であり、雑音の多い環境下で有利である。
- 2) マッチド・フィルタ処理を行うので処理利得が改善される。
- 3) 線形FMパルス圧縮方式は、従来の検波積分方式と比較して、振幅の揺らぎの影響が小さいことが判った。

また、送信信号のプログラム化等によるソフト上の工夫により、振幅の揺らぎの影響を更に小さくできるものとする。

従って、水中音響システムにおいてパルス圧縮処理技術の適用が有効であることが判った。

謝 辞

本研究に関して終始御指導、激励頂きました電気通信大学電子工学科電気測定研究室の鈴木 務教授、荒井郁男助教授に心から感謝致します。また、本研究の遂行に当たり、種々の面で御協力頂いた電気測定研究室の本村和磨技官をはじめ同研究室に在籍した諸氏に感謝の意を表します。

また、水槽実験に当たり、お世話になった推進部及

び装備部の関係者に感謝の意を表わします。

文 献

- 1) 日本作業船協会：海中作業船システムの開発研究，日本作業船協会報告書，平成元年3月
- 2) 海洋科学技術センター報告：超音波ドプラー・プロファイラーの開発，昭和63年3月
- 3) 竹山幸一，菊地達夫 他：FM信号処理方式のアクテブ・ソーカへの応用について（その1），UDC-623.983(T)
- 4) Dixon, R, C/立野敏也(1978)，スペクトラム拡散通信方式，ジャテック出版，P344
- 5) C. E. Cook, : "Pulse compression key to more efficient radar transmission," Proc. IRE, vol. 48, pp. 310-316; Msrch, 1960.
- 6) G. E. Gott, and J. P. Newsome, and C. Eng. : "H. F. data transmission using chirp signal", proc. IEE, vol. 118, no. 9, sep. 1971
- 7) Brandon, P. S. : "The design methods for lump constant dispersive networks suitable for pulse compression rada", Marconi ReV., 1965, vol. 28, pp. 225-253
- 8) 荒井郁男：近距離電波センサに関する研究，博士論文，昭和62年
- 9) 鈴木 務，荒井郁男：2次伝達関数を持つ入力端開放型アクティブフィルタの構成法，CST-76-131
- 10) 有村信夫，山田一成，鈴木務，荒井郁男：パルス圧縮法を用いた長距離音波伝播時間の測定方式の検討，日本音響学会論文集，昭和53年10月
- 11) 有村信夫：分散性パルス圧縮用能動フィルタの設計例，船研講演会，昭和54年12月
- 12) 鈴木務，荒井郁男，有村信夫，山田一成：能動二次位相回路を用いた線形FM波用分散性パルス圧縮フィルタの簡易設計法，電子通信学会全国大会，昭和54年3月
- 13) 有村信夫，山田一成：パルス圧縮法を用いた水中音響計測，日本音響学会論文集，昭和55年10月
- 14) 有村信夫，山田一成：パルス圧縮法を用いた音波伝播の測定方式，船研講演会，昭和55年11月
- 15) 有村信夫，山田一成：パルス圧縮法（LFM-FM波）による信号処理方式の検討，日本音響学会論文集，昭和54年10月
- 16) 有村信夫，鈴木務，荒井郁男：パルス圧縮法を用いた長距離音波伝播時間の測定方式の検討，船研講演会，昭和53年11月

[正誤表]

1. P27 18行目 _____部を挿入

・・・・・・・・・・・・・・・・・・パルス圧縮右フィル
タとして要求される遅延特性はLFM信号の掃引周
波数に対して、

2. P29 (3-10)式 積分範囲の訂正

$$\int_{f_I}^{f_H} \text{ --- } > \int_{f_L}^{f_H}$$

3. P30 (3-13)式 積分範囲の訂正

$$\int_{f_I}^{f_H} \text{ --- } > \int_{f_L}^{f_H}$$

所 外 発 表 論 文 等 概 要

〈構造強度部〉

溶接エキスパンドメタルを補強材とした
フェロセメントの曲げ強度特性

Flexural Strength of Ferrocement Reinforced
with Multi-layer Welded Metal

小林 佑規, 青木 元也

昭和63年5月

セメント技術年報, 昭和63年

Review of the 42th General

Meeting/Technical Session-1988

フェロセメントの強度特性は、補強材となる金網の形状および積層方法に著しく影響される。積層した金網が一樣な厚さとなるよう成形されると、優れたフェロセメントの強度特性が得られる。ここで使用される織金網または溶接金網などの固縛作業は、人手によって行われており、多くの労働力が必要である。そこで著者らは、補強材成形作業を省力化するため、積層間を溶接する溶接エキスパンドメタル補強材を製作した。

本報告は、層間溶接エキスパンドメタルを補強材としたフェロセメントの曲げ試験を行い、その強度特性について検討した結果である。さらに、溶接金網及び織金網を補強材としたフェロセメントの強度特性との

関係について比較検討を加えた。本報告では、以下の点が明らかとなった。

- (1) 層間溶接エキスパンドメタル補強材の剛性は、単に積層したままのそれより大きい。剛性の低下は、溶接部が破壊したとき生ずる。
- (2) 曲げ強度の推定には、部材断面における補強材のしめる断面積の割合（補強材比）の正しい見積りが必要となる。網目形状の複雑なエキスパンドメタルは、高さを変えず幅を修正した短形断面に仮定するのがよい。また、溶接金網は溶接点が強度に影響を及ぼすため2方向の全補強材比を用い、織金網は曲げに抵抗する補強材比のみ用いて強度推定するのがよい。
- (3) 曲げモーメントおよび曲げ応力は、エキスパンドメタルが最も大きな値が得られ、次いで溶接金網、織金網の順となる。また、溶接金網及び織金網の曲げ応力は補強材比の増加によって大きくなるが、エキスパンドメタルの曲げ応力は補強材比によりほとんど変らない。エキスパンドメタルの全補強材比は、0.06以上とするのがよい。
- (4) 曲げ剛性は、網目の形状が異なっても均質等方体として扱い、かぶりおよび板厚から計算することができる。