

相互相関処理を利用した
超音波速度分布計測手法の開発
(研究報告)



2002年5月

核燃料サイクル開発機構
大洗工学センター

本資料の全部または一部を複写・複製・転載する場合は、下記にお問い合わせください。

〒319-1184 茨城県那珂郡東海村村松4番地49
核燃料サイクル開発機構
技術展開部 技術協力課

Inquiries about copyright and reproduction should be addressed to:

Technical Cooperation Section,
Technology Management Division,
Japan Nuclear Cycle Development Institute
4-49 Muramatsu, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki, 319-1184,
Japan

© 核燃料サイクル開発機構
(Japan Nuclear Cycle Development Institute)
2002

相互相関処理を利用した超音波速度分布計測手法の開発 (研究報告)

平林 勝*
林田 均*
荒 邦章*

要 旨

液体金属ナトリウムの流動現象を定量的に把握するために、ドップラー効果を利用した超音波速度分布計測手法を開発している。ドップラーシフト周波数は、流体とともに流れれる散乱源の速度に比例しているため、ドップラーシフト周波数から流体の速度分布を評価することが可能となる。

そこで、散乱信号からドップラーシフト周波数を導き出すために、相互相関処理を利用した方法を提案し、その処理方法の妥当性を模擬散乱信号および試験によって得られた散乱信号によって検証した。

本検討によって得られた知見を以下に示す。

- (1) 模擬散乱信号を用いてドップラーシフト周波数の評価を行った結果、提案した方法による計測誤差は1%程度である。
- (2) 模擬散乱信号を用いた評価結果によると、提案した方法はノイズ信号の影響の低減に有効である。
- (3) 円筒容器内を流れる水の速度分布を試験により評価した。その結果、提案した方法で求めた速度分布は、 $1/7$ 乗法則で求めた乱流の速度分布と良い一致を示している。

*大洗工学センター 要素技術開発部 次世代機器研究グループ

**Development of Ultrasound Doppler Velocimetry Technique
applying Cross-Correlation Processing**

Masaru Hirabayashi*
Hitoshi Hayashida*
Kuniaki Ara*

Abstract

Ultrasound Doppler Velocimetry technique (UDV) applying Doppler effect has been developed for measuring velocity distributions of sodium flow. As Doppler shift frequency is proportional to velocity of microparticles carried by flowing liquid, it is possible to evaluate velocity distributions of flowing liquid from Doppler shift frequency.

In this report, a technique applying cross-correlation processing is proposed to derive Doppler shift frequency from the echoes of ultrasonic pulses. Verification studies of the proposed technique are conducted based on simulated echoes and actual echoes in water tests.

Main results are as follows:

- (1) As the result of verification studies conducted based on the simulated echoes, relative error estimated by the proposed technique is about 1 percent.
- (2) The proposed technique is an effective measures for the reduction of noise signals.
- (3) The velocity distributions of water flowing in a pipe are evaluated in the experiments. The velocity distributions evaluated by the proposed technique is almost equivalent to that of turbulent flow evaluated by 1/7th power law.

*Innovative Component System Research Group, Advanced Technology Division, OEC

目次

1. 緒言	1
2. 計測の原理	2
2.1 ドップラー法の原理	2
2.2 連続波ドップラー法	2
2.3 パルスドップラー法	3
2.3.1 計測の概要	3
2.3.2 相互相関処理を利用した波形再生方法の提案	4
2.3.3 流れ方向の求め方	5
3. 信号処理方法の検証	7
3.1 模擬受信信号による信号処理方法の検証	7
3.1.1 精度	7
3.1.2 計測範囲	10
3.1.3 周波数分離度	11
3.1.4 ノイズの影響	11
3.1.5 散乱源混入量の影響	13
3.1.6 距離減衰の影響	13
3.1.7 ダンピング信号の影響	14
3.1.8 受信信号の振幅が変化する場合の影響	15
3.2 試験の受信信号による信号処理方法の検証	15
3.2.1 試験装置および試験方法	15
3.2.2 試験結果および考察	16
4. 超音波速度分布計測処理手法等に関する提案	20
5. 結言	21
謝辞	22
参考文献	23

図表リスト

表 3.1.1 模擬受信信号の時系列データ作成条件	24
表 3.1.2 既存の方法および相互相関処理を利用した方法による精度	24
表 3.1.3 複数の信号が重なった場合の精度	25
表 3.2.1 試験および計測系の条件	25
図 2.1.1 ドップラー法の計測原理	26
図 2.2.1 連続波ドップラー法による周波数解析手順	27
図 2.3.1 パルスドップラー法による周波数解析手順	28
図 2.3.2 距離分解能の説明図	29
図 2.3.3 相互相関処理を利用した波形再生方法による周波数解析手順	30
図 2.3.4 距離分解能の比較	31
図 3.1.1 模擬受信信号の時系列データ作成方法の概略図	32
図 3.1.2 模擬送信信号	33
図 3.1.3 模擬受信信号 ($n=100$ の場合)	33
図 3.1.4 2乗検波した信号 ($n=100$ の場合)	34
図 3.1.5 フィルターレベルに対するドップラーシフトした信号の再現性	34
図 3.1.6 既存の方法による波形再生	35
図 3.1.7 相互相関処理を利用した方法による波形再生	35
図 3.1.8 双方向フィルターによるドップラーシフトした信号の再現性	36
図 3.1.9 相互相関処理を利用した方法による波形再生 (双方向フィルター)	36
図 3.1.10 周波数解析 (精度、既存の方法)	37
図 3.1.11 周波数解析 (精度、相互相関処理)	37
図 3.1.12 周波数解析 (精度、双方向フィルター後相互相関処理)	37
図 3.1.13 パワースペクトル (精度、既存の方法)	38
図 3.1.14 パワースペクトル (精度、相互相関処理)	38
図 3.1.15 ドップラーシフト周波数計測範囲の制限	39
図 3.1.16 周波数解析 (計測範囲、既存の方法)	40
図 3.1.17 周波数解析 (計測範囲、相互相関処理)	40
図 3.1.18 計測体積の概略図	41
図 3.1.19 周波数解析 (周波数分離度 1、相互相関処理)	42
図 3.1.20 周波数解析 (周波数分離度 2、相互相関処理)	42
図 3.1.21 周波数解析 (ノイズの影響[1 倍]、既存の方法)	43
図 3.1.22 周波数解析 (ノイズの影響[1 倍]、相互相関処理)	43
図 3.1.23 周波数解析 (ノイズの影響[5 倍]、既存の方法)	44
図 3.1.24 周波数解析 (ノイズの影響[5 倍]、相互相関処理)	44

図 3.1.25 周波数解析（ノイズの影響[10 倍]、既存の方法）	45
図 3.1.26 周波数解析（ノイズの影響[10 倍]、相互相関処理）	45
図 3.1.27 周波数解析（散乱源混入量の影響[128 列]、相互相関処理）	46
図 3.1.28 周波数解析（散乱源混入量の影響[192 列]、相互相関処理）	46
図 3.1.29 周波数解析（散乱源混入量の影響[224 列]、相互相関処理）	47
図 3.1.30 周波数解析（散乱源混入量の影響[240 列]、相互相関処理）	47
図 3.1.31 周波数解析（距離減衰の影響、相互相関処理）	48
図 3.1.32 ダンピング信号が重なり合った受信信号	49
図 3.1.33 周波数解析（ダンピング信号の影響、既存の方法）	50
図 3.1.34 周波数解析（ダンピング信号の影響、相互相関処理）	50
図 3.1.35 周波数解析（受信信号の振幅が変化する影響、既存の方法）	51
図 3.2.1 試験装置と計測系の概略図	52
図 3.2.2 受信信号の一例	53
図 3.2.3 スムージング処理によって抽出された低周波成分の信号	53
図 3.2.4 低周波成分を除去した受信信号の一例	53
図 3.2.5 切り出した送信信号	54
図 3.2.6 切り出した受信信号	54
図 3.2.7 2 乗検波した信号	55
図 3.2.8 ローパスフィルターに通した信号	55
図 3.2.9 既存の方法による波形再生（試験）	56
図 3.2.10 相互相関処理を利用した方法による波形再生（試験）	56
図 3.2.11 既存の方法で処理したパワースペクトル	57
図 3.2.12 相互相関処理を利用した方法で処理したパワースペクトル	57
図 3.2.13 送信信号の回帰分析	58
図 3.2.14 ダンピング信号の回帰分析	58
図 3.2.15 周波数解析より直流成分が現れる一例	59
図 3.2.16 波形再生段階での上下非対称性の一例	59
図 3.2.17 既存の方法で処理した速度分布（径方向）	60
図 3.2.18 相互相関処理を利用した方法で処理した速度分布（径方向）	60
図 3.2.19 既存の方法で処理した速度分布（流れ方向）	61
図 3.2.20 相互相関処理を利用した方法で処理した速度分布（流れ方向）	61

記号リスト

A, B, C : 信号の振幅	$W_{R1C}, W_{R1S}, W_{R2C}, W_{R2S}$: ドップラーシフト周波数の信号
c : 流体の音速	W_T : 送信信号
C : 類似の程度を表す指標	W_{TR} : 送信信号と受信信号の積
d : 振動子の直径	$W_{TR}(k)$: k 番目の 2 乗検波したデータ列
$\text{FFT}(W_D)$: 波形再生信号 W_D を高速フーリエ変換した結果	$x(n), y(m)$: 断片信号の n, m 番目の値
$\overline{\text{FFT}}(W_D)$: $\text{FFT}(W_D)$ の複素共役	X : 距離
\bar{f} : 平均周波数	Δf : 周波数分解能
f_D : ドップラーシフト周波数	ε : 距離分解能
f_R : 受信周波数	ϕ : 送信信号と受信信号の位相のずれ
f_{PRE} : パルス波送信周波数	φ : 位相差
f_T : 送信周波数	φ_1, φ_2 : 位相
n : 整数	γ : 指向角
$n_x(n), n_y(m)$: ノイズの断片信号	λ : 波長
N : データの個数	θ, θ_1 : 入射角度
N_w : 波数	θ_2 : 出射角度
$P(f_n)$: 離散化周波数 f_n に対応するパワー	ω_D : ドップラーシフト周波数の角周波数
スペクトル	ω_T : 送信信号の角周波数
$s_x(n), s_y(m)$: ドップラーシフト周波数の周波数成分をもつ断片信号	
t : 時間	
t_0 : 受信信号計測開始時間	
t_R : 受信時刻	
t_{REP} : パルス波送信時間間隔	
t_T : 送信時刻	
V : 散乱源の速度	
$W_D(k)$: k 番目のドップラーシフトした周波数の信号データ列	
W_R, W_{R1}, W_{R2} : 受信信号	
$W_R(k)$: k 番目の受信信号データ列	

デジタル処理による超音波速度分布計測手法の開発

1. 緒言

液体金属ナトリウム中の熱流動現象を定量的に把握するために必要な計測技術として、超音波を利用した流動状況の計測手法を検討している。この計測方法は、流体中の被測定対象場に超音波を照射し、流体とともに流れる散乱源によって散乱された周波数を受信すると、その受信周波数は流速によって変化するという、いわゆるドップラー効果を利用したものである。

この計測技術を確立するための研究開発は、大きく二つの項目に分けることができる。第一の項目は、高温ナトリウム中で利用できる超音波センサの開発であり、振動子にニオブ酸リチウムを用いたセンサを試作し、水中試験等によって性能を評価している⁽¹⁾。

第二の項目は、超音波センサで計測された受信信号から散乱波の周波数を求めるためのデジタル信号処理方法の開発である。流体中の微小な散乱源からの散乱波は、反射波と比べて微弱な信号であり、その信号からドップラーシフト周波数を計測するためのデジタル信号処理方法の開発が重要となる。また、散乱波は微弱な信号であるために、計測条件によってはノイズの影響を大きく受けける可能性があり、ノイズ除去対策を考慮した信号処理方法が必要となる。

そこで本報告では、受信信号からデジタル信号処理によってドップラーシフト周波数を導き出すために、ノイズ除去対策として有効な相互相関処理を利用した信号処理方法を提案し、模擬受信信号を処理することによってその方法の性能評価と妥当性を確認する。また、実際の信号による検証のために水中試験を実施し、試験によって得られた受信信号を処理することによって提案した信号処理方法の適用性を確認する。

2. 計測の原理

この章では、連続波ドップラー法とパルスドップラー法の概要について示す。その後にパルスドップラー法におけるドップラーシフト周波数の信号の波形再生方法について、相関処理を利用した方法を提案する。

2.1 ドップラー法の原理⁽²⁾

図 2.1.1 にドップラー法の計測原理を示す。送信周波数 f_T 、入射角度 θ_1 で超音波ビームを流体中に照射したとする。照射した超音波ビームは、流体中の微小な散乱源によって散乱され、ドップラー効果により周波数が偏移する。偏移した超音波ビームを他の超音波センサで受信すると、送信周波数 f_T と受信周波数 f_R の間には以下の関係式が成り立つ。

$$f_R = \frac{c + V \cos \theta_1}{c - V \cos \theta_2} f_T \quad (2.1)$$

ここで、 θ_2 ：出射角度、 c ：流体の音速、 V ：散乱源の速度である。

従って、送信周波数 f_T と受信周波数 f_R の間のドップラーシフト周波数 f_D は、以下の関係式で表すことができる。

$$f_D = f_R - f_T = \frac{V(\cos \theta_1 + \cos \theta_2)}{c - V \cos \theta_2} f_T \quad (2.2)$$

流体中の微小な散乱源が、流体と同一速度で流れていると仮定すると、式(2.2)より流体の速度 V を求めることができる。一般に流体の速度 V は、流体の音速 c に比べて非常に小さいので、式(2.2)は以下の関係式で近似することができる。

$$V = \frac{c \cdot f_D}{f_T(\cos \theta_1 + \cos \theta_2)} \quad (2.3)$$

流体の速度 V が流体の音速 c に比べて非常に小さいことからも分かるように、通常ドップラーシフト周波数 f_D は送信周波数 f_T に比べて非常に低い周波数となる。このため受信信号を直接高速フーリエ変換し周波数解析することは、計測精度から考えて現実的ではない。そこで、受信信号からドップラーシフト周波数を求めるための手法として開発された連続波ドップラー法について以下に説明する。

2.2 連続波ドップラー法⁽²⁾

図 2.2.1 に連続波ドップラー法によりドップラーシフト周波数 f_D を求めるための手順を示す。送信用の超音波センサから周波数 f_T で連続的に超音波を照射したとする。送信された信号 W_T は以下の関係式で表すことができる。

$$W_T = A \sin(\omega_T t) = A \sin(2\pi f_T t) \quad (2.4)$$

ここで、 A ：送信信号の振幅、 ω_T 送信信号の角周波数、 t ：時間である。

送信された信号 W_T は、流体中に存在する微小な散乱源によって散乱され、送信周波数 f_T が偏移する。その周波数偏移した信号を受信用の超音波センサで受信したとすると、受信

された信号 W_R は以下となる。

$$W_R = B \sin\{(\omega_T + \omega_D)t + \phi\} = B \sin\{2\pi(f_T + f_D)t + \phi\} \quad (2.5)$$

ここで、 B ：受信信号の振幅、 ω_D ：ドップラーシフト周波数の角周波数、 ϕ ：送信信号との位相のずれである。

この受信信号 W_R からドップラーシフトした周波数 f_D の信号を抽出するために、受信信号 W_R と送信信号 W_T の積をとり受信信号を 2 乗検波すると、以下の関係式が導出される。

$$W_{TR} = W_T \cdot W_R = \frac{AB}{2} [\cos(\omega_D t + \phi) - \cos\{(2\omega_T + \omega_D)t + \phi\}] \quad (2.6)$$

この 2 乗検波した信号をローパスフィルターに通すと、右辺第二項の高周波成分が除去され、右辺第一項の低周波成分、すなわちドップラーシフトした周波数 f_D の信号を抽出することができる。この信号を周波数解析することにより、ドップラーシフト周波数 f_D を求めることができる。得られたドップラーシフト周波数 f_D を式(2.3)に代入すると、流体の速度 V を求めることができる。

しかし実際の利用において連続波ドップラー法は、送信信号が連続的であることから、どの位置において信号が散乱されたのかを判断することはできない。すなわち、超音波入射方向の流体全体の平均速度を求めることになり、ある特定の位置での速度を求めることができない。また、連続波ドップラー法では、送受信 2 個以上の超音波センサが必ず必要となる。この問題を解決するために提案されたのが、パルスドップラー法である。以下にパルスドップラー法について説明する。

2.3 パルスドップラー法⁽²⁾

2.3.1 計測の概要

流体の速度分布を得るためにには、距離分解能を有する計測方法が必要となる。連続波ドップラー法が、ある特定の位置での速度を求めることができないのに対して、パルスドップラー法では、特定の位置における流体の速度を求めることが可能となる。

図 2.3.1 にパルスドップラー法によりドップラーシフト周波数を求めるための手順を示す。送信用の超音波センサから周波数 f_T のパルス波を一定の時間間隔 t_{REP} で照射する。送信信号①は流体中に存在する微小な散乱源によって散乱され、送信周波数が偏移する。一定の時間間隔 t_{REP} をおいて照射された送信信号①と同位相の送信信号②についても、散乱源によって散乱され、送信周波数が偏移する。この操作を繰り返すことによって、複数の受信信号が時系列に得られる。各受信信号に対して、連続波ドップラー法で処理した方法と同様に送信信号で 2 乗検波し、ローパスフィルターに通すと、ドップラーシフトした周波数の信号の断片を抽出することができる。この断片の信号を時系列に並べて波形再生し、周波数解析することにより、ドップラーシフト周波数 f_D を求めることができる。

次に距離分解能について図 2.3.2 を用いて説明する。パルスドップラー法では、送信信号がパルス波のため、信号送信時以外は受信信号を受信するための超音波センサとして利用

可能である。超音波センサから時刻 t_T で送信信号を照射し、時刻 t_R にある周波数偏移した信号を受信したとすると、散乱源までの距離 X は以下の関係式で表すことができる。

$$X = \frac{c(t_R - t_T)}{2} \quad (2.7)$$

以上より、パルスドップラー法では、速度計測と距離計測が可能であり、これによって流体の一次元流速分布計測が可能となる。

2.3.2 相互相関処理を利用した波形再生方法の提案

既存の方法では、ドップラーシフトした周波数の信号の断片から、各断片の最後のデータのみを抽出している。抽出したデータを時系列に並べ、高速フーリエ変換等によって周波数解析することによりドップラーシフト周波数 f_D を求めている。

これに対して本報告では、相互相関処理を利用した波形再生方法を提案する。相互相関処理とは、ある基準となる信号に対して、他の信号を時間軸に沿ってシフトしたときに、その信号が基準となる信号に対してどの程度類似しているかを判断するためのもので、ノイズと重なり合った信号から得たい信号を抽出するときに有効な方法である⁽³⁾⁽⁴⁾。

図2.3.3に提案した波形再生方法によりドップラーシフト周波数を求めるための手順を示す。提案した方法では、ある基準となる断片の信号 $x(n)$ に対して、他の断片信号 $y(m)$ との類似の程度を、相互相関関数の平均値として以下の関係式によって表す。

$$C = \frac{1}{2N-1} \sum_{n=1}^N \frac{1}{N} \sum_{m=1}^N x(n) \cdot y(m) \quad (2.8)$$

ここで、 C ：類似の程度を表す指標、 N ：データの個数である。この操作をすべての断片信号に対して行い、類似の程度を表す指標を時系列に並べ、高速フーリエ変換によって周波数解析し、ドップラーシフト周波数を求める。

相互相関処理を利用した波形再生方法は、ノイズと重なり合った信号から得たい信号を抽出するのに有効である反面、既存の方法に比べて距離分解能が低下する。図2.3.4に波数が4波の場合について、両手法での距離分解能の比較を示す。既存の方法では、最終的に受信信号の最後のデータのみを抽出する。そのために、散乱源Bで散乱された散乱信号の最初のデータまでが、散乱源Aで散乱された基準となる散乱信号に重なる可能性がある。従って、この散乱源AからBまでの範囲が基準となる散乱信号の計測範囲、すなわち距離分解能に相当する。波数 N_w の場合の距離分解能 ε は以下の関係式で表すことができる。

$$\varepsilon = \frac{N_w}{2} \lambda = \frac{N_w}{2} \frac{c}{f_T} \quad (2.9)$$

ここで、 λ ：波長である。

それに対して、相互相関処理を利用した波形再生方法の場合、散乱源Bで散乱された散乱信号に対しては既存の方法での扱いと同様であるが、相互相関処理を利用した波形再生方法では受信信号の全データを利用するため、散乱源Cで散乱された散乱信号の最後の

データまでが、散乱源 A で散乱された基準となる散乱信号に重なる可能性がある。そのため、距離分解能は既存の方法の場合に比べて 2 倍に低下する。しかしながら、通常流速分布計測に用いる超音波の周波数は数 MHz、波数も数波であることから、距離分解能は水中およびナトリウム中で数 mm 程度の値に収まる。

2.3.3 流れ方向の求め方⁽²⁾

散乱源が、超音波センサに近づいてくるような流れの場合は、送信周波数は高くなり、逆に遠ざかっていくような流れの場合は、送信周波数は低くなる。直接この周波数を周波数解析できれば、流れ方向と速度を同時に評価できるのであるが、2.1 ドップラー法の原理のところでも説明したように、通常ドップラーシフト周波数 f_D は送信周波数 f_T に比べて非常に低い周波数であり、高速フーリエ変換によって直接周波数解析を行うことは、計測精度から考えて現実的ではない。そのため、受信信号を 2 乗検波し、ローパスフィルターを通してドップラーシフト周波数 f_D の絶対値は分かるが、符号は判別できなくなる。すなわち、流れ方向を求めることができなくなる。そのために以下に示すような処理が必要となる。

ある時刻 t に照射したパルス波からの受信信号 W_{R1} と、パルス波送信時間間隔 t_{REP} で次に照射したパルス波からの受信信号 W_{R2} は以下の関係式で表すことができる。

$$W_{R1} = B \sin\{(\omega_T + \omega_D)t + \phi\} \quad (2.10)$$

$$W_{R2} = C \sin\{(\omega_T + \omega_D)(t + t_{REP}) + \phi\} \quad (2.11)$$

但し、ここでは時刻 t から $t + t_{REP}$ 間に、流れの変化は無いと仮定する。

得られた受信信号を送信信号および送信信号の余弦波で 2 乗検波し、ローパスフィルターに通すと、以下に示す 4 つのドップラーシフト周波数の信号の断片が得られる。

$$W_{RIC} = \frac{AB}{2} \sin(\omega_D t + \phi) \quad (2.12)$$

$$W_{RIS} = \frac{AB}{2} \cos(\omega_D t + \phi) \quad (2.13)$$

$$W_{R2C} = \frac{AC}{2} \sin\{\omega_D(t + t_{REP}) + \phi\} \quad (2.14)$$

$$W_{R2S} = \frac{AC}{2} \cos\{\omega_D(t + t_{REP}) + \phi\} \quad (2.15)$$

上記に示す 4 つの信号の断片から、受信信号 W_{R1} と W_{R2} の位相差 φ を求めると、以下の関係式が得られる。

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \tan^{-1}\left(\frac{W_{R2C}}{W_{R2S}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{W_{RIC}}{W_{RIS}}\right) = \omega_D t_{REP} = 2\pi f_D t_{REP} \quad (2.16)$$

パルス波送信時間間隔 t_{REP} は既知なので、位相差 ϕ が正ならば、ドップラーシフト周波数 f_D は正、すなわち散乱源が超音波センサに近づいてくるような流れであり、位相差 ϕ が負ならば、ドップラーシフト周波数 f_D は負、すなわち散乱源が超音波センサから遠ざかっていくような流れとなる。

3. 信号処理方法の検証

提案した相互相関処理を利用するドップラーシフト周波数評価方法の妥当性を確認するために、模擬受信信号による評価方法の検証と、試験によって計測された実際の受信信号による評価方法の検証を行う。

3.1 模擬受信信号による信号処理方法の検証

模擬受信信号の時系列データの作成方法に関する概略図を図 3.1.1 に示す。送信信号および散乱源によって散乱された受信信号の模擬データは、後述する試験データによる検証で用いた超音波発信機等との整合を考慮し、表 3.1.1 に示す条件とする。また、受信信号の総列数は、周波数解析のための高速フーリエ変換処理を考慮し、256 列とする。

3.1.1 精度

計測精度を評価するための一例として、ドップラーシフト周波数 f_D が 2000Hz、すなわち受信信号の周波数が 4MHz+2000Hz の場合の処理方法を、処理手順に沿って説明する。また、ここでは 2 種類のドップラーシフト周波数評価方法（①パルスドップラー法で、波形再生方法が各断片の最後のデータのみを抽出する既存の方法、②パルスドップラー法で、波形再生方法に相互相関処理を利用する方法）の計測精度について検討する。

基準となる送信信号 W_T は、以下の関係式を用いて作成する。

$$W_T = A \sin(\omega_T t) = A \sin(2\pi f_T t) \quad t = 0 \sim 0.99 \mu s \quad (3.1)$$

ここで、送信周波数 f_T は 4MHz であり、振幅 A は 1 と仮定する。この送信信号 W_T の 4 波分が送信時間間隔 t_{REP} ごとに送信される。

この送信信号が散乱源によって散乱され、周波数が 2000Hz 偏移したとすると、受信信号 $W_R(k)$ は、以下の関係式によって表すことができる（ k は 256 列あるデータ列の k 番目のデータ列に対応することを表す）。

$$\begin{aligned} W_R(k) &= B \sin[(\omega_T + \omega_D)((k-1)t_{REP} + (t + t_0))] \\ &= B \sin[2\pi(f_T + f_D)((k-1)t_{REP} + (t + t_0))] \quad t = 0 \sim 0.99 \mu s \end{aligned} \quad (3.2)$$

ここで、ドップラーシフト周波数 f_D は 2000Hz であり、送信信号繰り返し照射時間 t_{REP} および受信信号計測開始時間 t_0 は、表 3.1.1 の条件よりそれぞれ $128 \mu s$ 、 $50 \mu s$ である。また、振幅 B は 1 と仮定する。

受信信号 $W_R(k)$ を送信信号 W_T で 2 乗検波すると、以下の関係式を得る。

$$\begin{aligned} W_{TR}(k) &= W_T \cdot W_R(k) = \frac{AB}{2} \left\langle \cos[(\omega_T + \omega_D)((k-1)t_{REP} + (t + t_0))] - \omega_T t \right\rangle \\ &\quad - \cos[(\omega_T + \omega_D)((k-1)t_{REP} + (t + t_0)) + \omega_T t] \end{aligned} \quad (3.3)$$

図 3.1.2 から図 3.1.4 に送信信号 W_T と、 $k = 100$ の時の受信信号 $W_R(100)$ および 2 乗検波した信号 $W_{TR}(100)$ の結果を示す。

次に2乗検波した信号 $W_{TR}(k)$ をローパスフィルターに通し、式(3.3)の右辺第一項の低周波成分、すなわちドップラーシフトした周波数の信号 $W_D(k)$ を抽出する。ローパスフィルターには、Hamming 窓をベースにした線形位相フィルターを用いる⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾。カットオフ周波数は、ドップラーシフトした周波数 2000Hz の信号を再現すれば良いことから、ここでは 10000Hz とする。フィルターの次数は、ドップラーシフトした周波数の信号の再現性を考慮し選定する必要がある。図 3.1.5 に、2乗検波した信号 $W_{TR}(100)$ をフィルターに通した場合のフィルタ一次数に対するドップラーシフトした周波数の信号の再現性を示す。フィルターの次数が 10、20 の場合では、得られた信号は大きく振動しており、ドップラーシフトした周波数の信号の再現性に乏しい。波形再生方法に最後のデータのみを抽出する既存の手法の場合、フィルターの次数が 30 以上であれば、ドップラーシフトした周波数の信号を再生可能である。今回提案した相互相關処理を利用する方法では、ドップラーシフトした周波数の信号 $W_D(k)$ の全データを利用するため、ドップラーシフトした周波数の信号に早く収束し、かつ信号を再現できていることが望ましい。このことから以下の処理では、フィルターの次数を 30 とする。

図 3.1.6、図 3.1.7 に既存の方法および相互相関処理を利用した方法によりドップラーシフトした周波数の信号の波形再生結果を示す。白丸が波形再生によって求められた値であり、黒丸はドップラーシフトした周波数 2000Hz の真値である。なお、相互相関処理を利用した方法の比較に用いた真値は、相互相関処理を利用した方法によって求められた値を基に 0.147 倍の補正を行っている。既存の方法によって求めた値は、ローパスフィルター後に最後のデータのみを抽出するため、当然のことながら真値とほぼ等しくなる。それに対して相互相関処理を利用した方法によって求めた値は、真値に対して誤差を含んでいる。相互相関処理を利用した方法では、ローパスフィルター後の全データを利用するため、図 3.1.3 に示すローパスフィルターによって再現できない 50.0 から 50.3×10^{-6} s の部分が誤差として生じたものと考えられる。それを検証するために、2 乗検波した信号を双方向フィルターに通した後、相互相関処理を利用した方法での波形再生を試みる。双方向フィルターとは、時系列データの順方向と逆方向からそれぞれローパスフィルターに通し、順方向から通したデータの後半部分と逆方向から通したデータの前半部分を結合する処理方法である。この処理によりローパスフィルターでは再現できなかった部分の再現性を向上させることができる。図 3.1.8、図 3.1.9 に、図 3.1.4 に示す 2 乗検波した信号 $W_{TR}(100)$ を双方向フィルターに通した結果および相互相関処理によって波形再生した結果を示す。相互相関処理によって波形再生した結果は、真値を 0.202 倍したものとほぼ等しくなり、図 3.1.7 に見られる真値からのずれは、ローパスフィルターによって再現できない部分の誤差の影響であることが分かる。

図 3.1.10、図 3.1.11、図 3.1.12 に既存の方法、相互相関処理による方法および双方向フィルターと相互相関処理を組み合わせた方法による波形再生結果の周波数解析を示す。周波数解析結果は、高速フーリエ変換で求められた周波数成分の絶対値によって表す。まず、

相互相関処理による方法と、双方向フィルターと相互相関処理を組み合わせた方法での周波数解析結果の比較を行う。各周波数成分のスペクトル強度を比較した結果、300Hz以内の低周波成分に違いは見られるものの、ドップラーシフト周波数 2000Hz 付近のスペクトル強度と比較して、その影響は非常に少ない。それ以外の周波数成分では、全体的に相対値で約 27% 双方向フィルターと相互相関処理を組み合わせた方法で求めた場合のスペクトル強度が大きくなっているが、これは波形再生時の信号強度が違うことにのみ起因し、双方向フィルターを通した後、波形再生を行わなくとも十分精度良く周波数解析を行うことができる事を示している。よって、以下の処理では双方向フィルターを利用せず、信号処理の簡略化の観点から順方向からのフィルターによる処理を適用する。

また、既存の方法と相互相関処理による方法の周波数解析結果の比較を行った結果、波形再生時の信号強度の違いから、全体的に約 85% 既存の方法で求めた場合のスペクトル強度が大きくなっているだけで、傾向はほぼ等しい。これより、波形再生に相互相関処理を利用した方法は、既存の方法と同程度の処理性能を有することが分かる。

精度に関しては、2種類の方法で評価する。1つは高速フーリエ変換による周波数成分の絶対値のピークが、2000Hz に最も近い周波数成分に存在することである。高速フーリエ変換による周波数分解能を考慮すると 2000Hz に最も近い周波数成分は 2014.16Hz である。双方向フィルターと相互相関処理を組み合わせた方法で波形再生を行った結果を含めたすべての方法で、スペクトル強度のピークは、2014.16Hz の周波数成分に存在する。

次に平均周波数を求め、ドップラーシフト周波数 f_D の真値 2000Hz との相対誤差を評価する。平均周波数 \bar{f} は、以下の関係式で評価する。

$$\bar{f} = \frac{\sum_{n=0}^{128} f_n \cdot P(f_n) \cdot \Delta f}{\sum_{n=0}^{128} P(f_n) \cdot \Delta f} \quad (3.4)$$

$$f_n = n \cdot \Delta f \quad (3.5)$$

ここで、 $P(f_n)$ ：離散化周波数 f_n に対応するパワースペクトル、 Δf ：周波数分解能である。また、離散化周波数 f_n に対応するパワースペクトル $P(f_n)$ は、以下の関係式によって定義する。

$$P(f_n) = \text{FFT}(W_D) \cdot \overline{\text{FFT}}(W_D) / 256 \quad (3.6)$$

ここで、 $\text{FFT}(W_D)$ ：波形再生信号 W_D を高速フーリエ変換した結果、 $\overline{\text{FFT}}(W_D)$ ： $\text{FFT}(W_D)$ の複素共役である。

図 3.1.13、図 3.1.14 に既存の方法および相互相関処理による波形再生方法で周波数解析した結果を基にパワースペクトル $P(f_n)$ を求めた結果を示す。このパワースペクトル $P(f_n)$ を用いて平均周波数を求めた結果、平均周波数はどちらの方法で求めた場合でも 2012Hz

であり、ドップラーシフト周波数 f_D の真値 2000Hz に対する相対誤差は 1% 以下となる。

また、ドップラーシフト周波数 f_D が 0, 1000, 3000, 3906.25Hz の場合についても同様に精度を評価した。ここで周波数 3906.25Hz は、3.1.2 の計測範囲のところで述べるが、表 3.1.1 に示した条件より定まる計測可能なドップラーシフト周波数 f_D の最大値を示す。表 3.1.2 にスペクトル強度のピークが存在する周波数、平均周波数 \bar{f} および相対誤差を示す。相互相関処理による波形再生方法で求めたスペクトル強度のピークが存在する周波数は、既存の方法で求めた場合と同様に、求めたい周波数にもっとも近い周波数成分に存在する。また相対誤差は、ドップラーシフト周波数 f_D の真値が 1000Hz 以上で 1% 以下となる。

3.1.2 計測範囲⁽²⁾

パルスドップラー法は、連続波ドップラー法に無い距離分解能を有する反面、ドップラーシフト周波数の計測範囲が連続波ドップラー法よりも制限される。これに関して、図 3.1.15 を用いて説明する。高速フーリエ変換による周波数解析結果の絶対値に関して、連続波ドップラー法では、送信信号の周波数 f_T に対して 1 本しかスペクトルが存在しない。それに対してパルスドップラー法では、送信信号の周波数 f_T を中心にパルス波送信周波数 f_{PRE} の間隔ごとにスペクトルが存在する。従って、ドップラーシフトした受信信号のスペクトルも連続波ドップラー法の場合は、送信信号の周波数 f_T のまわりしか存在しないが、パルスドップラー法では、各送信信号のスペクトルのまわりに存在することとなる。これを式で表すと、式(2.3)を変形した以下の関係式となる。

$$f_D = f_R - f_T = \frac{2V \cos \theta}{c} (f_T + n \cdot f_{PRE}) \quad (3.7)$$

ここで、 n : 整数、 θ : 流れに対する超音波ビーム入射角度である。

従って、計測に利用できる周波数範囲は以下となる。

$$f_T - 1/2 f_{PRE} < f_T + f_D < f_T + 1/2 f_{PRE} \quad (3.8)$$

実際の処理では、2 乗検波した後、ローパスフィルターを通すことによって低周波成分のみを抽出するので式(3.8)から送信信号の周波数 f_T を除いた以下に示す周波数範囲が計測に利用可能となる。

$$-1/2 f_{PRE} < f_D < 1/2 f_{PRE} \quad (3.9)$$

この関係は、ナイキストのサンプリング定理からも明らかである。この周波数範囲を超えたドップラー周波数 f_D を計測した場合、他の周波数範囲のスペクトルが利用可能な周波数範囲に現れることとなる。表 3.1.1 に示す条件の場合、周波数範囲は ±3906.25Hz となる。

ドップラーシフト周波数が計測範囲を超える場合の一例として、受信信号のドップラーシフト周波数 f_D が 5000Hz の場合の周波数解析を行う。まず、流れの方向を求めるために、受信信号 $W_R(1)$ と $W_R(2)$ から位相差を求めると、位相差は -129.5° となり、ドップラーシフト周波数は負、すなわち散乱源が超音波センサから遠ざかっていくような流れと評価される。それを考慮し、既存の手法と相互相関処理を利用した手法による波形再生方法で周

波数解析した結果を図 3.1.16 と図 3.1.17 に示す。なお、スペクトル強度は、スペクトル強度のピーク値で規格化している。どちらの手法による周波数解析結果でも -2800Hz 付近にスペクトル強度のピークが見られ、ドップラーシフト周波数 f_D の真値 5000Hz を評価できなくなる。-2800Hz 付近のスペクトル強度のピークは、他の周波数範囲のスペクトルが、利用可能な周波数範囲に現れた結果である。

また、ドップラーシフト周波数 f_D の計測範囲に関連し、速度 V と距離 X の計測範囲は、以下の関係式によって制限される。

$$-\frac{c^2}{8f_T \cos\theta} < V \cdot X < \frac{c^2}{8f_T \cos\theta} \quad (3.10)$$

3.1.3 周波数分離度

実際の計測では、図 3.1.18 に示すように超音波ビームの広がりと距離分解能で求められた円柱形状の体積中に含まれる流体の散乱波を受信していることになる。従って、その体積中の流れが一様で無ければ、複数のドップラーシフト周波数を計測することとなる。

複数のドップラーシフト周波数を計測する一例として、図 3.1.19 に 1000Hz と 2000Hz のドップラーシフト周波数 f_D の信号が重なり合った場合の相互相關処理を利用した方法による周波数解析結果を示す。受信信号の振幅 B はともに 1 とする。解析結果より、ドップラーシフト周波数 f_D は各々独立して評価できることが分かる。しかし、スペクトル強度は 1000MHz の周波数成分の方が大きくなっている。これは、高速フーリエ変換による離散化周波数 f_n にドップラーシフト周波数 f_D が一致していないために生じるものと考えられる。これを検証するために、離散周波数 f_n と一致する 1007.08Hz と 2014.16Hz のドップラーシフト周波数 f_D の信号が重なり合った場合の周波数解析結果を図 3.1.20 に示す。解析結果より、1007.08Hz と 2014.16Hz の周波数成分に、同じ値のスペクトル強度が見られ、これよりドップラーシフト周波数 f_D の離散周波数 f_n からのずれが、スペクトル強度の大きさおよび広がりに影響を与えることが分かる。これより、ドップラーシフト周波数 f_D を評価する場合、スペクトル強度のピークをドップラーシフト周波数 f_D とするのではなく、式(3.4)の平均周波数でドップラーシフト周波数 f_D を評価する必要があることが分かる。表 3.1.3 に複数のドップラーシフト周波数の信号が重なった場合の平均周波数 \bar{f} および理論値との相対誤差を示す。複数のドップラーシフト周波数の信号が重なった場合でも、相対誤差 1% 程度の精度で平均周波数 \bar{f} を求めることが可能である。

3.1.4 ノイズの影響

通常、散乱波は反射波に比べて非常に小さく、そのため受信信号は空中電波や超音波送受信機等で発生するノイズの影響を大きく受ける可能性がある。そこで、受信信号にノイズが重なり合った場合の影響を評価する。ノイズには、擬似ホワイトノイズを用いる。擬似ホワイトノイズは、0 と 1 のランダム信号をローパスフィルターに通し、基準電圧を 0V

に調整することによって作成する⁽³⁾。受信信号を送信信号で2乗検波した信号は約 8MHz であることから、0 と 1 のランダム信号をローパスフィルターに通す際の遮断周波数は 10MHz とする。よって擬似ホワイトノイズは約 10MHz 以下の周波数成分で構成される。受信信号の条件としては、ドップラーシフト周波数 f_D は 2000Hz であり、振幅 B は 1 とする。

図 3.1.21 から図 3.1.26 に受信信号に擬似ホワイトノイズが重なった場合について、既存の方法および相互相関処理を利用した方法での周波数解析結果を示す。なお、擬似ホワイトノイズとしては、ノイズの最大の振幅が受信信号の振幅 B に対して約 1、5、10 倍の 3 種類を用いる。解析結果より、擬似ホワイトノイズの振幅が 1 倍の場合は、どちらの方法でもドップラーシフト周波数 f_D のスペクトルを識別可能であるが、擬似ホワイトノイズの振幅が 5、10 倍になると、既存の方法ではドップラーシフト周波数 f_D のスペクトルを識別することができなくなる。ここで、ドップラーシフト周波数 f_D のスペクトル識別の可否については、ノイズのスペクトル強度が、ドップラーシフト周波数 f_D のスペクトル強度の半値以下であれば、ドップラーシフト周波数 f_D のスペクトルを識別可能とする。それに対して、相互相関処理を利用した方法では、擬似ホワイトノイズの振幅が 5、10 倍の場合でも、ドップラーシフト周波数 f_D のスペクトルを識別可能である。

相互相関処理を利用した方法が、ノイズの影響に有効であることについて、相互相関関数の平均値を求める式(2.8)を用いて以下に説明する。ローパスフィルターを通した後の基準となる断片の信号 $x(n)$ は、ドップラーシフト周波数 f_D の周波数成分をもつ信号 $s_x(n)$ とローパスフィルターを通した後のノイズの信号 $n_x(n)$ の和で表すことができる。また、基準となる断片の信号 $x(n)$ との類似の程度を判断したい $y(m)$ についても同様に、ドップラーシフト周波数 f_D の周波数成分をもつ信号 $s_y(m)$ とローパスフィルターを通した後のノイズの信号 $n_y(m)$ の和で表すことができる。この関係を式(2.8)に代入すると、以下の関係式を得る。

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{2N-1} \sum_{n=1}^N \frac{1}{N} \sum_{m=1}^N \{s_x(n) + n_x(n)\} \cdot \{s_y(m) + n_y(m)\} \\ &= \frac{1}{2N-1} \sum_{n=1}^N \frac{1}{N} \sum_{m=1}^N \{s_x(n) \cdot s_y(m) + s_x(n) \cdot n_y(m) + s_y(m) \cdot n_x(n) + n_x(n) \cdot n_y(m)\} \end{aligned} \quad (3.11)$$

ここで、右辺の $s_x(n) \cdot n_y(m)$ 、 $s_y(m) \cdot n_x(n)$ に関する項は、無相関のため非常に小さな値となる。また、 $n_x(n) \cdot n_y(m)$ に関する項も、ホワイトノイズの場合、無相関となり非常に小さな値となる。それに対して $s_x(n) \cdot s_y(m)$ に関する項は、ドップラーシフト周波数 f_D の

周期信号であるため、相互相関関数の平均値は大きな値となり、ドップラーシフト周波数 f_D の信号の波形再生が可能となる。このことから、相互相関処理を利用した方法は、信号にノイズが重なり合う計測条件において、非常に有効であることが分かる。実際の計測においては、送信信号を照射しない状態であらかじめノイズのスペクトル強度を計測し、それをバックグラウンドとして処理することが望ましいと考えられる。但し、相互相関関数の平均値は、無相関の場合でも 0 とはならず、またドップラーシフト周波数 f_D の信号の振幅およびノイズの振幅に依存して変化するため、ノイズの振幅がドップラーシフト周波数 f_D の信号に比べて非常に大きくなると、ドップラーシフト周波数 f_D の信号の波形再生が不可能となる。

3.1.5 散乱源混入量の影響

ナトリウム中試験では、超音波を散乱させるための散乱源混入量の制御は容易なことでは無く、場合によって散乱源混入量が少なく、必要とする受信信号列の一部に散乱信号を計測できない場合が想定される。そのような場合を考慮し、必要とする受信信号列 256 列中の複数列のデータをすべて 0 とした場合の影響を評価する。受信信号の条件としては、ドップラーシフト周波数 f_D は 2000Hz であり、振幅 B は 1 とする。

図 3.1.27 から図 3.1.30 に 256 列中の 128、192、224、240 列のデータをすべて 0 とした場合の相互相関処理を利用した方法による周波数解析結果を示す。ここで、0 データを入れるデータ列は、ランダムに選択する。また、相互相関処理を行う上で、基準となる信号は散乱信号が存在するデータを用いる。散乱源の混入量が少なく、一部のデータ列のデータがすべて 0 となる条件は、3.1.4 のノイズの影響で述べた擬似ホワイトノイズの作成方法からも分かるように、受信信号自らが擬似ホワイトノイズを作ることを意味する。解析結果より、256 列中の 128、192 列のデータをすべて 0 とした場合までは、ドップラーシフト周波数 f_D の 2000Hz を識別可能であることが分かる。これより、256 列中の 1/4 程度の列に散乱信号が計測できていれば、ドップラーシフト周波数 f_D を計測可能であることが分かる。なお、受信信号の振幅 B が変化しても、ドップラーシフト周波数 f_D のスペクトルはノイズのスペクトルとともに変化するので、ドップラーシフト周波数 f_D 付近のスペクトルがノイズに埋れることは無い。

このような条件の場合、受信信号自身が擬似ホワイトノイズを作るため、3.1.4 のノイズの影響のところで述べたようなバックグラウンド処理は適用できない。受信信号のデータの一部に信号が無い場合は、周波数解析を行った後に擬似ホワイトノイズによるスペクトルを除去する必要がある。

3.1.6 距離減衰の影響

超音波は、液体の粘性等の影響により、伝播距離に対して指數関数で減衰していく。この減衰は、超音波の周波数が高いほど大きく、流速分布計測に用いる数 MHz の周波数の

場合、その影響は無視できない。そこで、指數関数により距離減衰した模擬信号を作成し、距離減衰の影響に関する評価を行う。距離減衰定数は約 1000neper/m とし、その結果データ列中の 100 個目のデータは通常の振幅 1 に対して 1/5 倍程度に低下する。受信信号のドップラーシフト周波数 f_D は、2000Hz である。

図 3.1.31 に距離減衰した場合について、相互相関処理を利用した方法による周波数解析結果を示す。図 3.1.11 に示す振幅 B が 1 の場合の結果と比較してスペクトル強度の分布は同様な傾向を示しており、この結果からドップラーシフト周波数 f_D の評価には、距離減衰の影響を受けないことが分かる。

3.1.7 ダンピング信号の影響

超音波振動子は、超音波発信機からの高周波電圧をオフ状態にしても、引き続き減衰しながら振動を続ける。この余分な振動をダンピングという⁽⁶⁾。通常の超音波センサでは、振動子の背面にダンパと呼ばれる振動吸収材を接合し、このダンピングを抑制している。しかし、ダンピングを完全に取り去ることはできない。また、ダンピング信号の周波数が送信信号の周波数に近ければ、周波数解析結果にダンピング信号のスペクトルが現れることとなり、その結果距離分解能が低下することとなる。そこで、このダンピングがドップラーシフト周波数 f_D の導出に与える影響を評価する。

図 3.1.32 にダンピング信号が重なり合った模擬受信信号の作成方法を示す。求めたい計測体積からの受信信号の振幅は 1 で、ドップラーシフト周波数 f_D は 2000Hz とする。この信号に重なるダンピング信号は、求めたい計測体積の 1 つ前の計測体積に存在する散乱源によって散乱される。ここでは、ダンピング信号のドップラーシフト周波数 f_D は 1000Hz とする。またダンピング信号は、指數関数で減衰するものとし、距離減衰定数は 1000neper/m とする。この結果、ダンピング信号の最後のデータは通常の振幅 1 に対して 1/5 倍程度に低下する。

図 3.1.33 と図 3.1.34 にダンピング信号が重なった場合について、既存の方法および相互相関処理を利用した方法での周波数解析結果を示す。どちらの方法でもダンピング信号のドップラーシフト周波数 f_D の成分が見られ、平均周波数 \bar{f} を求める再に、このスペクトル強度が距離分解能を低下させる原因となる。既存の方法では、波形再生時にデータ列の最後のデータのみを抽出するため、ダンピング信号の振幅が 1/5 倍に低下したデータしか利用していない。それに対して相互相関処理を利用した方法では、ダンピング信号の全データを利用するため、既存の方法で求めた場合よりもダンピング信号のスペクトル強度の割合は大きくなる。この差を利用して、ダンピング信号の除去が可能であるが、実際の計測体系においては両手法で距離分解能が異なるため、その差をダンピング信号のみの影響にすることはできない。

実際の計測においては、ダンピング信号が早く減衰する超音波センサを用いるか、もしくはダンピング信号の周波数が、送信信号の周波数±ローパスフィルターの遮断周波数か

ら大きく異なるように制御する必要がある。後者の場合、ローパスフィルターによる処理の段階で、ダンピング信号は除去される。

3.1.8 受信信号の振幅が変化する場合の影響

パルスドップラー法では、受信信号を複数回計測する必要がある。その間にも散乱源は流体と共に流れているため、散乱源の個数変化により受信信号の振幅が変化するような場合が想定される。そこで、受信信号の振幅が変化するような場合の影響を評価する。受信信号としては、256列あるデータ列の振幅をランダムに1から10までの整数倍し、データ列を作成する。受信信号のドップラーシフト周波数 f_D は、2000Hzである。

図 3.1.35 に受信信号の振幅が変化する場合について、相互相関処理を利用した方法での周波数解析結果を示す。2000Hz の周波数成分付近に、求めたいドップラーシフト周波数 f_D のスペクトルを確認できるが、その他の周波数成分にノイズのスペクトルも見られる。これは、データ群のデータの振幅をランダムに1から10までの整数倍したことによる波形再生時の不連続点の影響と考えられる。不連続点の波形再生には多くの周波数成分を必要とし、この影響が周波数解析の結果に現れるものと考えられる。このノイズに関しては、3.1.5 の散乱源の影響で述べたように、周波数解析を行った後にノイズによるスペクトルを除去する必要がある。

3.2 試験の受信信号による信号処理方法の検証

提案した相互相関処理による方法の適用性を検証するため、試験により受信信号を計測し、求めたドップラーシフト周波数 f_D から流速分布を評価する。

3.2.1 試験装置および試験方法

図 3.2.1 に試験装置と計測系の概略を示す。管は内径 40mm、長さ約 1100mm のアクリル製円筒容器で、容器出入口にパイプを取り付けてループを構成する。流体は循環ポンプによって駆動され、流量は羽根車式の流量計によって計測される。流体には水を用い、散乱源には循環ポンプで生成される微小な気泡を用いる。

計測系は、超音波を送受信するための超音波センサ、超音波センサ内の振動子を駆動するための超音波送受信機、受信信号をデジタル値に変換および信号を記録するための A/D 変換機内蔵型コンピュータによって構成される。なお、超音波センサの振動子は、PZT（チタン酸ジルコン酸鉛）である。

試験方法の概略は次の通りである。超音波送受信機からのパルス高周波電圧によって超音波センサ内の振動子が駆動され、超音波センサから水中に向けて超音波が照射される。照射された超音波は、水中の散乱源によって散乱され、その散乱波を同一の超音波センサで受信する。受信信号は、超音波送受信機を介し、コンピュータに内蔵された A/D 変換機によってデジタル信号に変換される。変換された信号は、一度 A/D 変換機内のメモリに蓄

えられ、その後コンピュータの記録媒体にデータを転送する。

本試験では、超音波センサの設置位置を変更することにより、2種類の速度分布計測を試みた。超音波センサ①は、円筒容器側面に 30° の傾きを持たせて設置し、円筒容器の径方向の速度分布を計測する。円筒容器の入口から超音波センサ①までの距離は、約 900mm である。超音波センサ②は、水の流れに対向するように設置し、流れ方向の速度分布を計測する。円筒容器の入口から超音波センサ②までの距離は、約 1000mm である。試験および計測系の条件は表 3.2.1 に示す。

3.2.2 試験結果および考察

試験結果等について、信号の処理手順に従って以下に説明する。

①前処理

図 3.2.2 に超音波センサを円筒容器側面に 30° の傾きを持たせて設置した場合の試験で得られた受信信号の一例を示す。時刻 0 から 2×10^{-6} s の部分に見られる信号部分が送信信号に対応し、その後の信号が散乱波の受信信号に対応する。このような受信信号のデータ列が 256 列記録される。

得られた受信信号 256 列のすべてに、電圧 0V の基準線から逸脱した低周波成分の信号が見られる。これは、超音波送受信機の高周波パルス電圧発生回路の性能に起因するものと考えられ、この低周波成分の信号を抽出するために、受信信号のデータ群 256 列の相加平均をとり、スムージング処理を行った。スムージング処理には、単純移動平均法を用い、平滑化点数は 101 点である^⑦。スムージング処理を行って抽出された低周波成分の信号を図 3.2.3 に、また低周波成分の信号を除去した受信信号の一例を図 3.2.4 に示す。

②送信信号の切り出し

送信信号としては、図 3.2.4 の最初の $0.99 \mu\text{s}$ 分、すなわち周波数 4MHz の 4 波分を利用する。切り出した送信信号の時刻 0s のデータは、電圧 0V に補正する。切り出した送信信号を図 3.2.5 に示す。

③2乗検波

送信信号と受信信号の積をとり、受信信号を 2 乗検波する。一例として、図 3.2.4 から切り出した受信信号を図 3.2.6 に、その受信信号を送信信号で 2 乗検波した結果を図 3.2.7 に示す。

④ローパスフィルター

ローパスフィルターには、模擬信号処理のところで利用したフィルターと同じ Hamming 窓をベースにした線形位相フィルターを用いる。カットオフ周波数は、10000Hz である。

図 3.2.7 の 2 乗検波した信号をローパスフィルターに通した結果を図 3.2.8 に示す。

⑤波形再生

ここでは、既存の手法による波形再生と相互相関処理を利用した波形再生を行う。まず、既存の手法による波形再生について説明する。図 3.2.8 のローパスフィルターを通した結果より、最後のデータのみを抽出する。図 3.2.8 の場合には、時刻 50.99×10^{-6} s の電圧データを抽出することとなる。256 列ある全データ群に対して①から④の処理を行い、同時刻の最後のデータのみを抽出する。抽出したデータを時系列に並べると、ドップラーシフト周波数の信号波形を再生することができる。図 3.2.9 に時刻 50.99×10^{-6} s の電圧データを抽出し、時系列に並べた結果を示す。ここで、信号の振幅が一定でないのは、ドップラーシフト周波数の信号データ抽出点の影響以外に、散乱波の強度が時間とともに変化していることを表している。

次に相互相関処理を利用した波形再生について説明する。256 列ある全データ群に対して①から④の処理を行い、ローパスフィルターを通したドップラーシフト周波数の断片の信号を得る。その中の任意の信号を選択し、その信号と 256 列ある断片の信号との相互相関処理を行う。この結果を時系列に並べるとドップラーシフト周波数の信号波形を再生することができる。図 3.2.10 に 256 列ある時刻 50.00×10^{-6} s から 50.99×10^{-6} s の各断片の信号に対して、1 列目の断片の信号で相互相関処理を行った結果を示す。

⑥周波数解析

図 3.2.11 と図 3.2.12 に、既存の手法および相互相関処理を利用した波形再生結果を、高速フーリエ変換により周波数解析し、パワースペクトルを求めた結果を示す。周波数が広がる要因としては種々考えられるが、本試験においては、以下の 4 つの要因が考えられる。

(a) ドップラーシフト周波数が、高速フーリエ変換による周波数解析の離散周波数からずれている。

これに関しては、3.1.3 の周波数分離度のところで説明した通りである。

(b) 実際に複数のドップラーシフト周波数を計測している。

実際の計測では、3.1.3 の周波数分離度のところで述べたように、超音波ビームの広がりと送信信号の送信時間に相当する距離分解能で求められる体積中に含まれる流体の散乱波を受信していることになる。従って、計測体積中の流れが一様でなければ、実際に複数のドップラーシフト周波数を計測することとなる。超音波ビームの広がりを表す指標として、指向角がある。指向角とは、超音波ビームの音圧が 0 となる最初の角度である。指向角 γ は、以下の関係式で求めることができる⁽⁸⁾。

$$\gamma = \sin^{-1} \left(1.22 \frac{\lambda}{d} \right) \quad (3.12)$$

ここで、 λ ：波長、 d ：振動子の直径である。振動子の直径は 6mm なので、水中での指向角は 0.075rad、すなわち 4.3° となる。このことから計測体積は、超音波センサから 30mm の距離の場合、相互相關処理を利用する方法で、直径 4mm、高さ 1.48mm の円柱形状となる。本試験における流速は一様ではなく、その結果パワースペクトルは広がりをもった周波数成分で構成される。

(c) 送信信号自身が単一の周波数成分では無く、複数の成分で構成されている。

送信信号を直接高速フーリエ変換するには、送信信号のデータ数が少なく、周波数分解能が広くなるために、周波数成分を精度良く評価することはできない。そのためここでは、送信信号を回帰分析し、その分析結果と送信信号の比較から検討を行う。

図 3.2.13 に送信信号のデータを基に、回帰分析を行った 4MHz の参照信号を示す。送信信号と参照信号のずれは、送信信号に他の周波数成分の信号が含まれていることを意味する。この複数の周波数成分を有する送信信号が、水中に存在する散乱源によって散乱する。散乱した受信信号も送信信号からドップラーシフトした複数の周波数成分を有するため、周波数スペクトルが広がる結果となる。但し、本試験におけるドップラーシフト周波数の計測範囲は、計測条件より $\pm 3906.25\text{Hz}$ であり、その計測範囲を考慮しローパスフィルターの遮断周波数は 10000Hz としたことから、送信信号として $4\text{MHz} \pm 10000\text{Hz}$ の周波数成分がスペクトルを広げる要因となる。この要因は、信号処理方法によるものではなく、超音波送受信機および超音波センサの性能に依存する。

(d) ダンピング信号による距離分解能の低下

3.1.7 のダンピングの影響のところでも述べたが、ダンピング信号の周波数成分によっては、ダンピング信号の周波数成分が計測範囲に現れる可能性がある。これを確認するために、送信信号の場合と同様に、ダンピング信号の回帰分析を行う。

図 3.2.14 にダンピング信号の回帰分析結果を示す。ダンピング信号の基本周波数は 4.9MHz 付近に存在し、送信信号の周波数とローパスフィルターによる遮断周波数の和 $4\text{MHz} \pm 10000\text{Hz}$ の範囲から大きく異なる。従って、ダンピング信号の影響はローパスフィルターによる処理の段階で削除され、周波数の広がる要因としてこの影響は少ないと考えられる。

また、図 3.2.11 と図 3.2.12 では顕著に現れないものの、周波数解析を行った一部の結果には図 3.2.15 のように 0Hz の周波数成分、すなわち直流成分が大きく現れるものがある。この要因としては 2 つ考えられる。1 つは、前処理の段階におけるスムージング処理では電圧 0V の基準線から逸脱した低周波成分の信号を完全に除去できていないことである。この

低周波成分は、2乗検波およびローパスフィルターによる処理では除去することができない。もう1つは散乱波の強度が変化することにより、図3.2.16に示すように波形再生の段階で信号の振幅が電圧0Vを基準に上下対称とならないことである。上記の要因が2つ重なり合い、その波形再生信号を周波数解析した結果、0Hzの周波数成分、すなわち直流成分が大きく現れることとなる。そこで、この後の平均周波数 \bar{f} を求める処理では、0Hzの周波数成分は除去して処理を行うこととする。

⑦平均周波数

それぞれに位置に対応したパワースペクトルから平均周波数を求め、速度分布で表した結果を図3.2.17と図3.2.18に示す。参考までに円管内乱流の速度分布の実験結果を良く近似する1/7乗法則⁽⁹⁾から求めた結果を破線で示す。距離0と $40 \times 10^{-3}m$ が円筒容器の壁面に相当する。相互相関処理を利用して求めた速度分布は、既存の手法によって求めた速度分布と同様な分布を示しており、また1/7乗法則から求めた結果と比較しても、類似した分布の傾向を示していることから、実際に計測した受信信号に対しても相互相関処理を利用した方法が適用できることが分かる。

なお、今回の計測では、1回の計測データのみを用いて速度分布を評価しているが、複数回の計測データから複数の速度分布を求め、それらを平均化することによって速度分布の不連続性が改善するものと考えられる。

また、図3.2.19と図3.2.20に、超音波センサを水の流れに対向するように設置した場合の速度分布を示す。破線は、円管内乱流の中心の速度、すなわち最大速度を示す。距離0mが超音波センサの設置位置である。上記の場合と同様に、相互相関処理を利用して求めた速度分布は、既存の方法によって求めた速度分布と同様な分布を示している。円管内乱流の中心の速度との比較では、超音波センサ自身が流れの抵抗となるためにセンサ付近では異なった傾向を示すが、距離40mm以上の分布では速度の大きさについても相対誤差10%以内で一致しており、速度の絶対値計測に関しても適用できる見通しが得られた。これに関しては、速度分布が既知である流動場における計測によって、超音波ビームの広がりと距離分解能を含めた計測精度を検討する必要がある。

なお、今回の試験では、送信信号が正弦波から大きく歪んでおり、送信信号の余弦波を作成することが困難なこと、および流れ方向が既知であることから、流れ方向の評価は行っていない。実際の計測においては、流れ方向の計測を含めた速度の計測が必要であり、そのためも送信信号のデジタル波形整形が可能な超音波送受信装置の導入を検討する必要がある。

4. 超音波速度分布計測処理手法等に関する提案

3章の検証結果から得られた内容を含めて、超音波流速分布計測処理手法の開発に向けての提案等を以下にまとめる。

- (1) 実際の計測では、超音波ビームの広がりと距離分解能で求められ円柱形状の体積中に含まれる流体の散乱波を受信していることになる。従って、その体積中の流れが一様で無ければ、複数のドップラーシフト周波数を計測することとなる。そのために、ドップラーシフト周波数は、周波数解析によるスペクトル強度のピーク値をドップラーシフト周波数とするのではなく、パワースペクトルで重み付けした平均周波数で評価する必要がある。
- (2) 散乱波は反射波に比べて非常に小さく、そのため受信信号は空中電波や超音波送受信機等で発生するノイズの影響を大きく受ける可能性がある。この影響を低減するために、実際の計測では、送信信号を照射しない状態であらかじめノイズのスペクトル強度を計測し、それをバックグラウンドとして処理する必要がある。
- (3) 散乱源混入量が非常に少なく、受信信号の一部に散乱信号が含まれていない場合や、散乱源の個数の変化により受信信号の振幅が大きく変化する場合は、受信信号自身がノイズを発生させることとなる。このノイズに関しては、周波数解析後、ある値以下のスペクトルを除去し、ドップラーシフト周波数を評価する必要がある。
- (4) ダンピング信号の周波数が送信信号の周波数に近ければ、速度分布計測における距離分解能を低下させることとなる。この影響を低減させるために、ダンピング信号の減衰が大きい超音波センサを開発するか、もしくは高周波電圧発生回路によってダンピング部の周波数を送信信号の周波数と大きく異なるように制御する必要がある。
- (5) 今回の試験では、送信信号が正弦波から大きく歪んでおり、送信信号の余弦波を作成することが困難なことから、流れ方向の評価を行うことができなかった。送信信号の歪みは、散乱信号にも影響を与えるため、速度における計測精度の観点からも好ましくない。そのために、超音波センサに適合した高周波電圧発生回路を含む超音波送受信装置の開発が必要となる。

5. 結言

散乱源によって散乱された受信信号からドップラーシフト周波数を導き出す計測処理方法として、相互相関処理を利用した方法を提案し、既存の方法による処理方法との比較により、提案した方法の妥当性を検証した。以下に本検討で得られた結果をまとめるとする。

- (1) 模擬受信信号によるドップラーシフト周波数の評価を行った結果、相互相関処理を利用した方法は、既存の方法と同等の性能を有することが分かった。精度は、単一の周波数の場合、ドップラーシフト周波数が 1000Hz 以上で、相対誤差は 1% 以下であり、複数のドップラーシフト周波数が重なった場合でも、相対誤差は 1% 程度である。
- (2) 模擬受信信号による評価結果から、相互相関処理を利用した方法は、ノイズ信号の影響の低減に有効であることが分かった。既存の方法では、ノイズ信号の振幅が信号の振幅に対して 5 倍以上になると、ドップラーシフト周波数を識別することができない。それに対して、相互相関処理を利用した方法では、ノイズの振幅が 10 倍程度までは、ドップラーシフト周波数を識別可能である。
- (3) 試験により、円筒容器を流れる水の速度分布を評価した。速度分布として円筒容器の径方向および流れ方向の速度分布を評価した結果、相互相関処理を利用した方法は、既存の方法と同様な速度分布を示しており、実際の受信信号においても相互相関処理を利用した方法の適用性を確認した。

今後の検討課題としては、今回の計測では、1 回の計測データのみを用いて速度分布を評価しているが、複数回の計測データから複数の速度分布を求め、それらの平均化を行うことによって速度分布の不連続性を改善する。また、レーザードップラーフローメトリー等との比較計測および超音波ビームの広がりと距離分解能の観点から実際の計測体系における計測精度を評価する。

謝辞

提案した処理方法の検討において御助力頂いた株式会社東芝の唐沢博一氏、鈴木健彦氏、日本電子システムテクノロジー株式会社の古河弘光氏、鈴木康代氏に感謝致します。

また、本試験における計測装置の調整およびデータ取得に御助力頂いた原子力システム株式会社の大和田康雄氏、常陽産業株式会社の石川興暢氏に感謝致します。

参考文献

- (1) 中山王克、林田均、「高温用超音波トランステューサ水中特性試験」、JNC TN9400
2000-087 (2000)
- (2) 河野敏彦、他、「ドプラ応用超音波診断装置」、日刊工業新聞社 (1980)
- (3) 三上直樹、「ディジタル信号処理の基礎」、CQ 出版 (1998)
- (4) 日野幹雄、「スペクトル解析」、朝倉書店 (1993)
- (5) 樋口龍雄、川又政征、「ディジタル信号処理」、昭晃堂 (2000)
- (6) 日本学術振興会製鋼第 19 委員会、「超音波探傷法」、日刊工業新聞社 (1974)
- (7) 南茂夫、「波形データ処理」、CQ 出版 (1986)
- (8) 実吉純一、他、「超音波技術便覧」、日刊工業新聞社 (1978)
- (9) 甲藤好朗、「伝熱概論」、養賢堂 (1977)

表 3.1.1 模擬受信信号の時系列データ作成条件

送信信号の周波数	4MHz
サンプリング周波数（時間）	100MHz (0.01 μs)
送信信号の波数（送信時間）	4 波 (0.99 μs)
受信信号計測時間（データ個数）	0.99 μs (100 個)
送信信号からの受信信号計測開始時間	50 μs
パルス波送信時間間隔（周波数）	128 μs (7812.5Hz)
受信信号の総計測列数（総データ個数）	256 列 (100×256 個)

表 3.1.2 既存の方法および相互相関処理を利用した方法による精度

周波数 [Hz]	既存の方法			相互相関処理により方法		
	ピークが存在する周波数 [Hz]	平均周波数 [Hz]	相対誤差 [%]	ピークが存在する周波数 [Hz]	平均周波数 [Hz]	相対誤差 [%]
0	0 (0)	0	—	0 (0)	0	—
1000	1007.08 (1007.08)	1008	0.8	1007.08 (1007.08)	1008	0.8
2000	2014.16 (2014.16)	2012	0.6	2014.16 (2014.16)	2012	0.6
3000	2990.72 (2990.72)	2990	0.3	2990.72 (2990.72)	2990	0.3
3906.25	3906.25 (3906.25)	3906.25	0	3906.25 (3906.25)	3906.25	0

*() 内は、求めたい周波数に最も近い離散化周波数を示す。

表 3.1.3 複数の信号が重なった場合の精度

周波数 [Hz]	平均周波数 (理論値) [Hz]	平均周波数 (解析値) [Hz]	相対誤差 [%]
1000、2000	1500.00	1518.54	1.2
500、1000、2000、3000	1625.00	1642.10	1.1
1007.08、2014.16	1510.59	151.062	0.1 以下

表 3.2.1 試験および計測系の条件

流量	30l/min
送信信号の周波数	4MHz
サンプリング周波数 (時間)	100MHz (0.01 μs)
送信信号の波数 (送信時間)	4 波 (0.99 μs)
パルス波送信時間間隔 (周波数)	128 μs (7812.5Hz)
受信信号の総計測列数 (総データ個数)	256 列 (100×256 個)

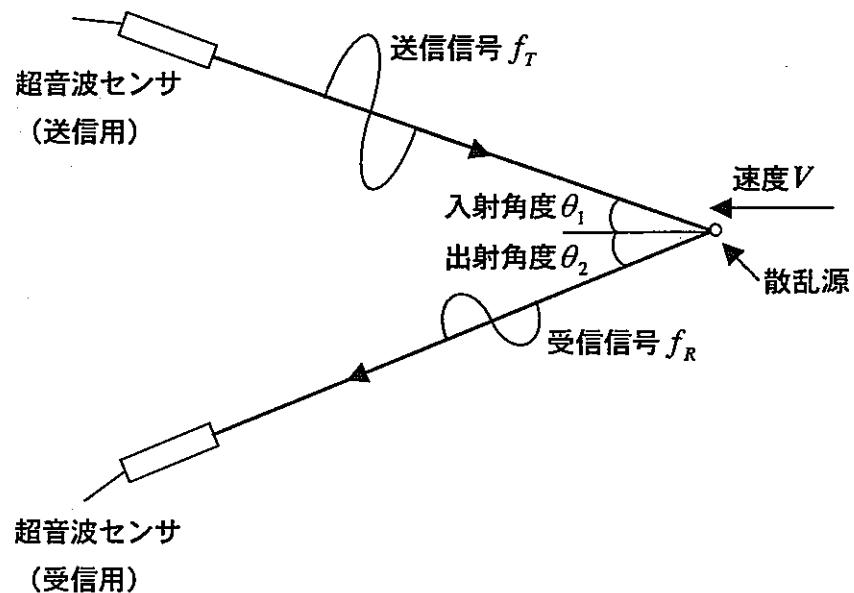


図 2.1.1 ドップラー法の計測原理

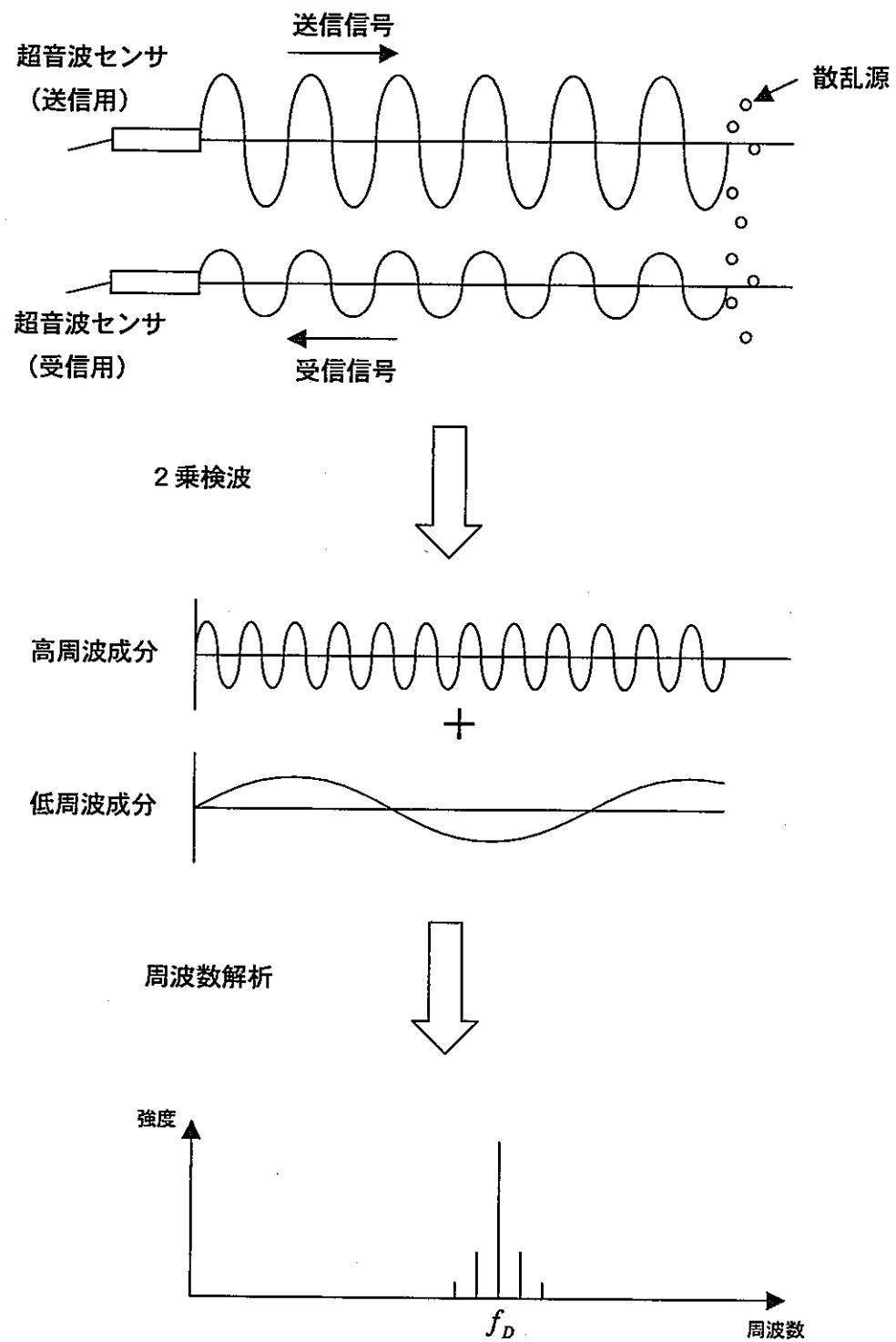


図 2.2.1 連続波ドップラー法による周波数解析手順

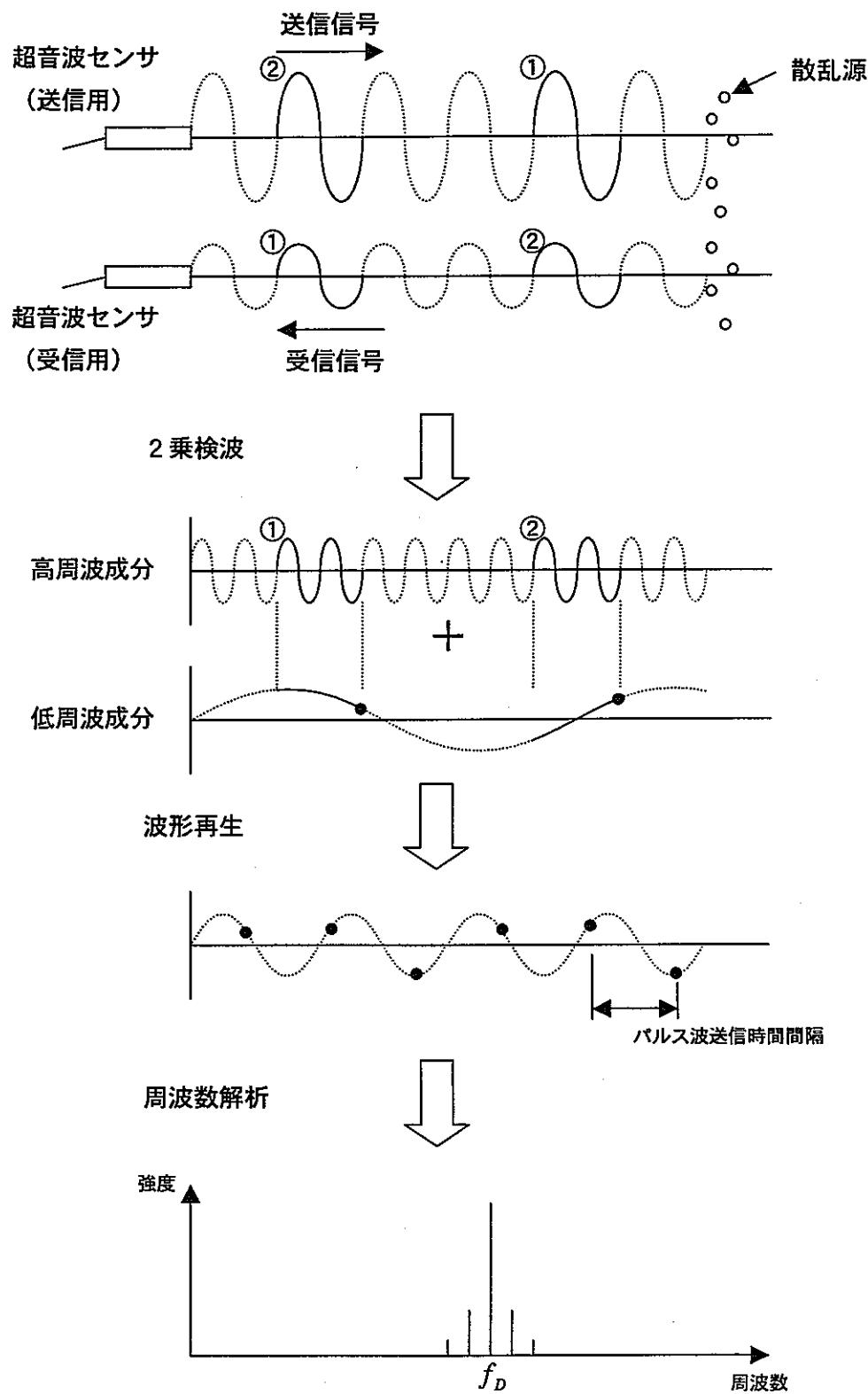


図 2.3.1 パルスドップラー法による周波数解析手順

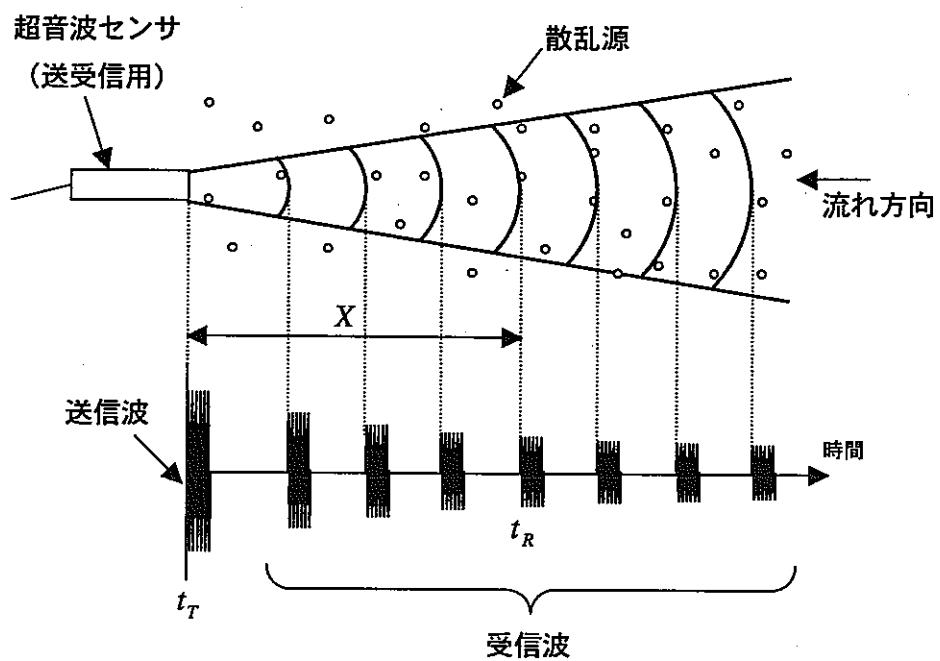


図 2.3.2 距離分解能の説明図

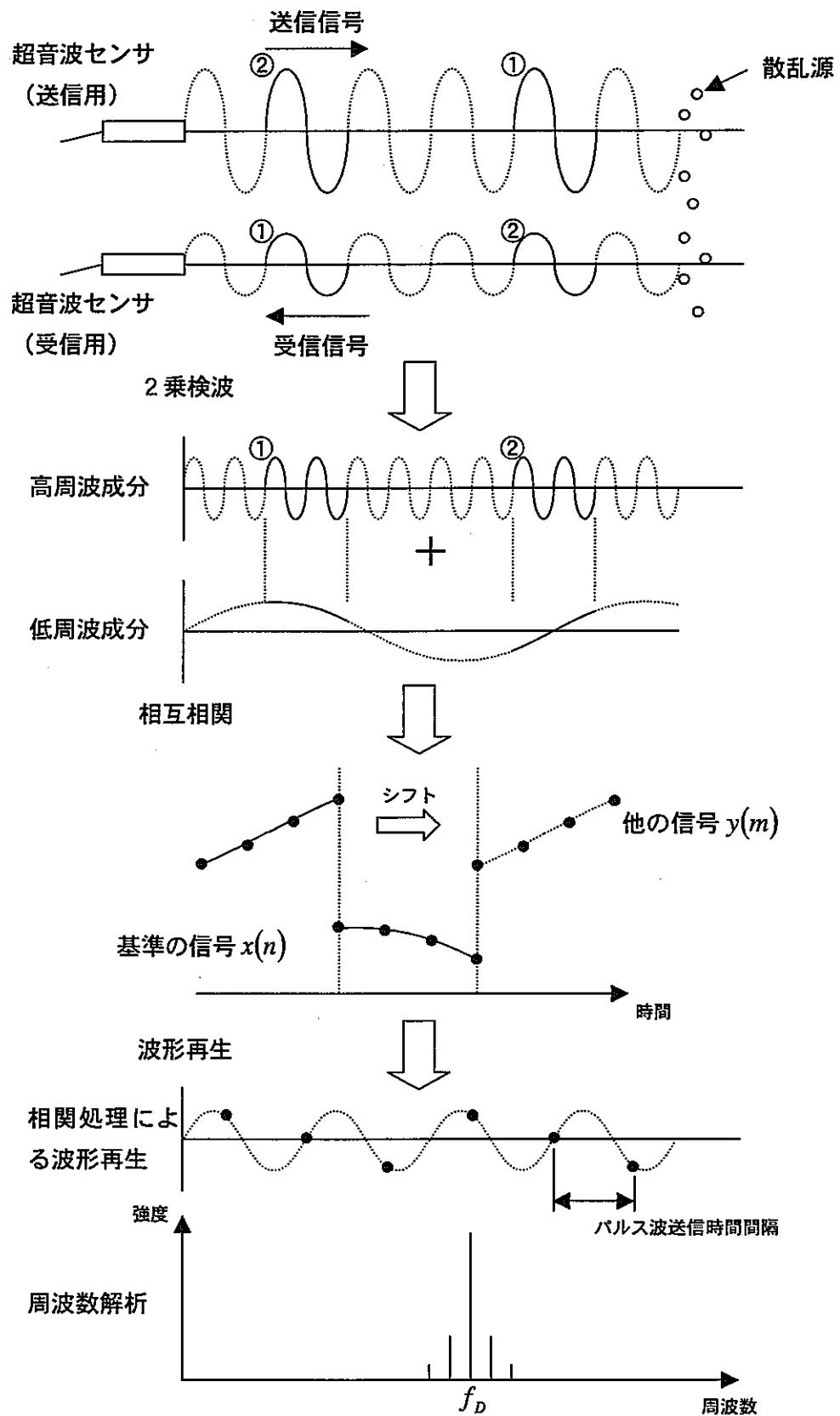
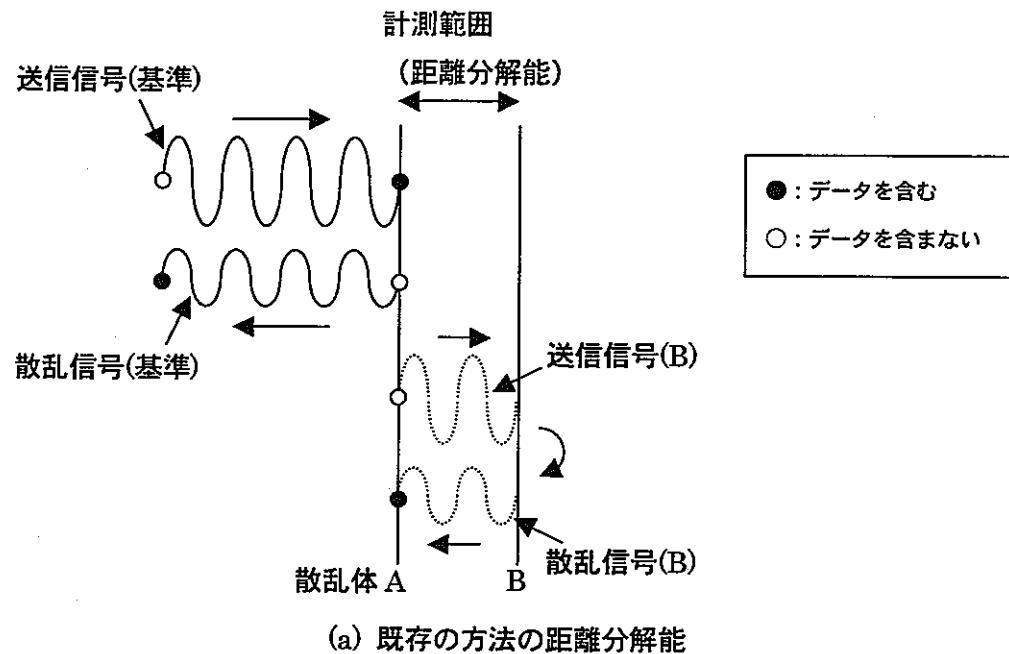
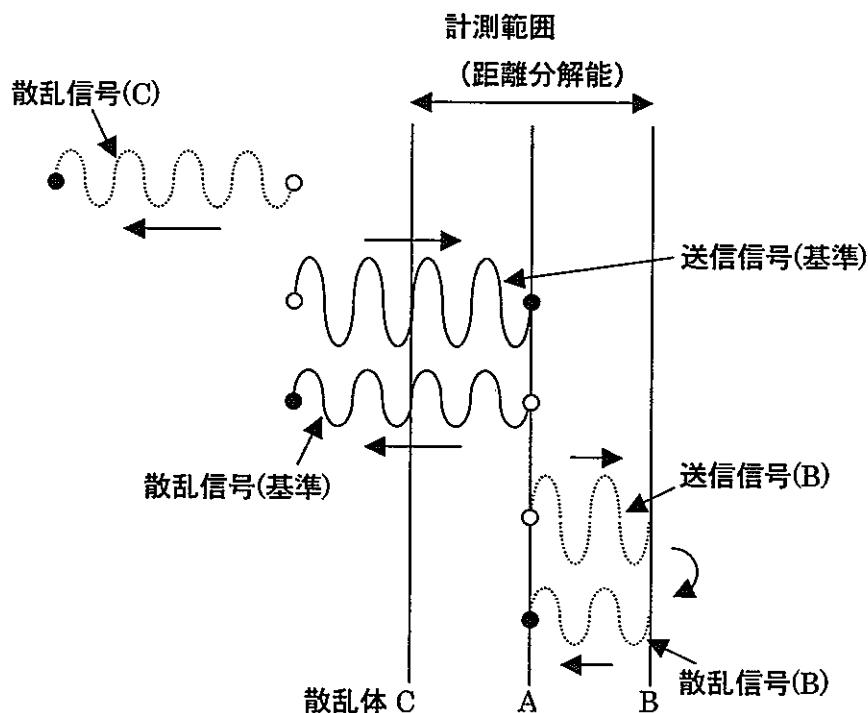


図 2.3.3 相互相関処理を利用した波形再生方法による周波数解析手順



(a) 既存の方法の距離分解能



(b) 相互相関処理を利用した方法の距離分解能

図 2.3.4 距離分解能の比較

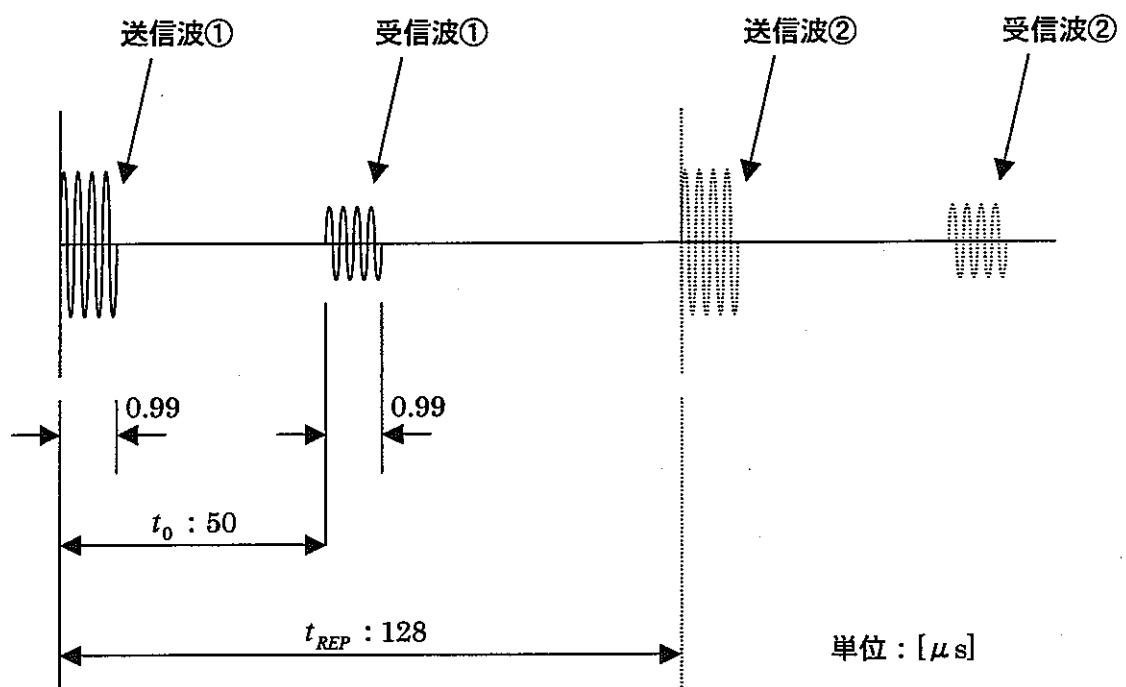


図 3.1.1 模擬受信信号の時系列データ作成方法の概略図

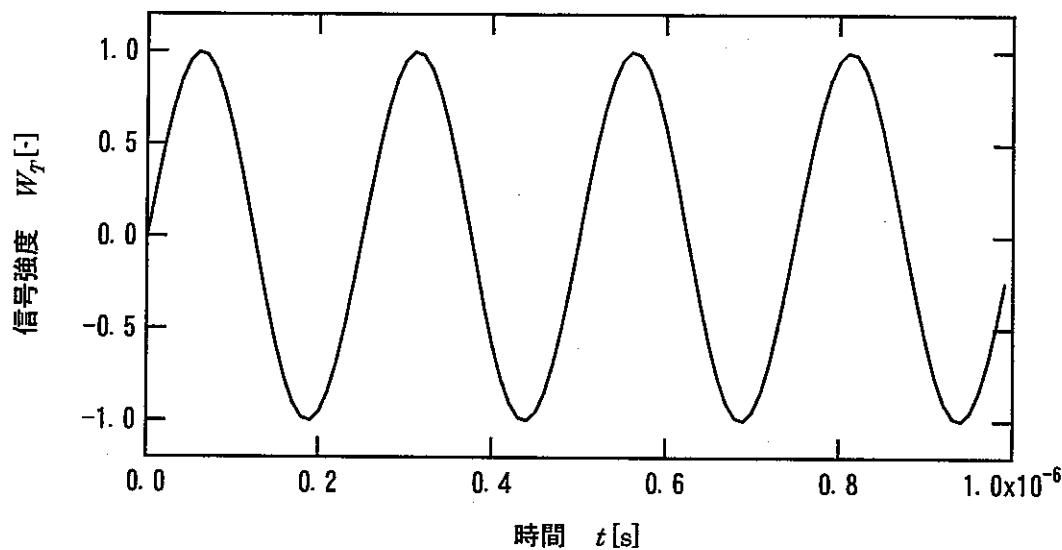


図3.1.2 模擬送信信号

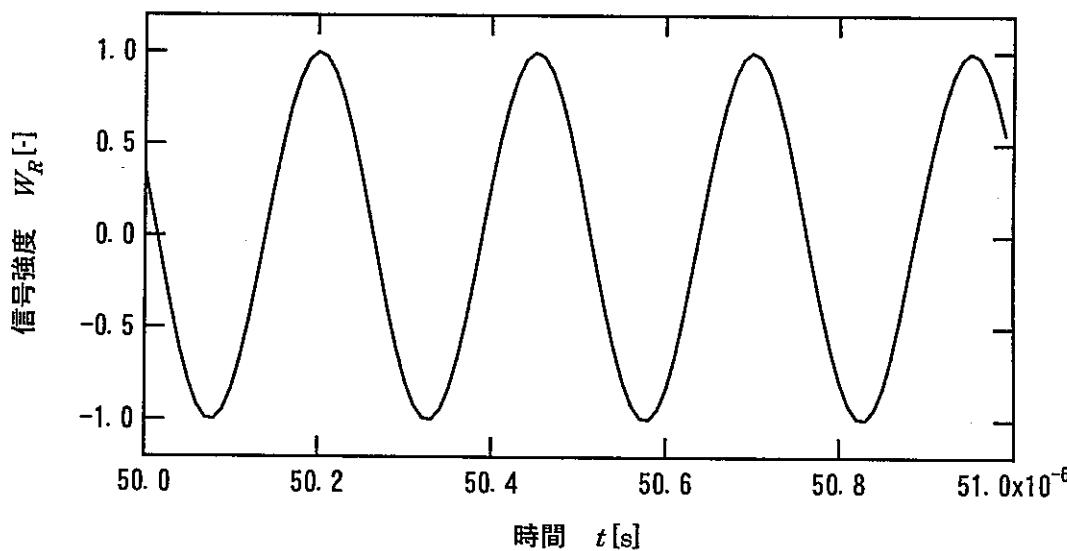


図3.1.3 模擬受信信号 ($n=100$ の場合)

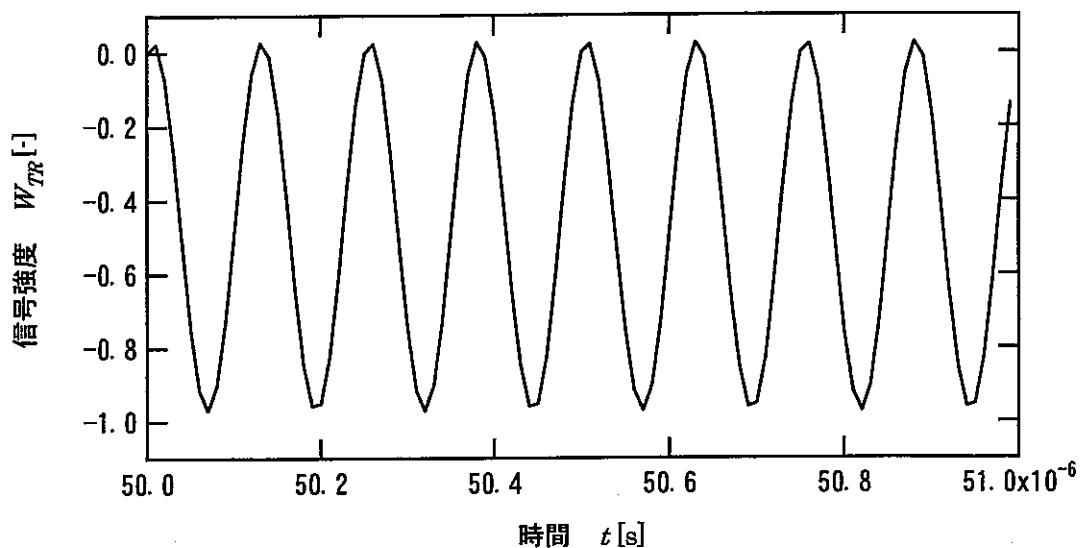


図3.1.4 2乗検波した信号 ($n=100$ の場合)

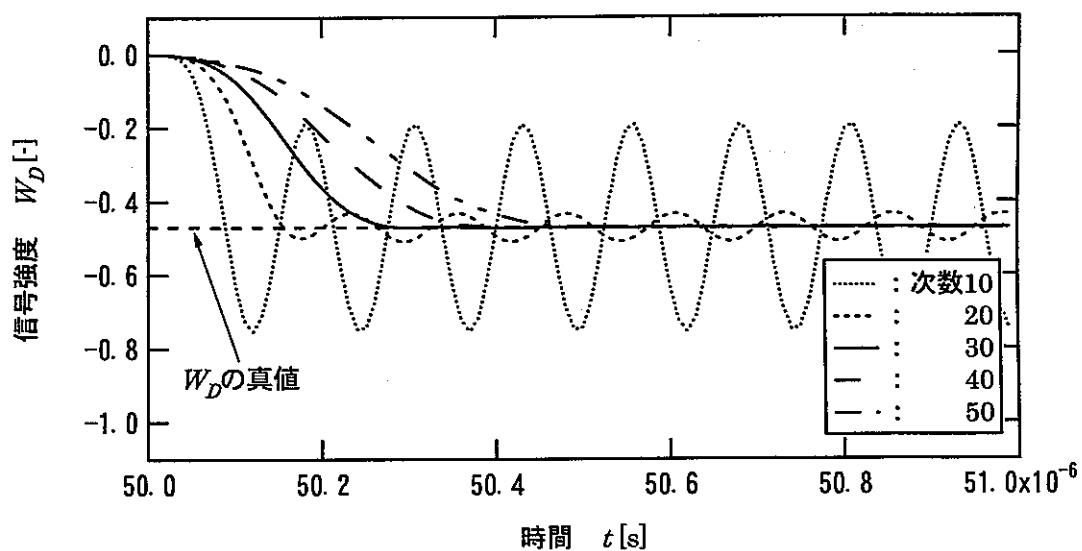


図3.1.5 フィルターフィルタ次数に対するドップラーシフトした信号の再現性

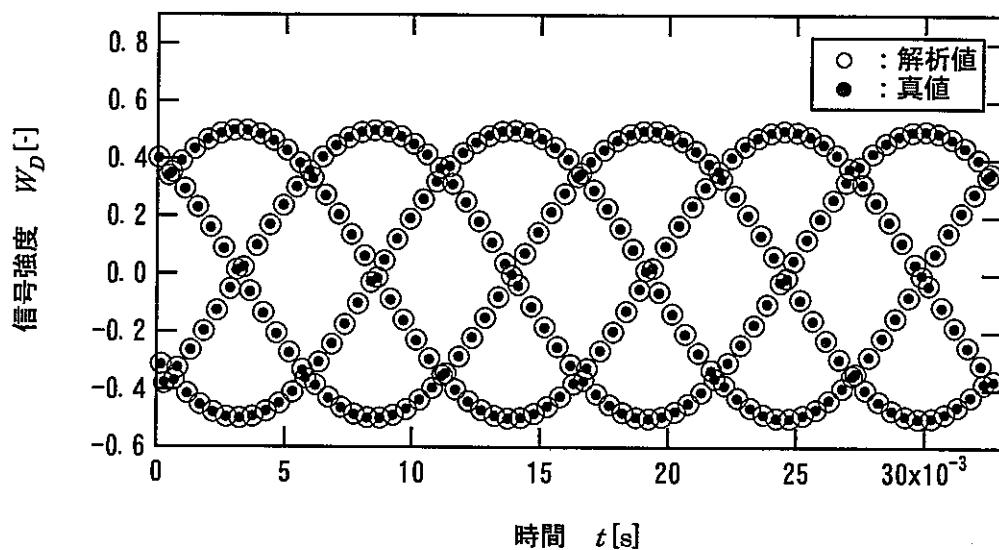


図3.1.6 既存の方法による波形再生

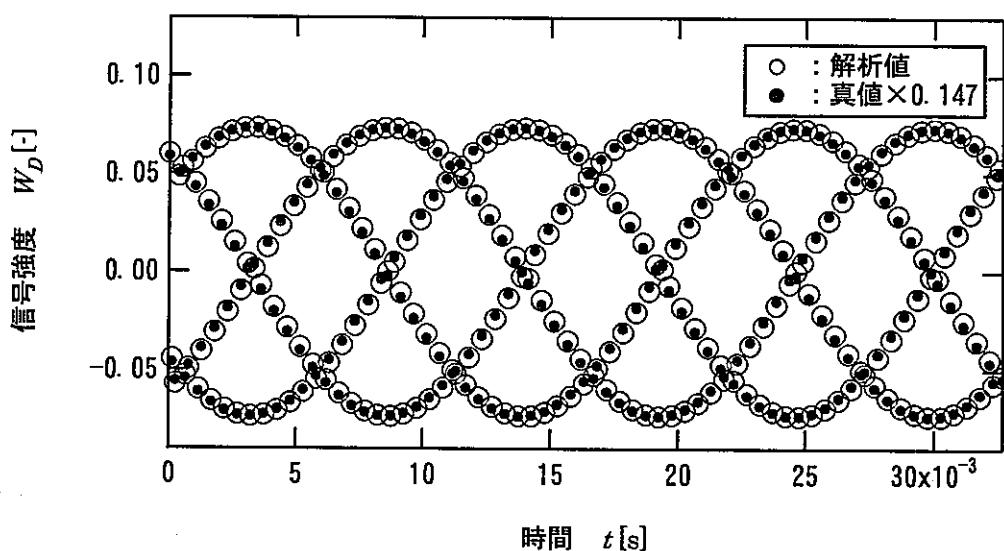


図3.1.7 相互相關処理を利用した方法による波形再生

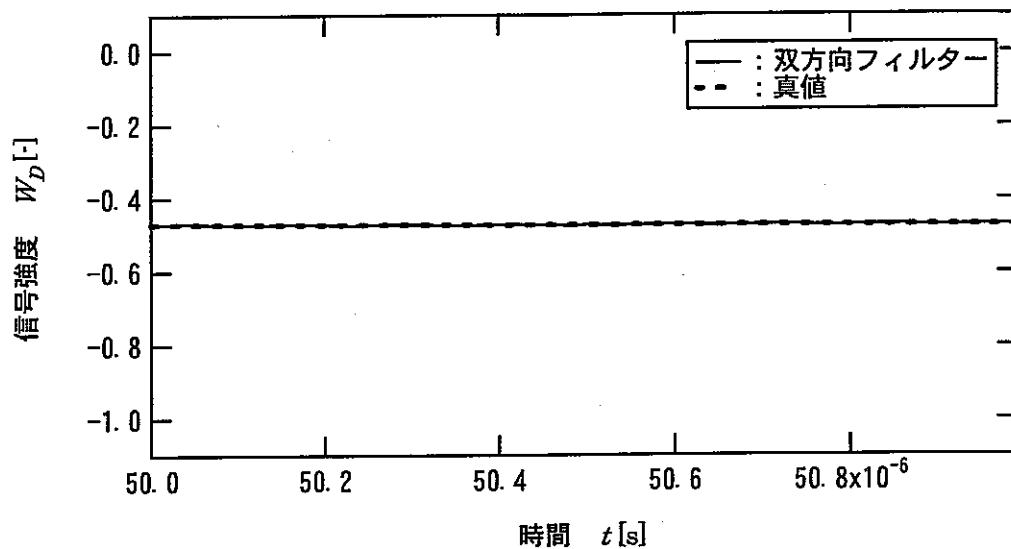


図3.1.8 双方向フィルターによるドップラーシフトした信号の再現性

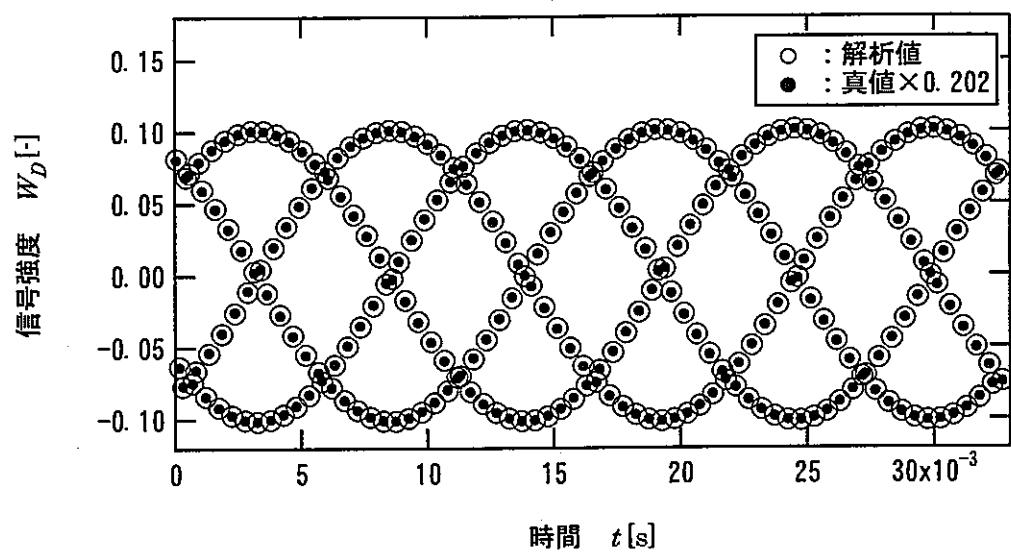


図3.1.9 相互相關処理を利用した方法による波形再生（双方向フィルター）

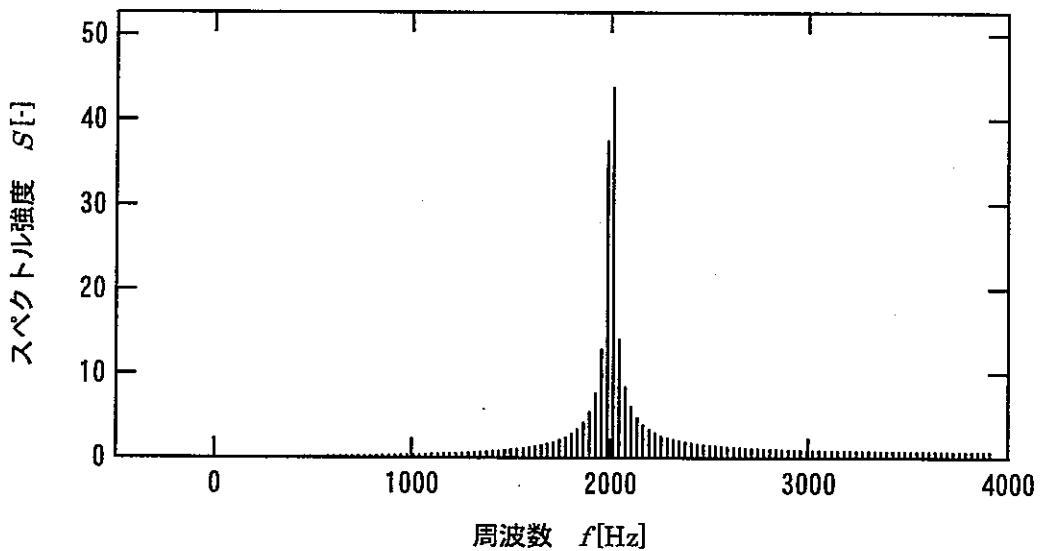


図3.1.10 周波数解析（精度、既存の方法）

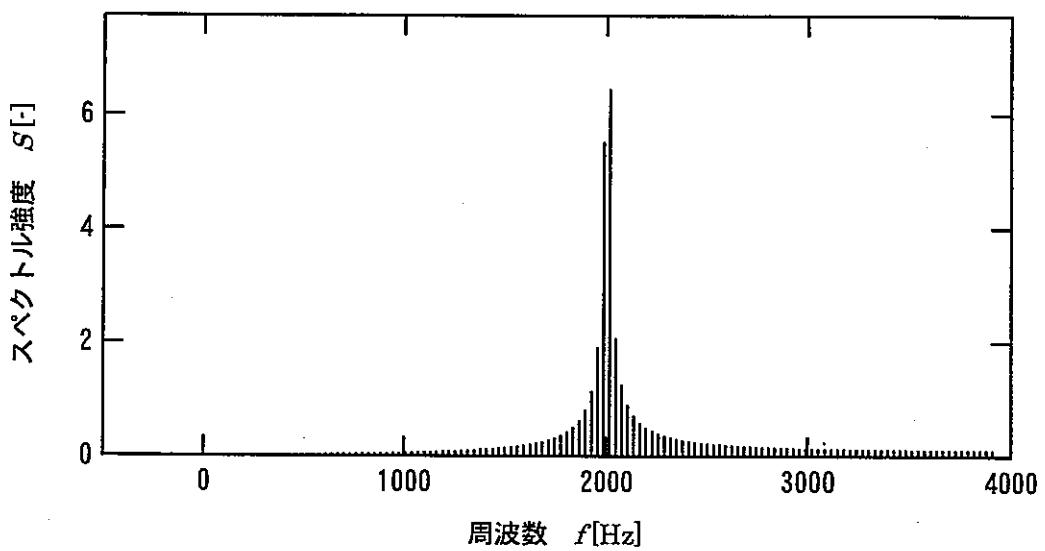


図3.1.11 周波数解析（精度、相互相関処理）

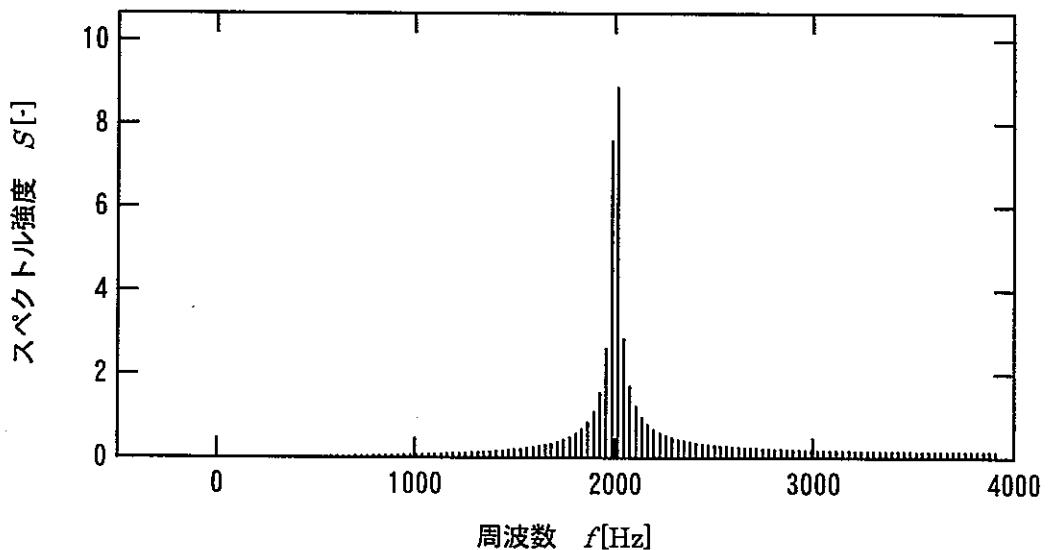


図3.1.12 周波数解析（精度、双方向フィルター後相互相関処理）

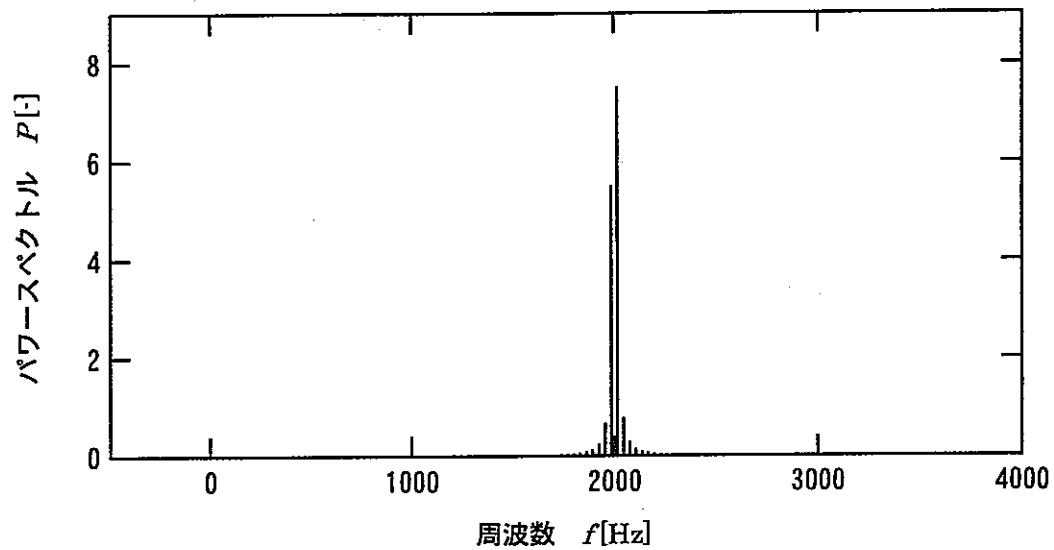


図3.1.13 パワースペクトル（精度、既存の方法）

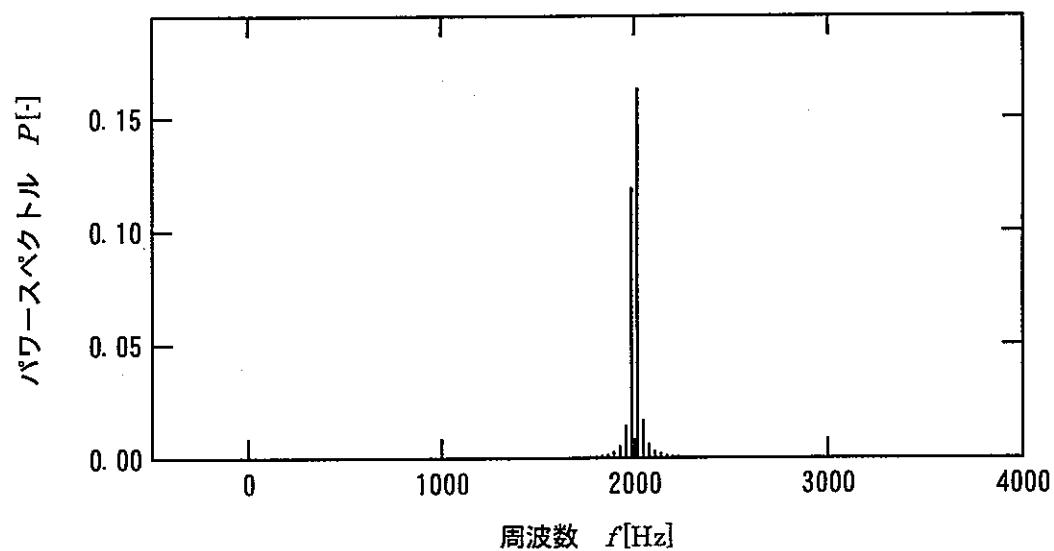


図3.1.14 パワースペクトル（精度、相互相関処理）

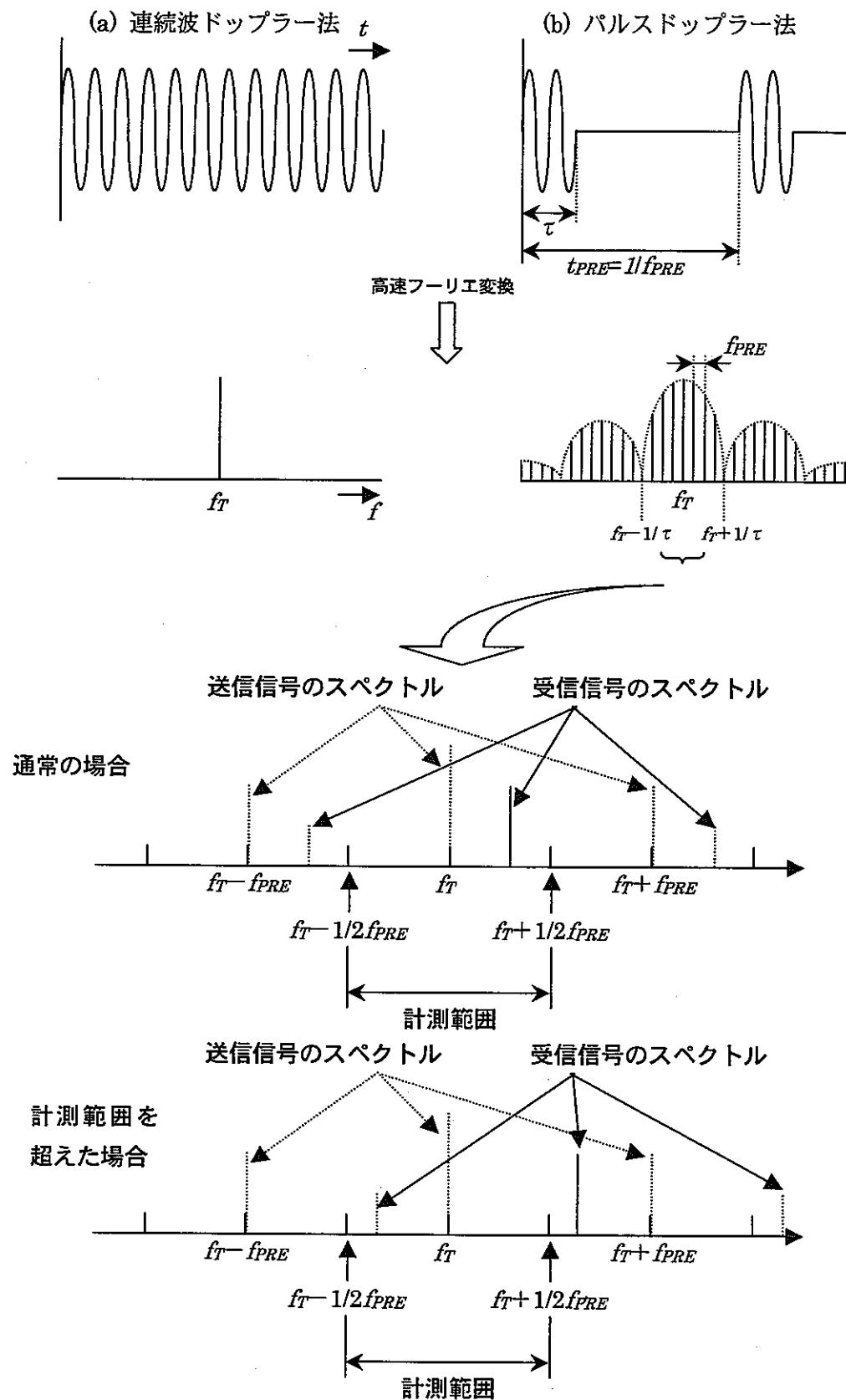


図 3.1.15 ドップラーシフト周波数計測範囲の制限

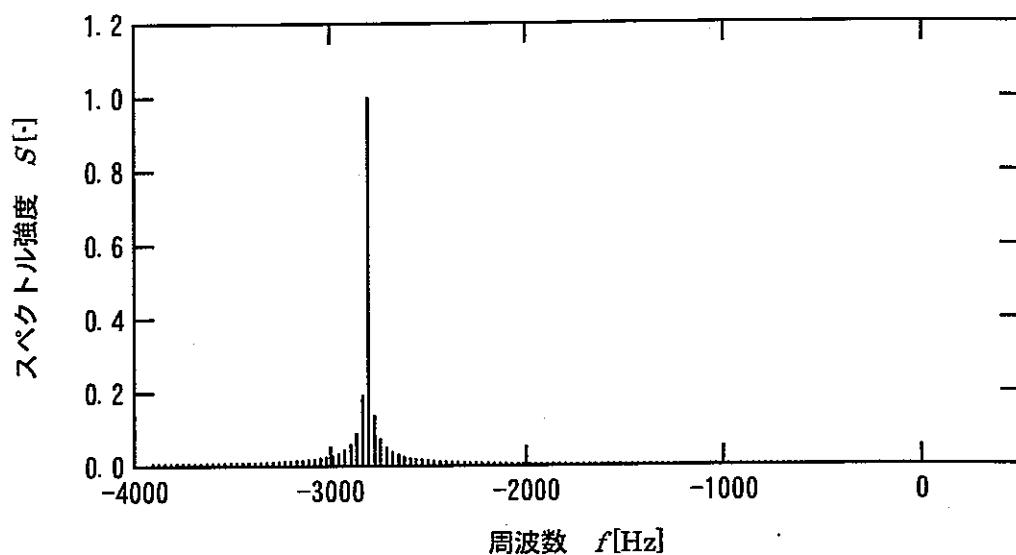


図3.1.16 周波数解析（計測範囲、既存の方法）

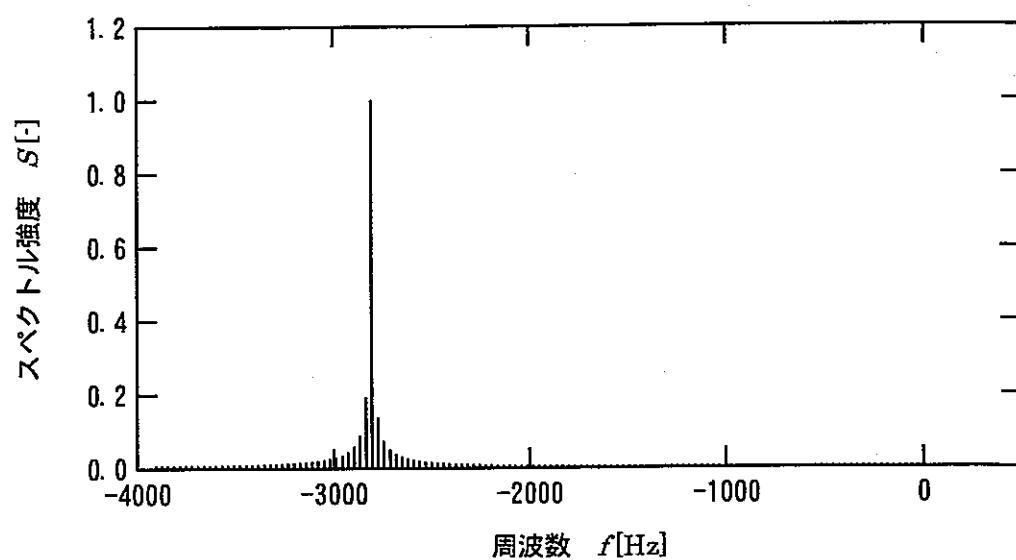


図3.1.17 周波数解析（計測範囲、相互相関処理）

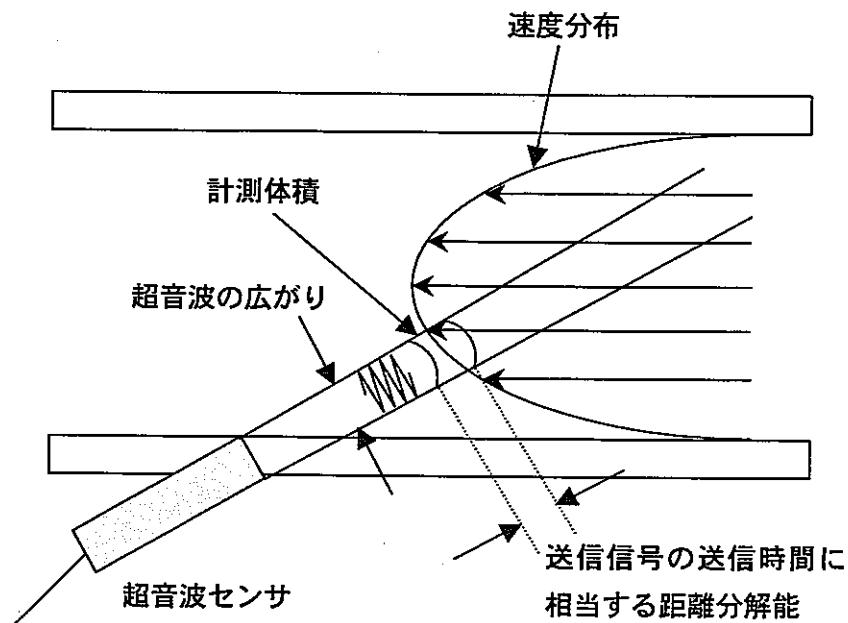


図 3.1.18 計測体積の概略図

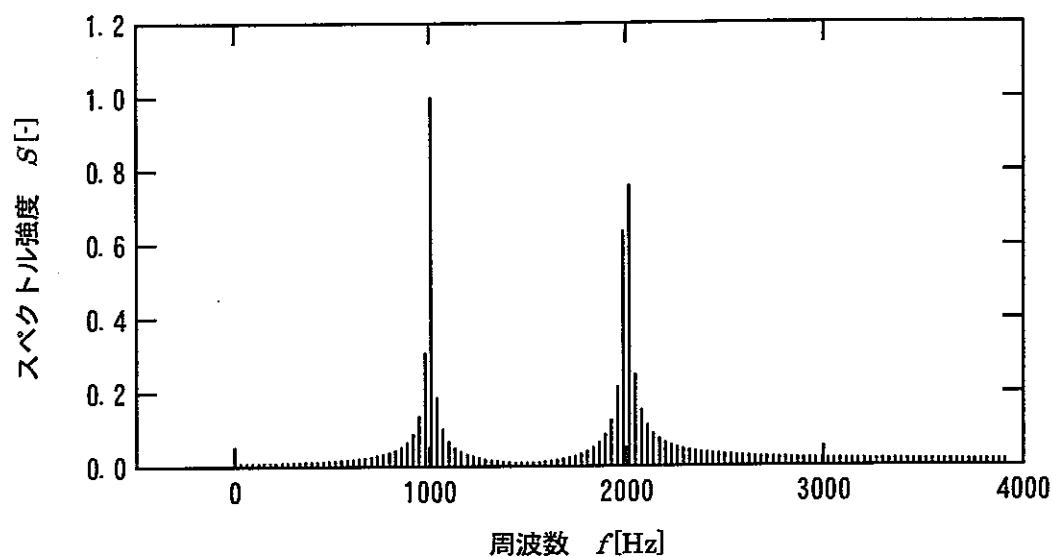


図3.1.19 周波数解析（周波数分離度1、相互相関処理）

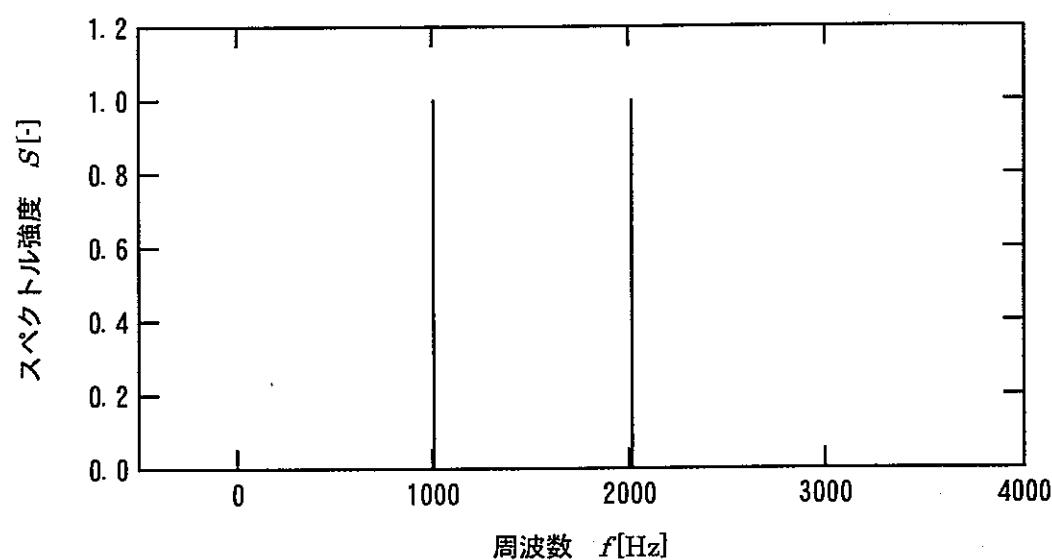


図3.1.20 周波数解析（周波数分離度2、相互相関処理）

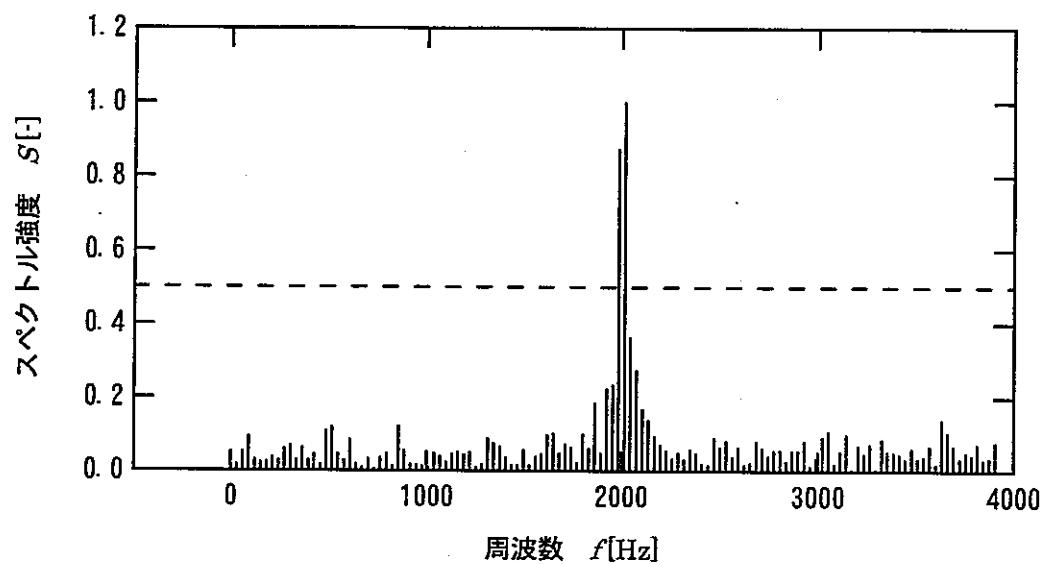


図3.1.21 周波数解析（ノイズの影響[1倍]、既存の方法）

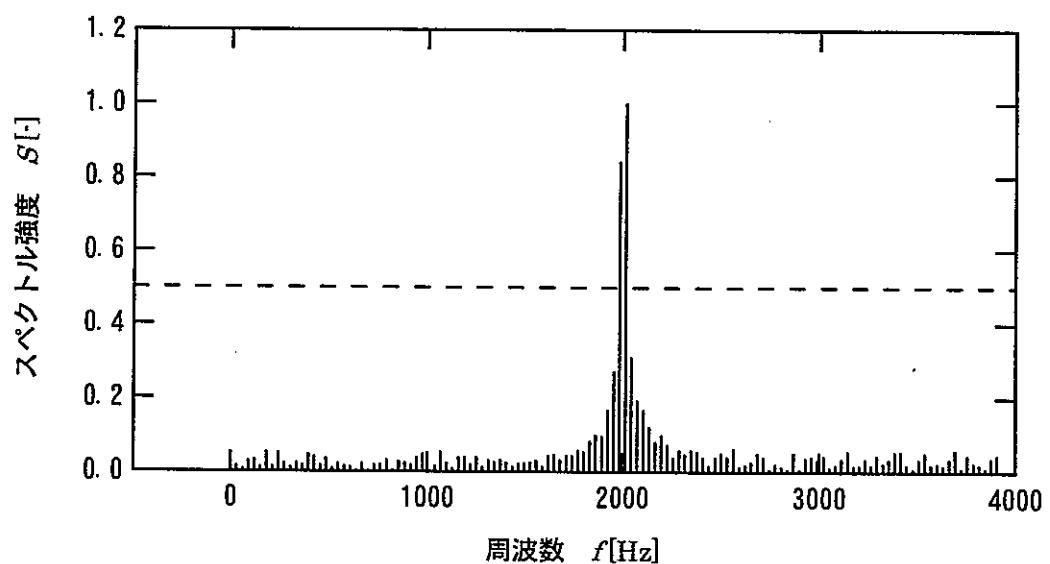


図3.1.22 周波数解析（ノイズの影響[1倍]、相互通関処理）

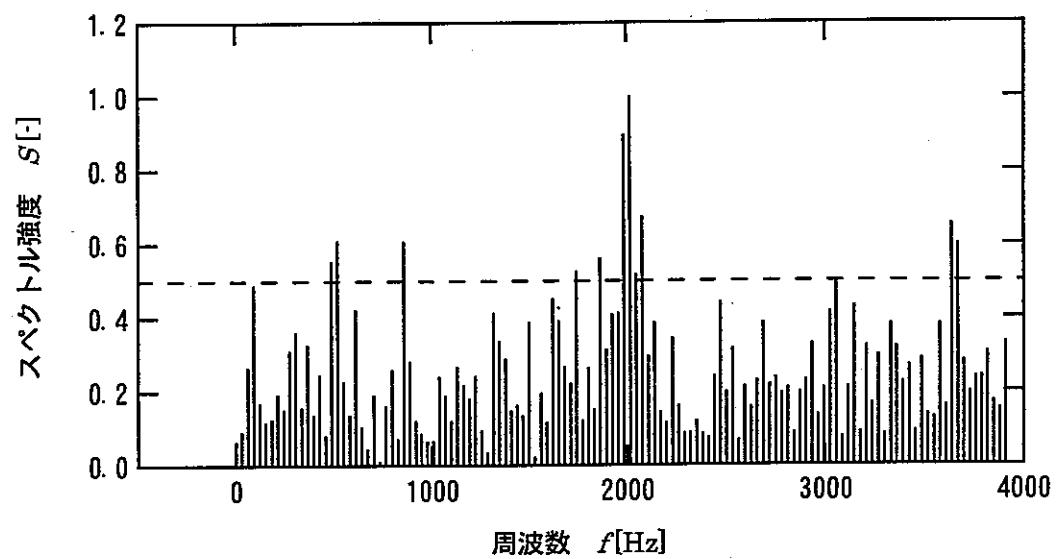


図3.1.23 周波数解析（ノイズの影響[5倍]、既存の方法）

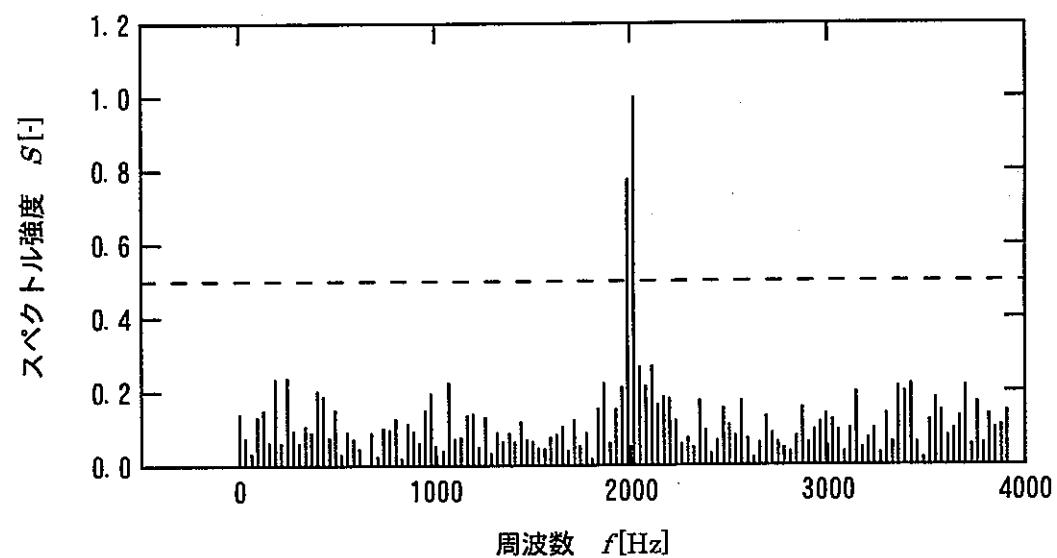


図3.1.24 周波数解析（ノイズの影響[5倍]、相互通関処理）

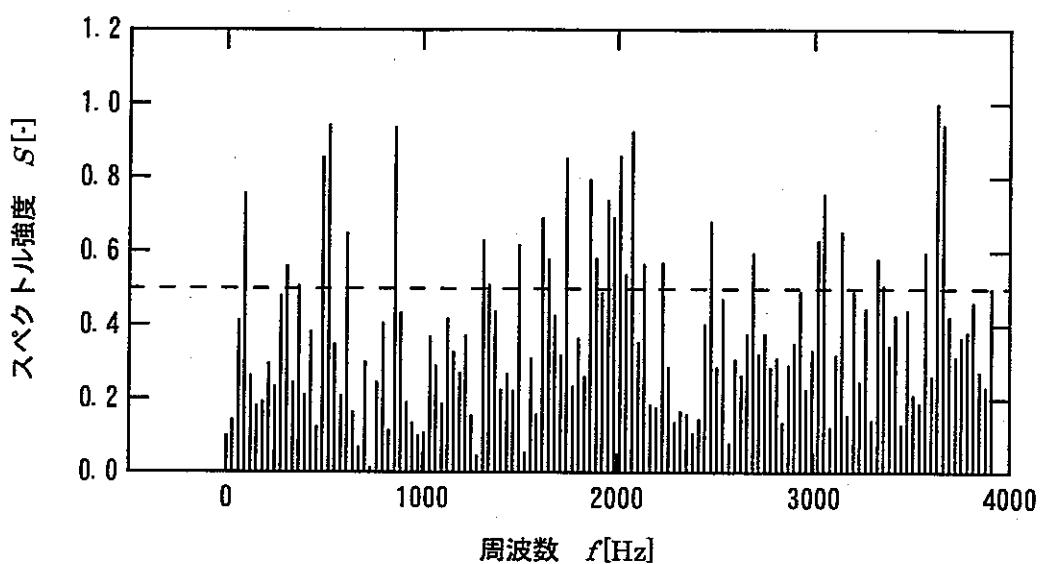


図3.1.25 周波数解析（ノイズの影響[10倍]、既存の方法）

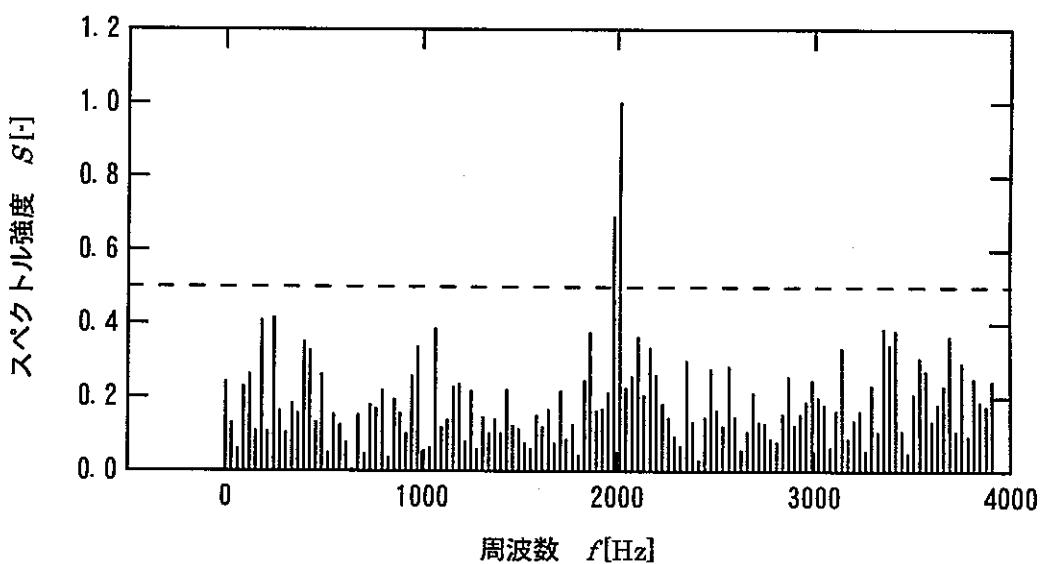


図3.1.26 周波数解析（ノイズの影響[10倍]、相互相関処理）

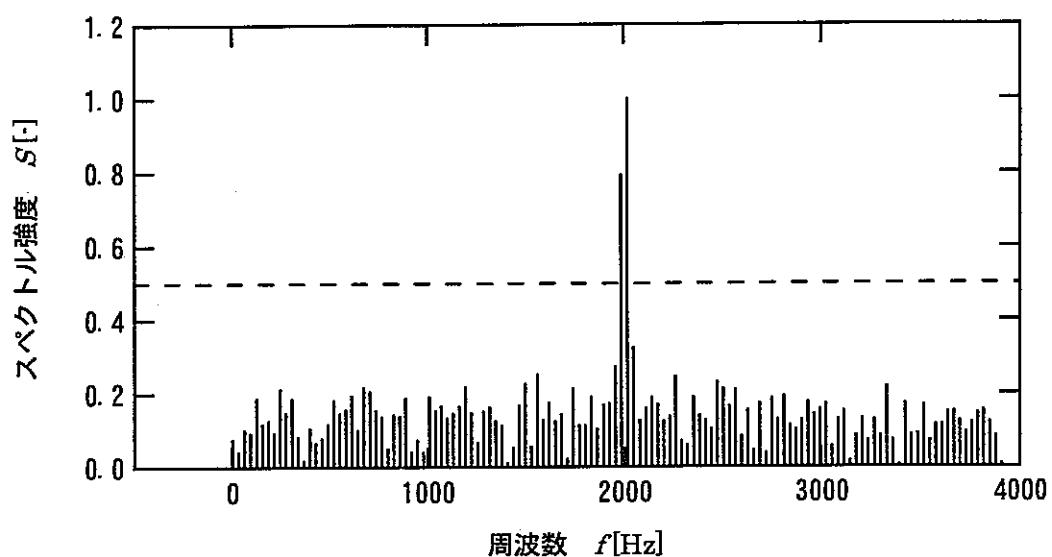


図3.1.27 周波数解析（散乱源混入量の影響[128列]、相互通関処理）

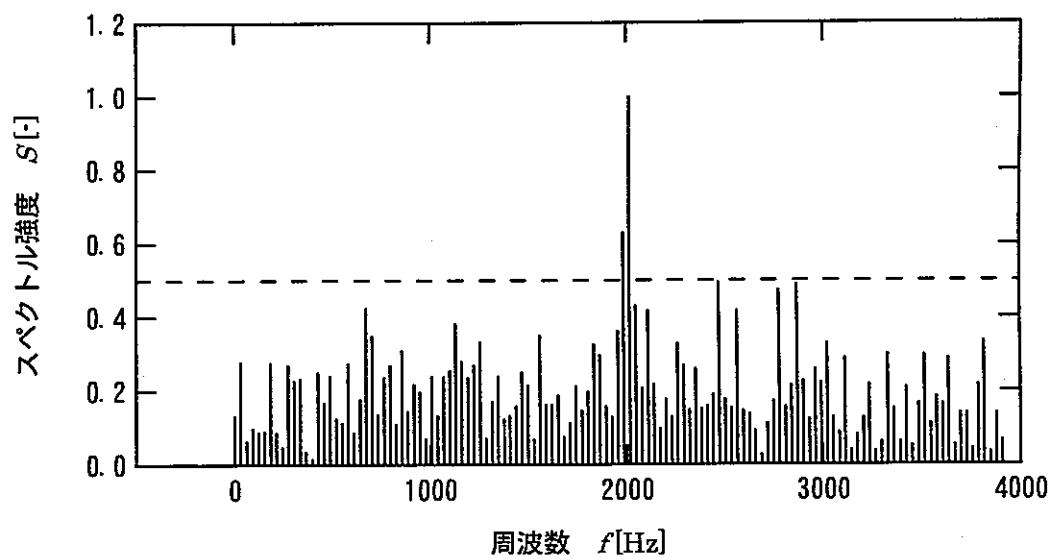


図3.1.28 周波数解析（散乱源混入量の影響[192列]、相互通関処理）

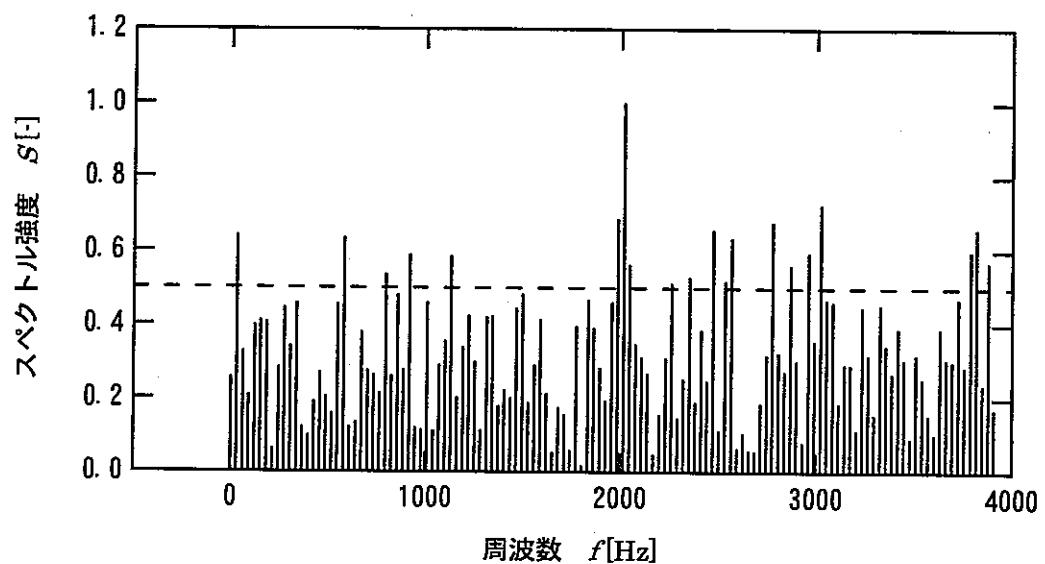


図3.1.29 周波数解析（散乱源混入量の影響[224列]、相互相関処理）

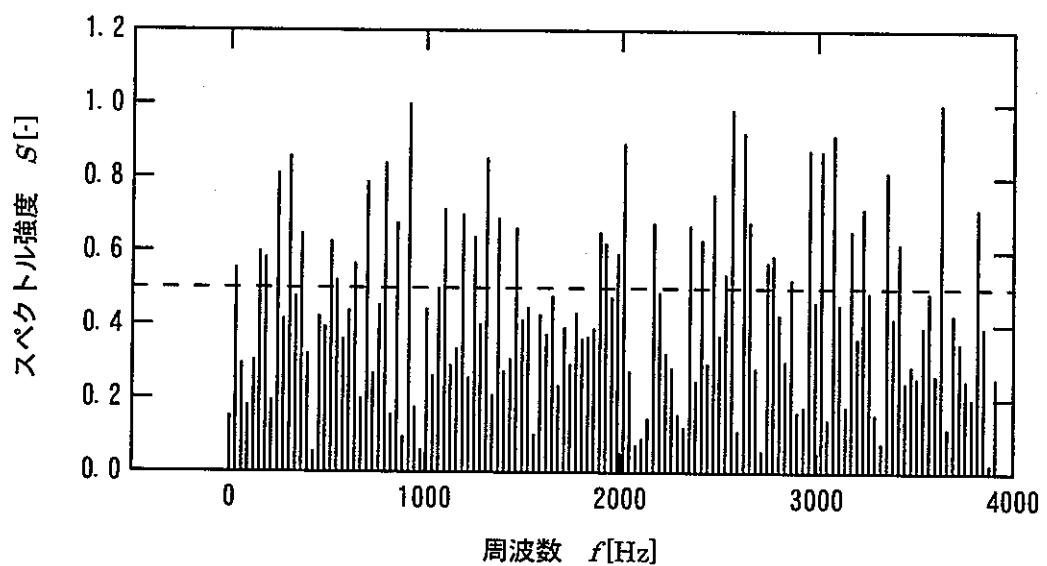


図3.1.30 周波数解析（散乱源混入量の影響[240列]、相互相関処理）

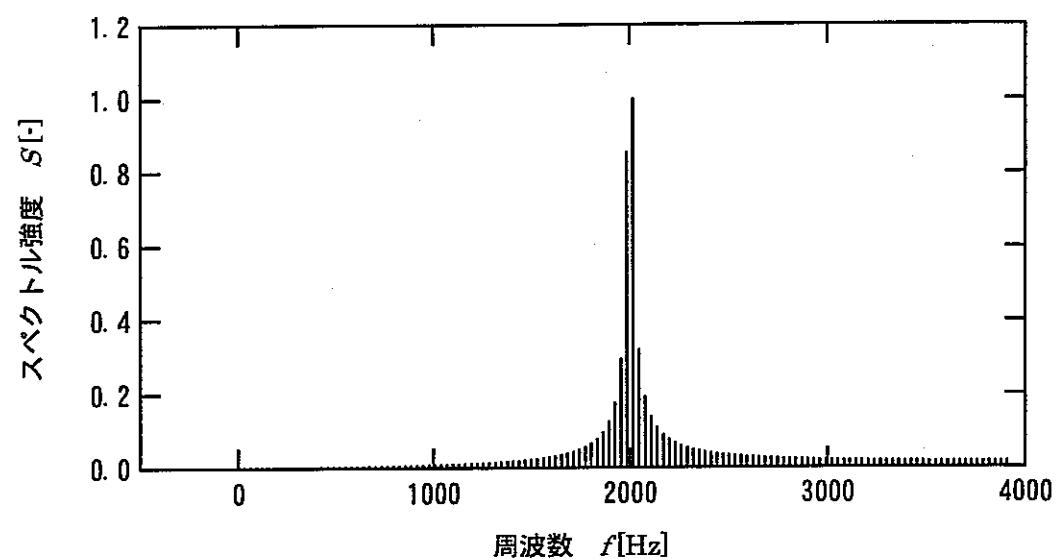


図3.1.31 周波数解析（距離減衰の影響、相互相関処理）

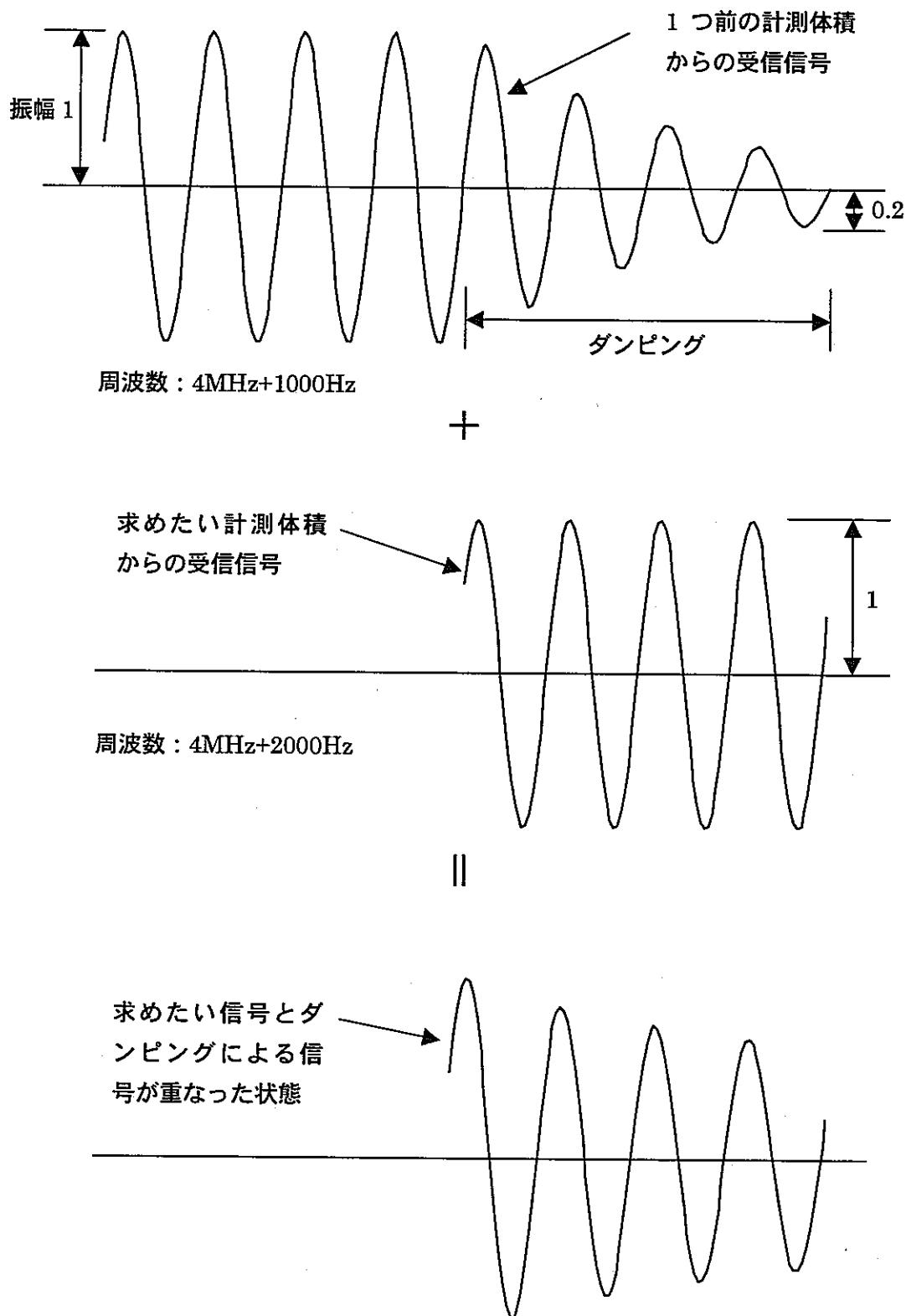


図 3.1.32 ダンピング信号が重なり合った受信信号

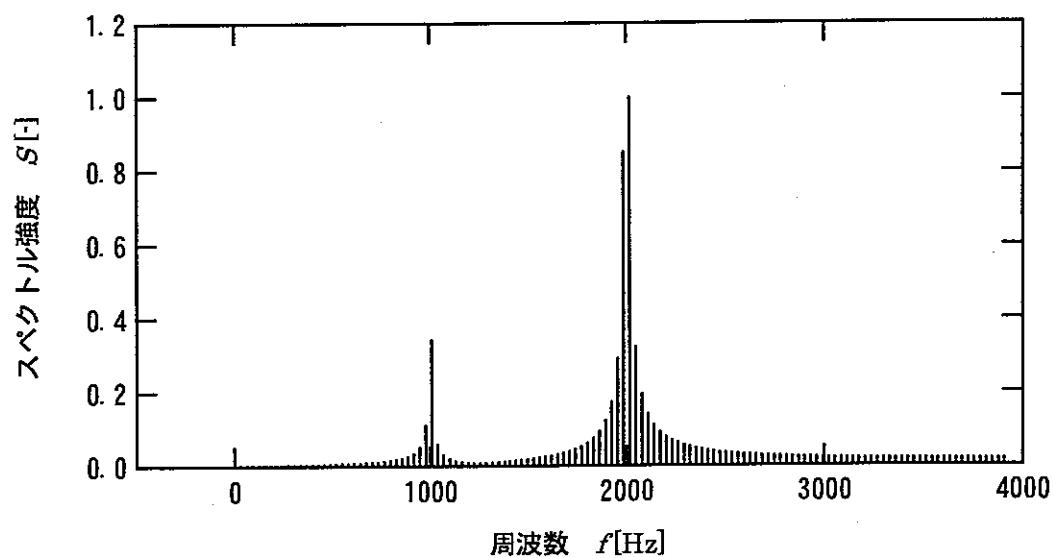


図3.1.33 周波数解析（ダンピング信号の影響、既存の方法）

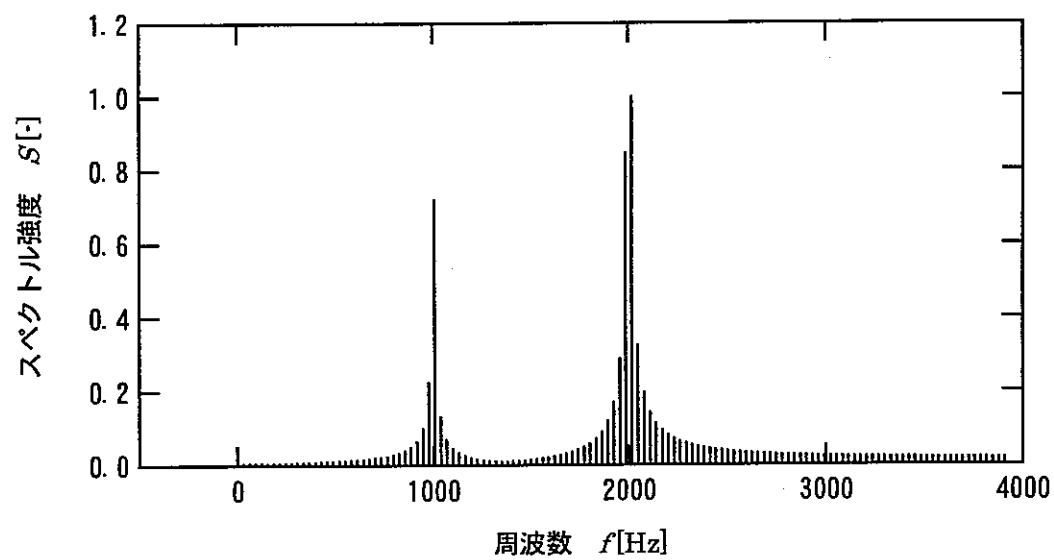


図3.1.34 周波数解析（ダンピング信号の影響、相互相関処理）

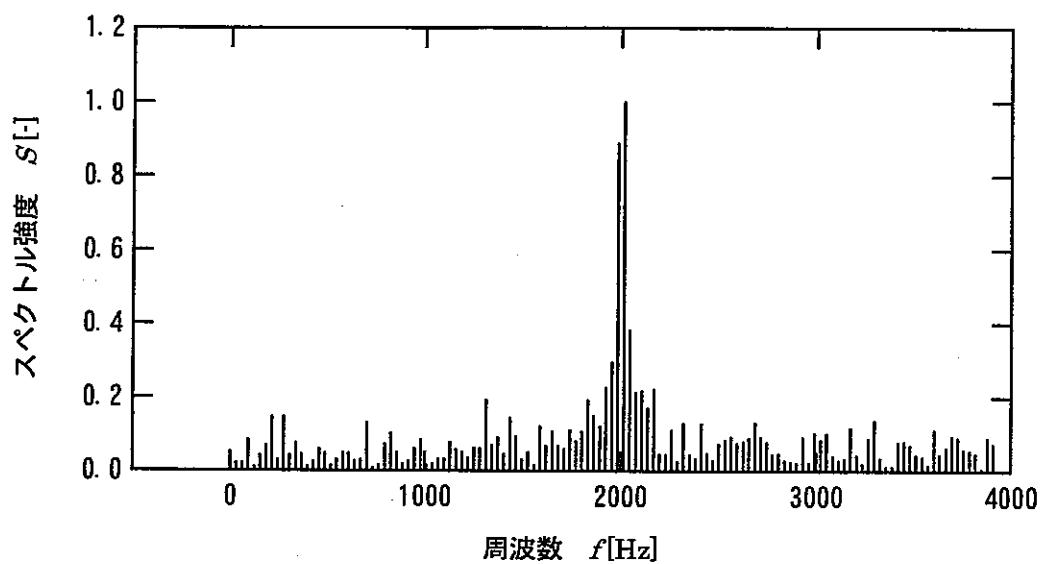


図3.1.35 周波数解析（受信信号の振幅が変化する影響、既存の方法）

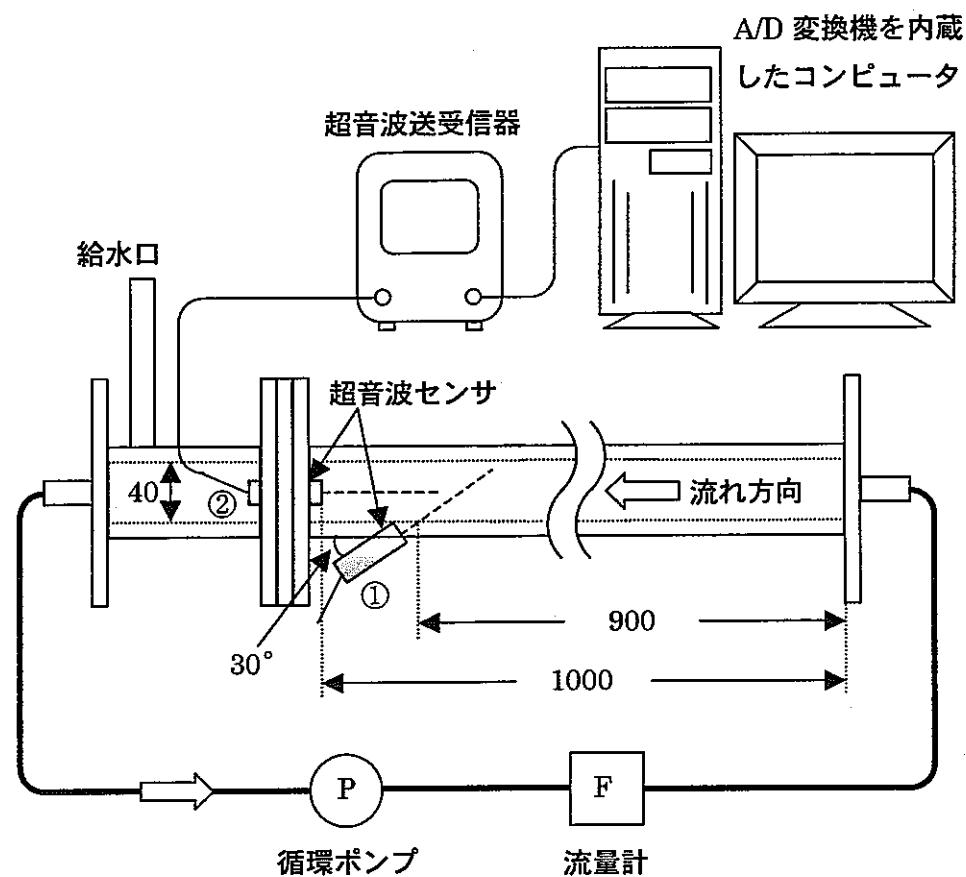


図 3.2.1 試験装置と計測系の概略図

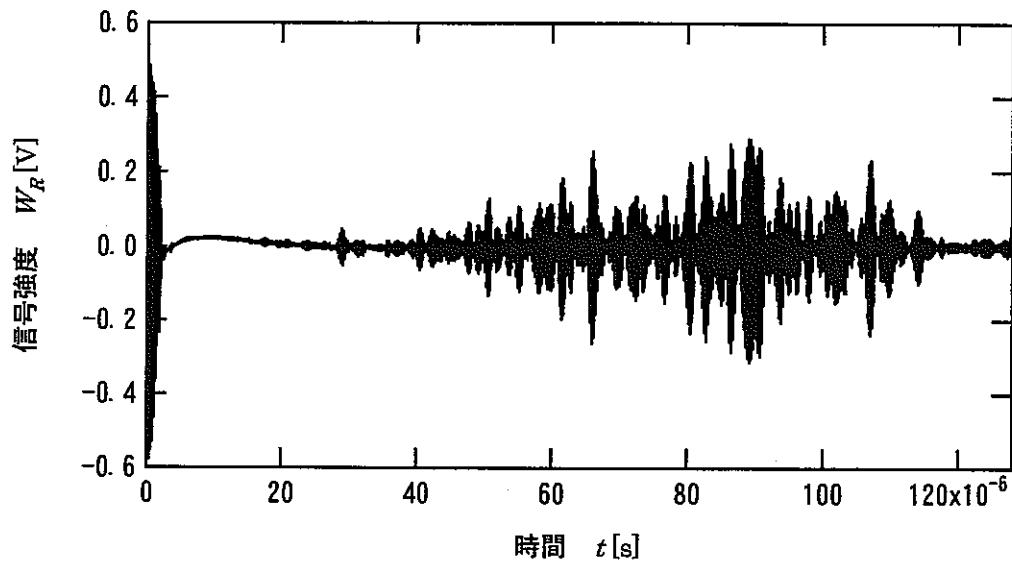


図3.2.2 受信信号の一例

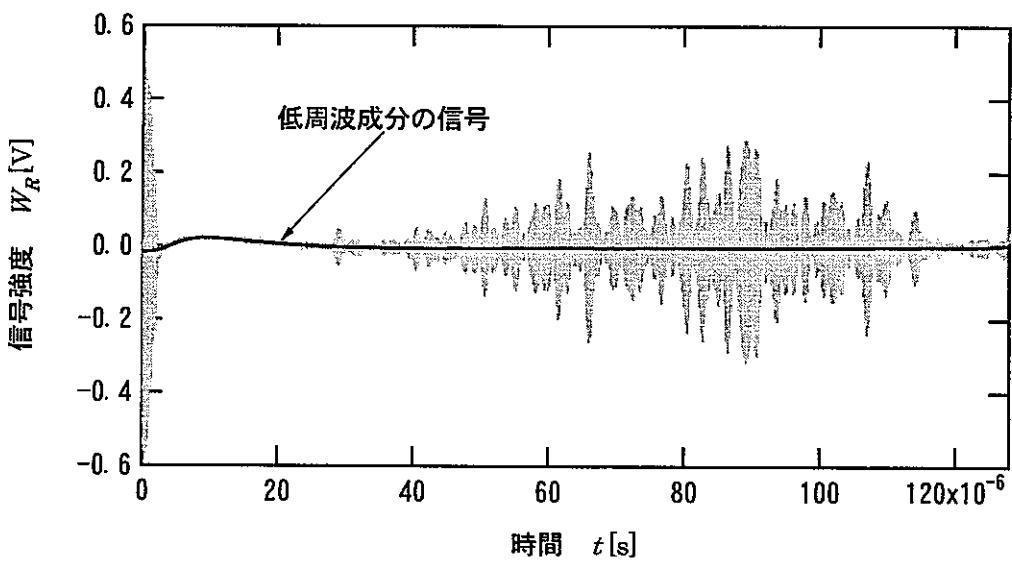


図3.2.3 スムージング処理によって抽出された低周波成分の信号

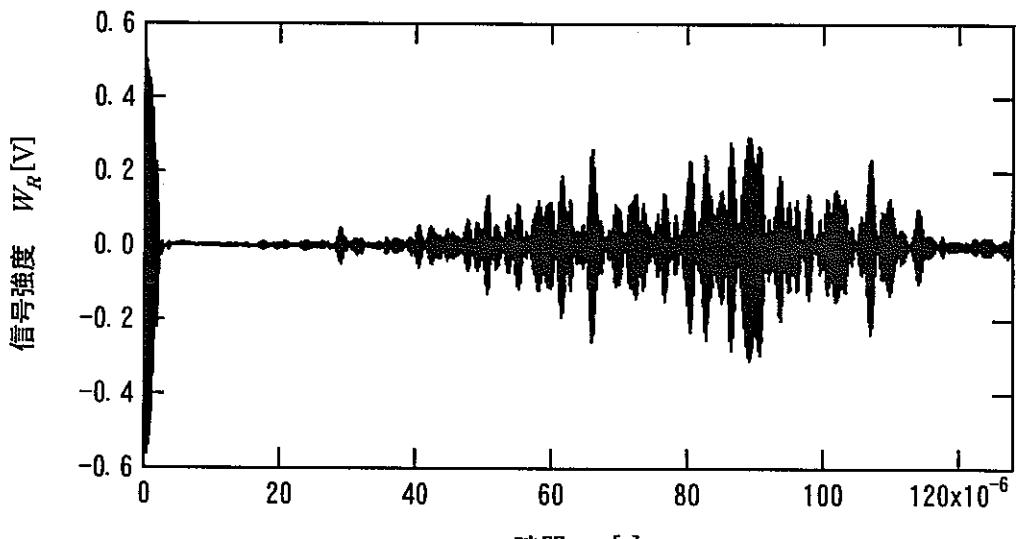


図3.2.4 低周波成分を除去した受信信号の一例

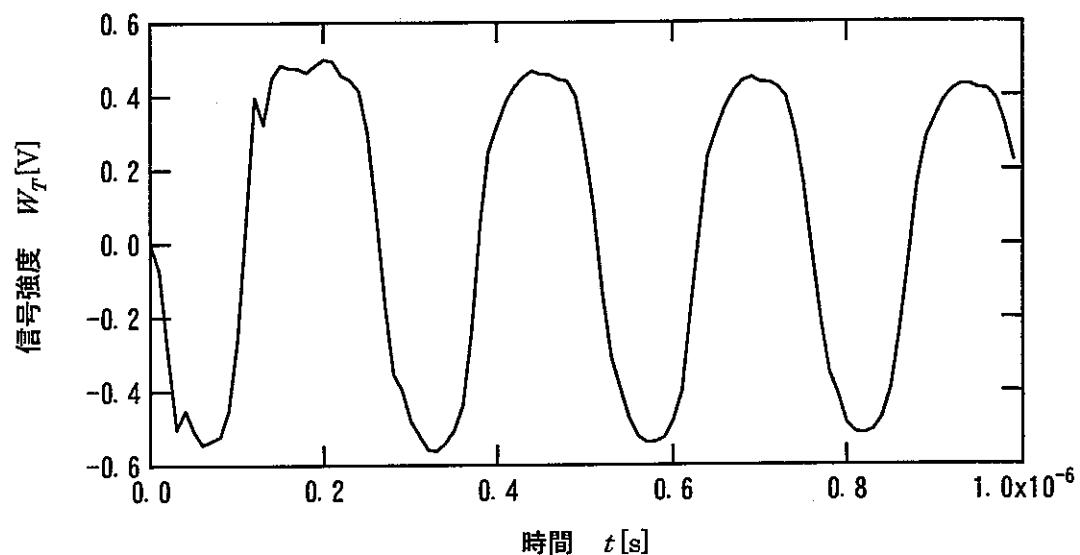


図3.2.5 切り出した送信信号

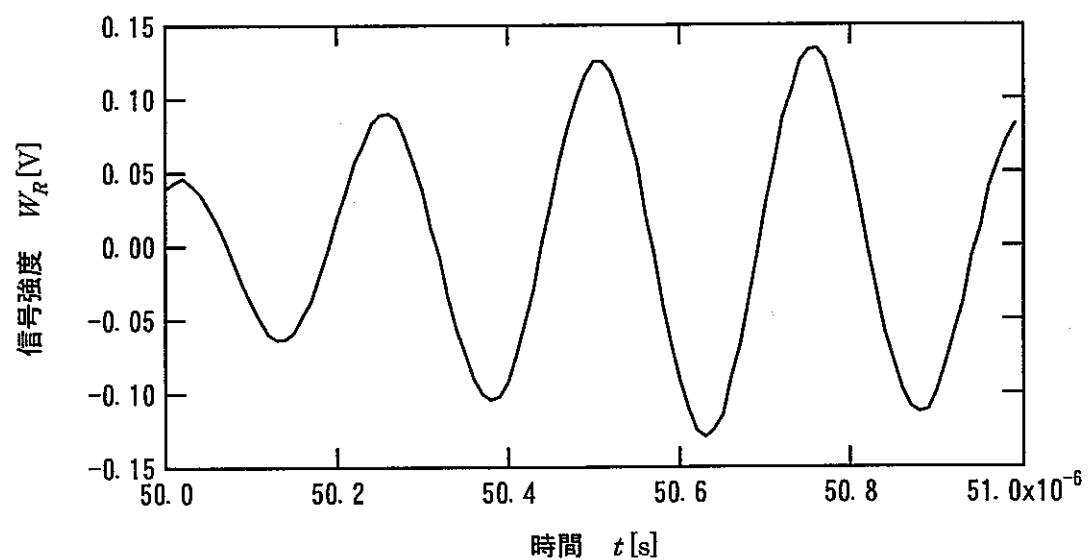


図3.2.6 切り出した受信信号

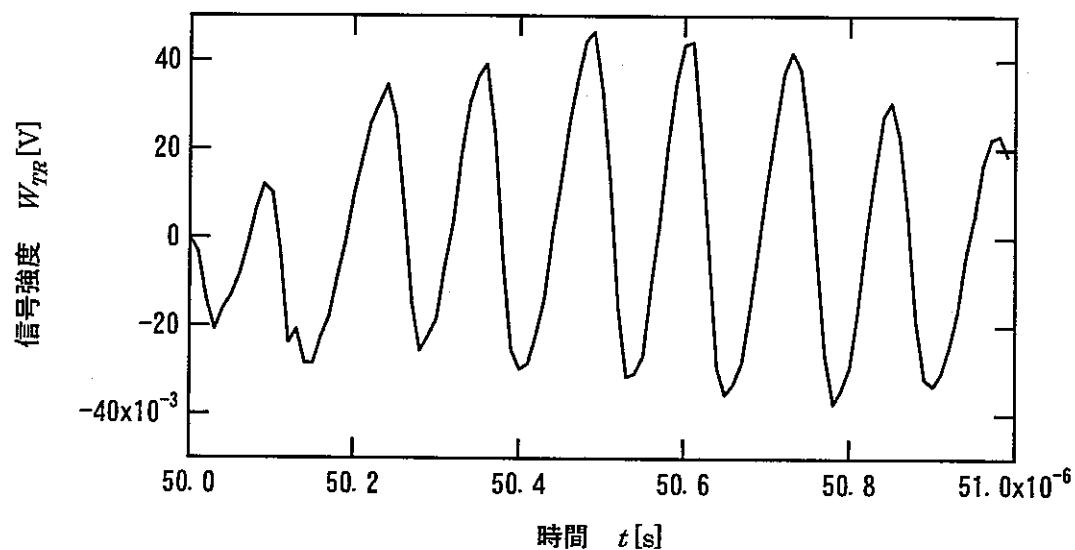


図3.2.7 2乗検波した信号

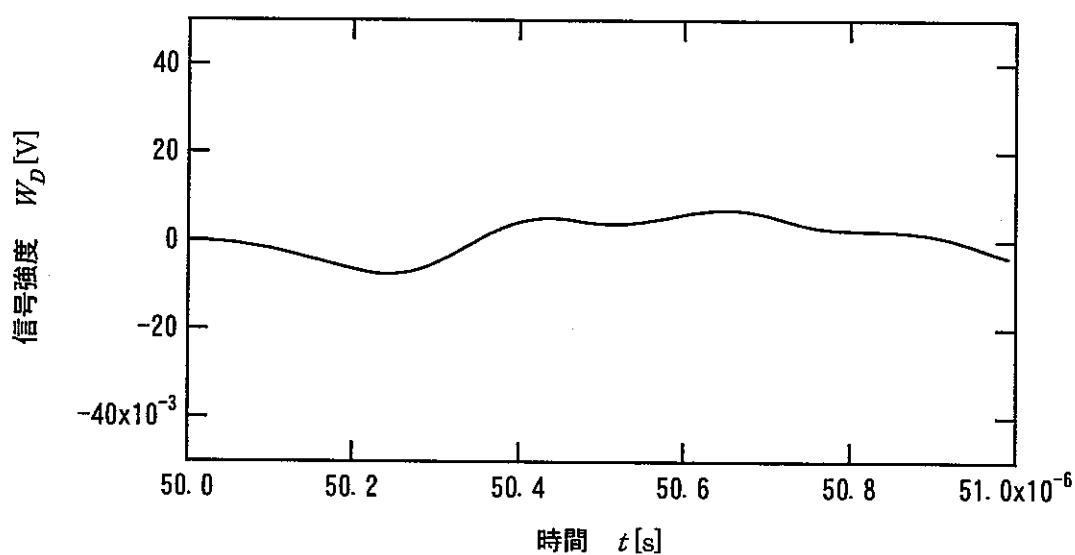


図3.2.8 ローパスフィルターに通した信号

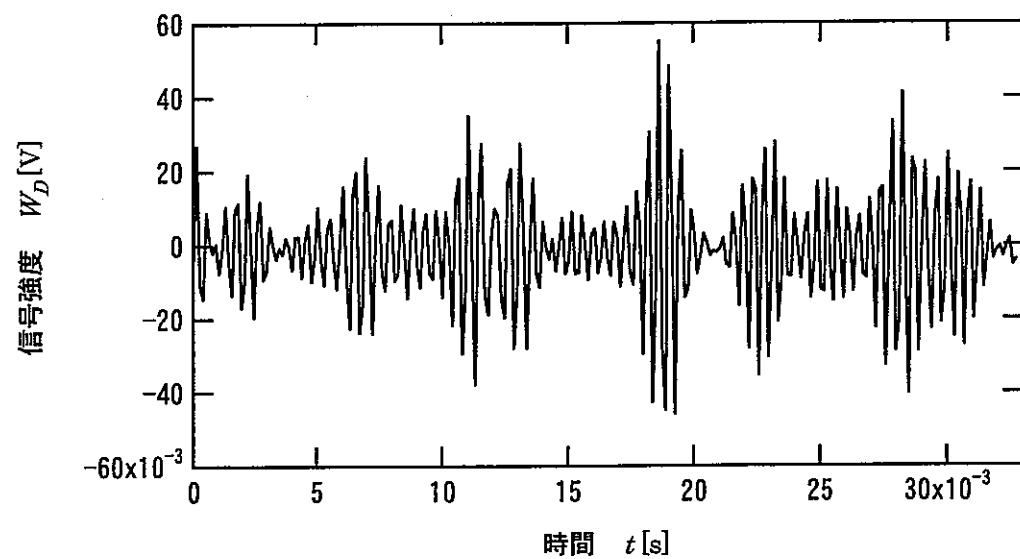


図3.2.9 既存の方法による波形再生（試験）

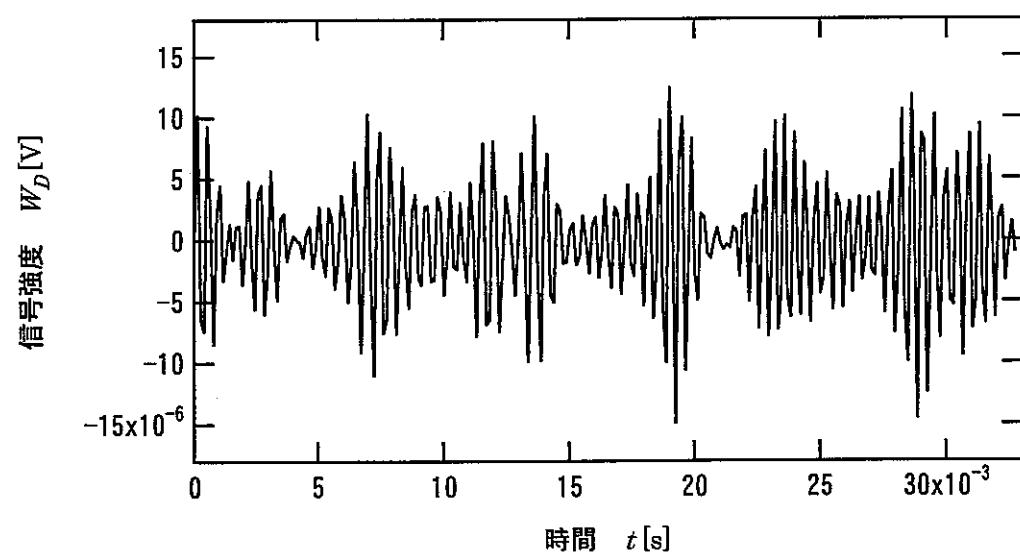


図3.2.10 相互相関処理を利用した方法による波形再生（試験）

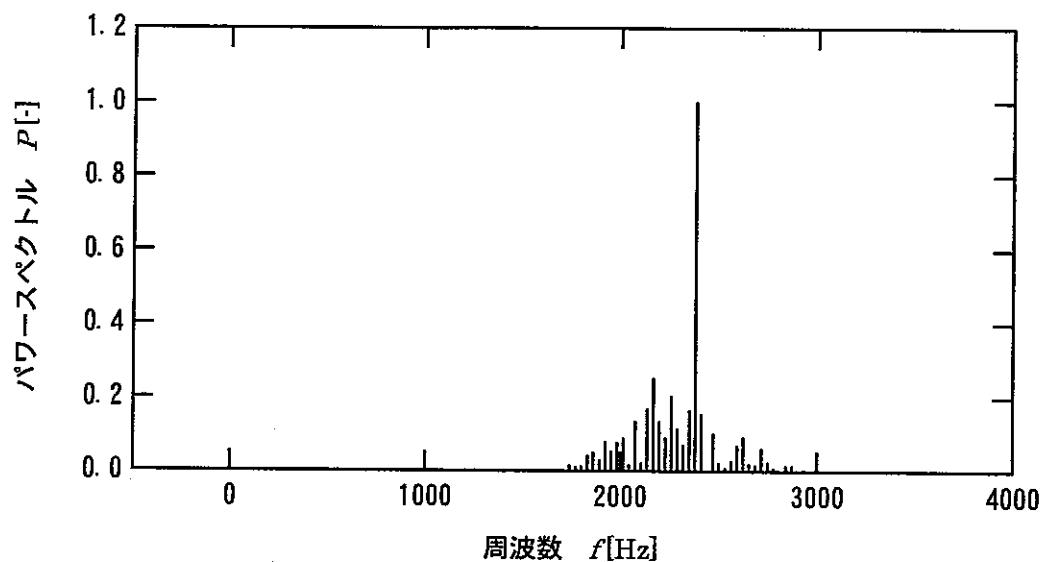


図3.2.11 既存の方法で処理したパワースペクトル

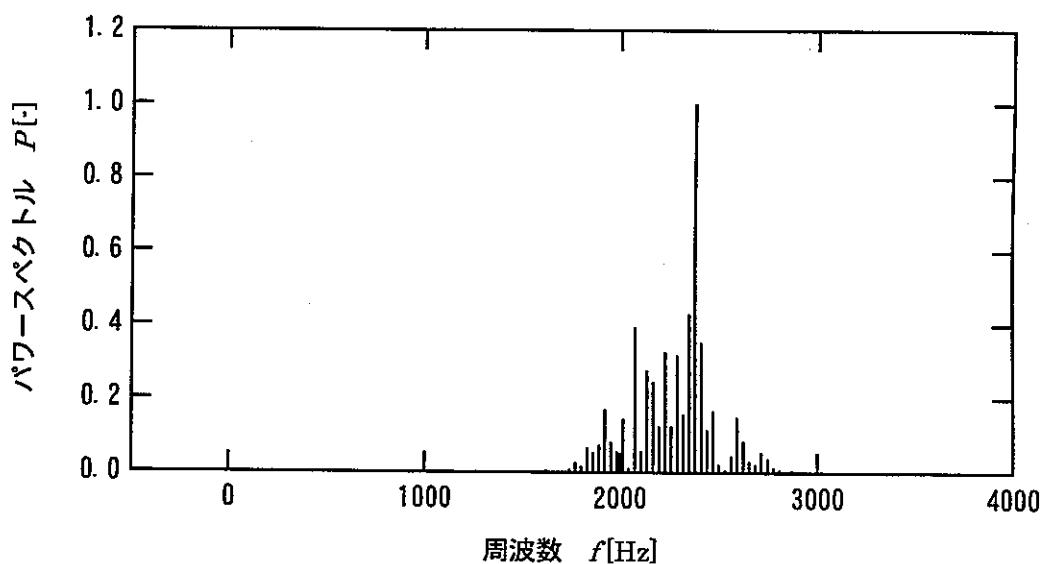


図3.2.12 相互相関処理を利用した方法で処理したパワースペクトル

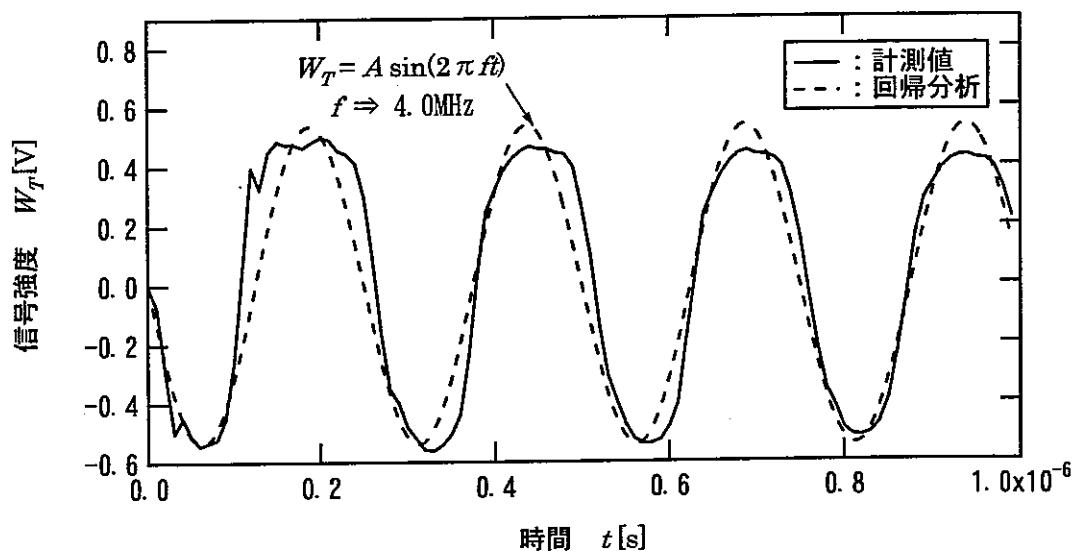


図3.2.13 送信信号の回帰分析

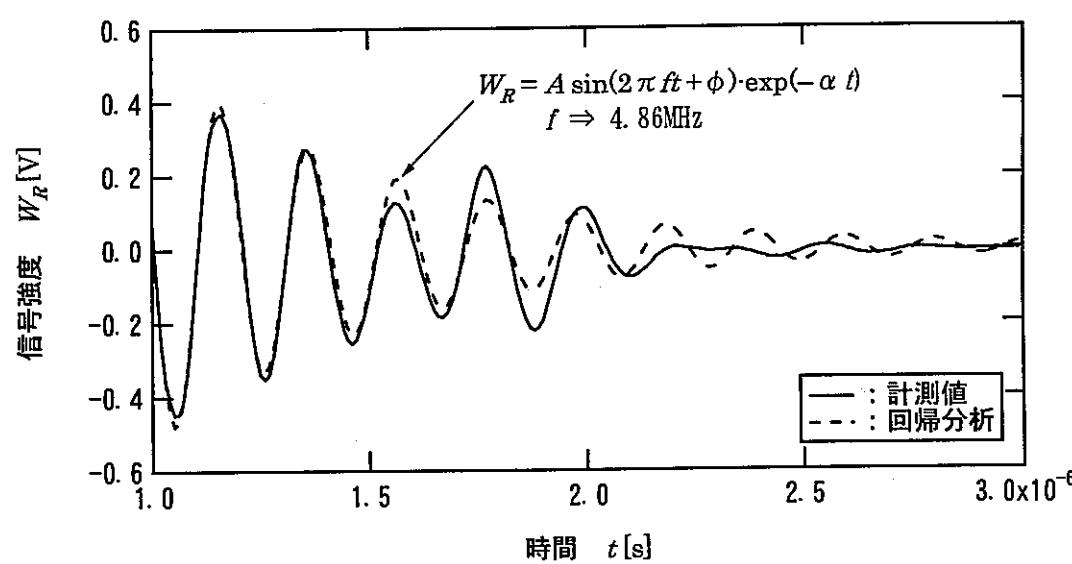


図3.2.14 ダンピング信号の回帰分析

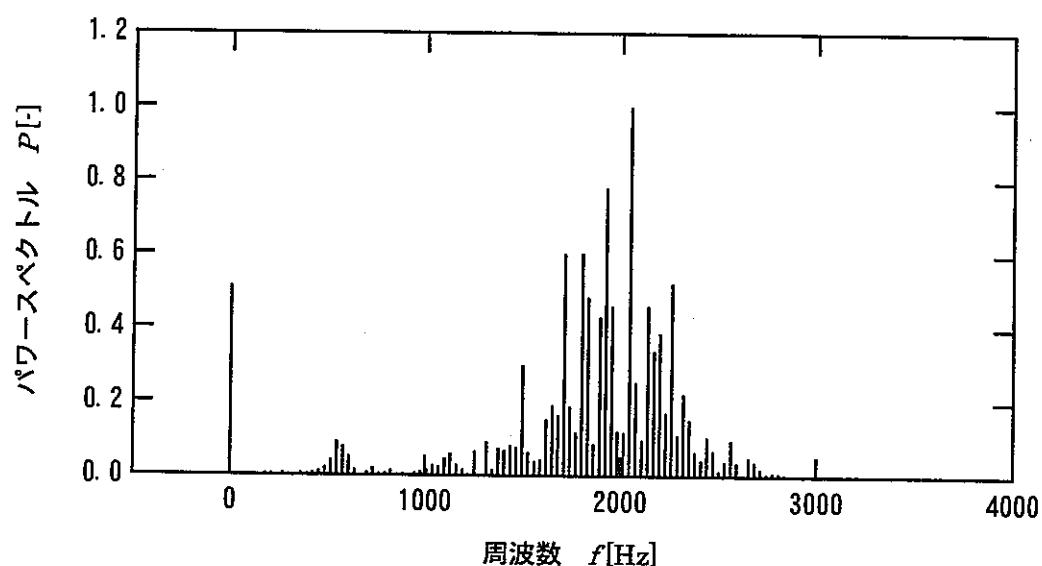


図3.2.15 周波数解析より直流成分が現れる一例

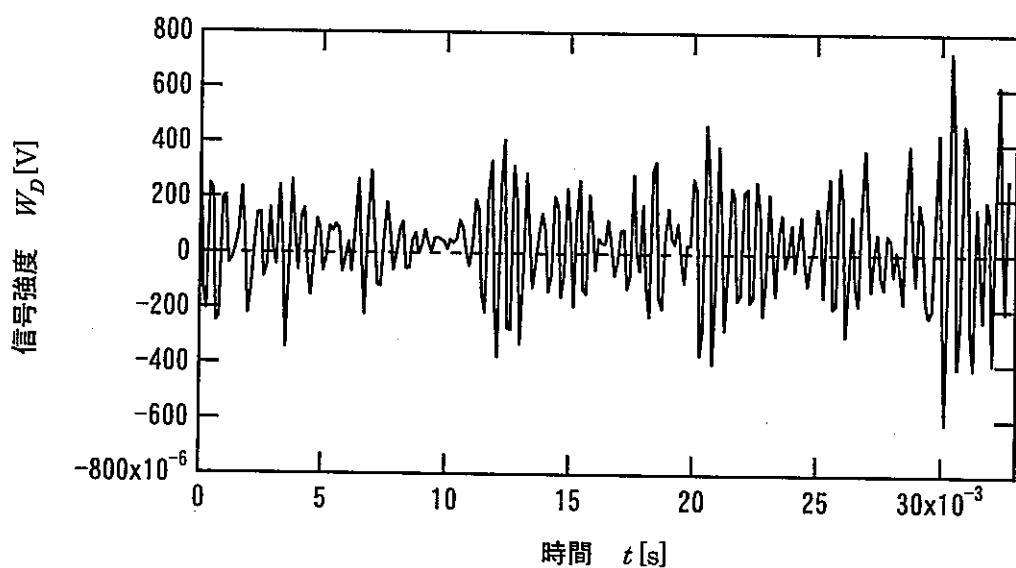


図3.2.16 波形再生段階での上下非対称性の一例

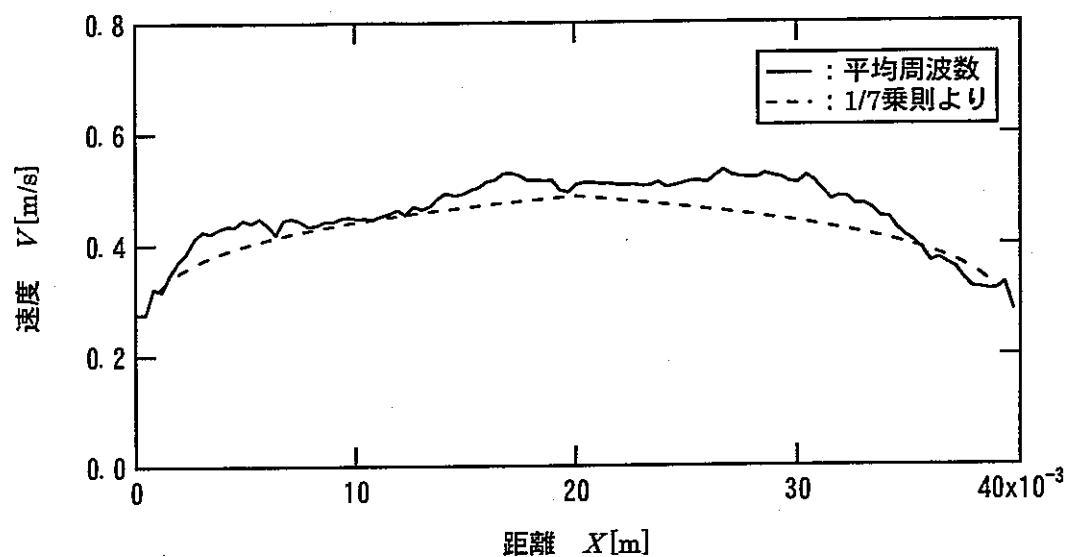


図3.2.17 既存の方法で処理した速度分布（径方向）

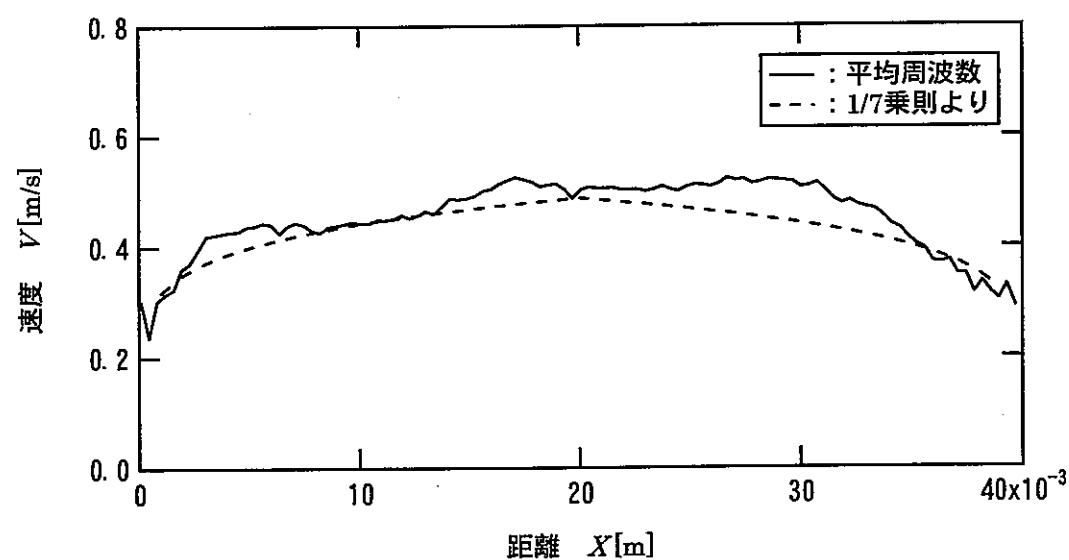


図3.2.18 相互相関処理を利用した方法で処理した速度分布（径方向）

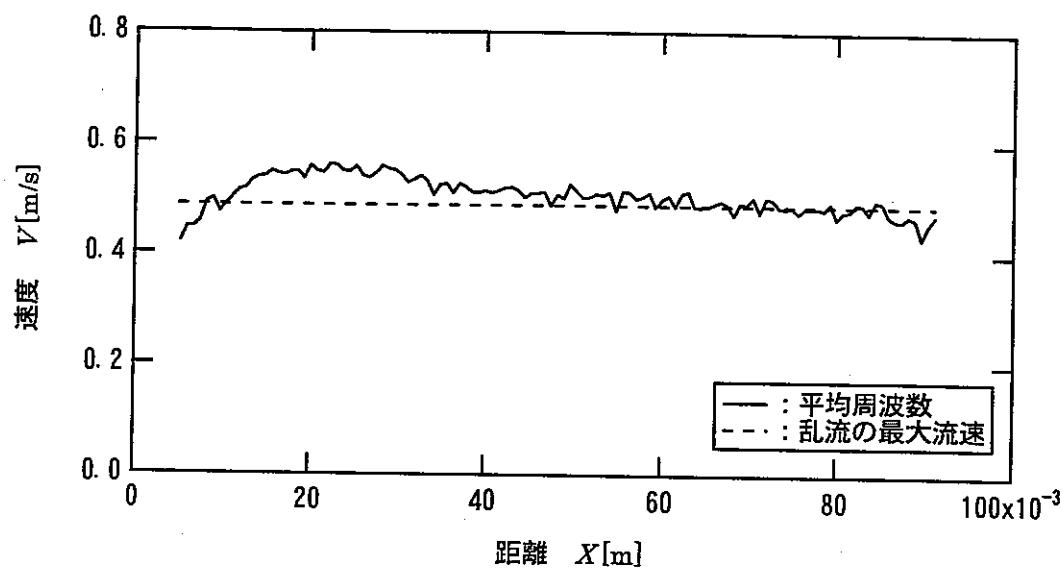


図3.2.19 既存の方法で処理した速度分布（流れ方向）

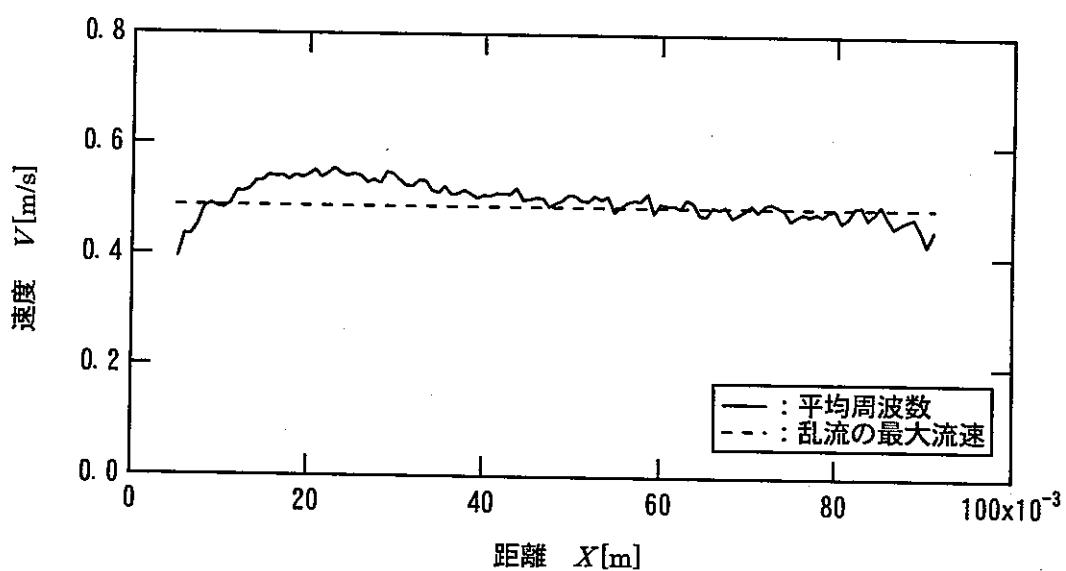


図3.2.20 相互相関処理を利用した方法で処理した速度分布（流れ方向）