

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	超音波パルスドプラ法における計測速度限界向上に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	西山久司
Author(English)	
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:乙第3273号, 授与年月日:1999年2月28日, 学位の種別:論文博士, 審査員:
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第3273号, Conferred date:1999/2/28, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

超音波パルストブラ法における 計測速度限界向上に関する研究

1998年9月

西山久司

目 次

第1章 序 論	8
1.1 研究の背景	8
1.2 研究の目的	9
1.3 研究論文の概要	11
参考文献	14
第2章 パルスドプラ法の概要	15
2.1 はじめに	15
2.2 パルスドプラ法の動作原理	15
2.3 パルスドプラ法の装置構成	18
2.3.1 パルスドプラ周波数分析法	18
2.3.2 カラードプラ断層法	19
2.3.2.1 カラードプラ断層法におけるMTIフィルタの動作	21
2.3.2.2 複素自己相関法による位相差計測	21
2.4 パルスドプラ法における問題点	25
2.5 距離・周波数の不確定性への対策法	26
2.5.1 二周期法	27
2.5.2 二周波数法	28
2.5.3 範囲拡張ドプラ周波数推定法	29
2.5.4 エイリアシング拡大法	30
2.5.5 スペクトル成分並べ替えによる方法	30
2.5.6 拡張ドプラ法	30
2.5.7 時間領域相互相関法	31
2.6 まとめ	32
参考文献	33
第3章 加速度の総和によりエイリアシングを除去する速度直接差分法	37
3.1 はじめに	37
3.2 速度直接差分法とその構成	38
3.3 数値シミュレーションの方法と結果	42

3.4	モデル流路における計測実験	42
3.5	頸動脈血流計測実験	43
3.6	本計測法の問題点	47
3.7	まとめ	47
	参考文献	48
第4章	速度直接差分法における加速度の誤計測を防止する補正方式	51
4.1	はじめに	51
4.2	速度直接差分法における誤動作	51
4.3	誤動作の各種要因	53
4.3.1	位相差の初期値誤り	53
4.3.2	加速度エイリアシング	53
4.3.3	偽加速度エイリアシング	53
4.4	誤動作対策	55
4.4.1	振幅監視による補正方式	56
4.4.2	平均位相監視による補正方式	57
4.4.3	周期監視による補正方式	60
4.5	頸動脈血流計測実験と考察	60
4.5.1	振幅監視方式の効果	63
4.5.2	平均位相監視方式の効果	63
4.5.3	周期監視方式の効果	64
4.5.4	複合方式の効果	64
4.6	まとめ	67
	参考文献	68
第5章	不等間隔超音波パルス送波による二周期法	69
5.1	はじめに	69
5.2	高限界速ドプラ計測法の動作原理	71
5.3	計算機シミュレーション実験	73
5.4	計測実験	76
5.5	計測実験の結果と考察	78
5.5.1	頸動脈血流計測	78

5.5.2	心臓血流計測	78
5.6	まとめ	82
	参考文献	83
第6章	二周期法に用いるMTIフィルタ	85
6.1	はじめに	85
6.2	各種MTIフィルタの構成	85
6.2.1	和間隔MTI法	86
6.2.2	個別間隔MTI法	86
6.3	各MTIフィルタの動作原理	86
6.3.1	和間隔MTIフィルタの動作原理	87
6.3.2	個別間隔MTIフィルタの動作原理	89
6.4	計測シミュレーション実験	91
6.5	各MTIフィルタの特徴と比較	98
6.6	まとめ	101
	参考文献	102
第7章	四種類のパルス繰返し周波数を用いる四周期法による 不等間隔パルス送波方式の信号対雑音比の改善	103
7.1	はじめに	103
7.2	二周期法の問題点と対策の着眼点	104
7.3	多周期法によるブラインド速度の解決	108
7.3.1	三周期法によるブラインド周波数の解消	108
7.3.2	四周期法によるブラインド周波数の解消	109
7.3.3	個別間隔MTI法を用いた四周期法におけるS/N改善	112
7.3.4	和間隔MTI法を用いた四周期法におけるS/N改善	116
7.4	S/N改善表示方式の提案	118
7.4.1	四周期法における位相差 $\Delta\theta$ の活用	118
7.4.2	四周期法の位相差の差の情報による位相差のエイリアシングの 補正方式	120
7.4.3	誤補正位相差の訂正方式	122
7.5	計測シミュレーション実験と考察	123

7.5.1	実験方法と演算計測誤差の評価方法	123
7.5.2	和間隔MTI法と個別間隔MTI法の送波方式による二周期法の 演算計測誤差の比較	124
7.5.3	四周期法の個別間隔MTI法におけるS/N改善効果	131
7.5.4	位相差の補正方式の評価	132
7.5.5	エイリアシングの補正方式の能力限界例	136
7.6	まとめ	137
	参考文献	138
第8章	結 論	139
	成果の要約	139
	速度直接差分法関係：	139
	二周期法および四周期法関係：	140
	今後の課題	141
	発表論文目録	143
	「原著論文」	143
	「講演論文」	143
	「共著の講演論文」	145
	「その他の超音波分野（ドプラ以外）の講演論文」	145
	国内出願特許目録	146
	外国出願特許目録	147
謝 辞		148

图 目 次

Fig. 2.1 Timing chart in pulsed Doppler measurement system.	16
Fig. 2.2 Phase comparator.	17
Fig. 2.3 Pulse Doppler functional block diagram.	17
Fig. 2.4 MTI filter (Single canceller).	20
Fig. 2.5 Color Doppler functional block diagram.	20
Fig. 2.6 Aliasing problem in conventional pulsed Doppler measurement.	24
Fig. 3.1 Velocity Direct Difference method (VDD).	40
Fig. 3.2 Computer simulation results. (a) Conventional method. (b)Velocity Direct Difference method (VDD).	41
Fig. 3.3 Experimental results of model flow phantom measurement.	44
Fig. 3.4 Experimental results of carotid artery blood flow measurement. (a) Conventional method (b) Velocity Direct Difference method	45
Fig. 3.5 Difficulty of detecting an initial phase difference in carotid artery blood flow is demonstrated here.	46
Fig. 4.1 Erroneous results obtained with the velocity direct difference (VDD) method.	52
Fig. 4.2 Analysis of false acceleration aliasing and generation of the 2π -jump phenomenon in the VDD method.	54
Fig. 4.3 Anti-false acceleration aliasing correction algorithm. VDD correction algorithm using	58
Fig. 4.3 Continued.	59
Fig. 4.4 Experimental results obtained with the correction algorithm with the addition of eight phase difference vectors ($N=8$).	61
Fig. 4.4 Continued.	62
Fig. 4.5 Experimental results obtained using (a) the conventional method and (b) the VDD method in conjunction with a combination of the three correction algorithms	65
Fig. 4.6 Problem of detecting the initial phase using the VDD method and the moving average of the phase difference	66
Fig. 5.1 Non-equally spaced pulse transmission for non-aliasing pulsed Doppler measurement.	70
Fig. 5.2 PAD for computer simulation of proposed method.	74

Fig. 5.3 Experimental setup.	77
Fig. 5.4 Carotid artery blood flow : a. Conventional method. PRT=740.8 μ s. b. Proposed method	79
Fig. 5.5 Cardiac blood flow : a. Conventional method. PRT=1500 μ s. b. Proposed method P	80
Fig. 6.1 Clutter free performance of the non-equally spaced pulse transmission method when no MTI filter was used.	92
Fig. 6.2 Problem caused by clutter when no MTI filter was used	93
Fig. 6.3 Performance in the presence of weak clutter (S/C=2 dB) under favorable conditions (S/N= 48 dB).	94
Fig. 6.4 Performance in the presence of strong clutter (S/C=-36 dB) under favorable conditions (S/N= 48 dB).	95
Fig. 6.5 Performance in the presence of strong clutter (S/C=-36 dB) when S/N=24 dB.	96
Fig. 6.6 Amplitude responses of Sum-PRT-MTI, where delay time is	99
Fig. 6.7 Amplitude responses of Respective-PRT-MTI, where delay time is	99
Fig. 6.8 Results obtained with the conventional method. Aliasing occurs outside the interval from $-1/(2T)$ to $+1/(2T)$, ...	100
Fig. 7.1 Examples of non-equally spaced pulse transmission method (2-PRT) for S/N = 24 dB under the ratio $T/T_s = 5$, $1/T_s = 20$ kHz, where two pulse repetition times are T and $T+T_s$, and each of four phase	105
Fig. 7.2 S/N is decreased to only 18 dB. Other conditions remain as in Fig.7.1.	106
Fig. 7.3 The correction algorithm is used to recorrect errors resulting from phase differences when an aliased phase differences is erroneously corrected.	121
Fig. 7.4 Comparison between estimates with 2-PRT using (a) sum-PRT-MTI and (b) respective-PRT-MTI when S/N =12 dB with $T/T_s = 5$ and $1/T_s = 20$ kHz.	125
Fig. 7.5 Normalized RMSE versus Input S/N. Input S/N is varied in 3-dB decrements from 48 to 3 dB; all other conditions remain as shown in Fig. 7.4.	126
Fig. 7.6 Reference Es, obtained using the S/N Improvement technique in 4-PRT and respective-PRT-MTI for high input S/N = 48 dB.	128
Fig. 7.7 Effectiveness for S/N = 6 dB by S/N improvement in 4-PRT using the respective-PRT-MTI	129
Fig. 7.8 Normalized RMSE vs Input S/N. Input S/N is varied in 3 dB decrements from	

48 dB to 3dB, while other conditions remain the same as in Fig. 7.7.	130
Fig. 7.9 Effectiveness of correction algorithm using the reference Es with the 4-PRT using the respective-PRT-MTI technique for S/N = (a) 48 dB, (b) 9 dB, and (c) 6 dB.	133
Fig. 7.9 Continued.	134
Fig. 7.10 Demonstration of correction algorithm using the reference Es with the 4-PRT using the respective-PRT-MTI technique for relatively high S/N = 21 dB	135

表 目 次

Table 5.1 Results of computer simulation of the proposed method	75
---	----

第1章 序 論

1.1 研究の背景

現在広く利用されているカラードプラ装置は、血液の流速分布をカラー画像で実時間表示するものであり、リアルタイムドプラ断層心エコー図法¹⁾ (略称, ドプラ断層 (2-D Doppler)), カラードプラ断層法²⁾ (略称, カラードプラ法), CFM³⁾ (カラーフローマッピング), あるいはCDFI⁴⁾ (カラードプラフローイメージング) など様々な名称を持ち、心臓病などの迅速な診断に非常に役立っている。この装置では、通例、血流の向きを探触子 (超音波送受波器) に近づく場合を赤色、遠ざかる場合を青色で表示し、血流の速さは色の濃淡で表している。しかし、身体内部の所望の深さの血管で測定できる速さには、ナイキスト周波数による限界 (およそ 1 m/s) があり、それより高速の血流は、折り返し現象 (Aliasing: エイリアシング) により方向 (色) と速度の間違った表示となる。この装置¹⁾は1980年代前半、日本で開発され世界的に広まった。

臨床実施では⁵⁾、この折り返し現象による問題点のためカラードプラ法と連続波ドプラ法 (CW 法) を併用する。カラードプラ法により狭窄部位を特定し、CW 法により例えば 5 m/s 以上もの高速血流速度を表示確認し、弁狭窄症などドプラ断層所見を得ている⁶⁾。CW 法には計測速度の制限がないが距離分解能はなく、ビーム上の各深度における血流速度がすべて併せて計測される。しかし、最高流速が計測されると、ベルヌーイの簡易式 $\Delta P = 4V^2$ (ただし、V: 最高流速, ΔP : 圧較差) から圧較差が求まる。従来、心カテーテル法でしか得られなかった心内圧を非観血的に推定でき有用である⁷⁾。

パルスドプラ法 (PW法) の一変形であるHPRF (High Pulse Repetition Frequency Doppler) 法では、ナイキスト周波数の限界を大きくできるが、計測深度・計測速度の不確定性の制約により、パルス繰返し周波数を上げる程、深度の不確定さが増す。つまり、画像表示上現時刻の送信による反射信号か、一時刻前の送信による反射信号、二時

刻前の送信による反射信号なのかの区別を付ける必要がある。しかし、熟練者には、特定部位の、CW 法と同程度の高速血流速度を計測できるので、臨床的には有用である⁸⁾。また、HPRF 法で求めた最高流速もベルヌーイの簡易式を応用でき、短絡血流や三尖弁などの逆流血流速度から右室圧や肺動脈圧を求められる。診断精度はCW 法と同等であるとされている⁹⁾。

ビームを固定し血流の時間変化を映像するMモードカラー Doppler は Bモードカラー Doppler 法と比べ時間分解能に優れ、また従来のFFT方式によるPW法よりも演算時間による時間遅れが少なく（10msec 以下）、弁逆流の診断上きわめて有用である。とくに、逆流の時相を測定する上で有用性が高い。また時相分析においては、Mモードカラー Doppler 法はPW法より優れている。PW法はサンプルボリュームの位置により、逆流が映像できたり、出来なかったりする問題があるからである¹⁰⁾。

またもう一つの大きい制約は、測定できるのは血流速度の超音波ビーム方向の余弦成分である。これは成す角が零度となるよう探触子（超音波送受波器）を当てる操作工夫により凌いでいる。

1.2 研究の目的

従来のパルス Doppler 装置（PW法およびカラー Doppler 法）では、パルス繰返し周波数と計測深度との関係の制約がある。最大計測 Doppler 周波数はナイキスト標本化定理により、パルス繰返し周期 T の 2 倍の逆数 ($1/(2T)$) である。このとき、不確定のない計測深度は媒質中の音速を $C(m/s)$ とすれば、対象物体までの往復伝搬時間の半分 ($T/2$) と音速 C を乗じた $CT/2$ である。したがって、パルス繰返し周波数 $1/(2T)$ と計測深度 $CT/2$ との積は一定 ($C/4$) であり、最大計測 Doppler 周波数と不確定のない計測深度とを同時に大きくできないという問題点がある。この制約を越え、不確定のない計測深度を保って、高い Doppler 周波数を計測可能とすることが望まれており、定量的計測に必要な課題である。

計測深度・計測速度の不確定性の問題を対策できれば、臨床実施ではカラー Doppler 法

とCW法またはHPRF法を併用する必要がなくなり、HPRF法で要する熟練度などは不要となり、高速の血流速度を簡便かつ迅速な方法で精度よく計測可能となることが期待される。エイリアシングの問題が対策できれば、カラードプラ法で部位確認と同時にベルヌーイの簡易式を適用し圧較差が求まる可能性がある。すなわち、カラードプラ法で部位を確認指定し、専用演算回路により平均最高速度（V）を得、ベルヌーイの簡易式 $\Delta P = 4V^2$ にて直接、圧較差が求まれば、さらに迅速な診断が可能となろう。またMモードカラードプラ法で求めた最高流速もベルヌーイの簡易式を応用でき、圧較差がCW法より精度よく得られる可能性がある。なお、血流方向とビーム方向と成す余弦角は依然不明ではあるが、定量的測定という観点では、現在の測定法の一步改善となろう。

PW法あるいはカラードプラ法は対象に向け繰り返し超音波パルスを送信し、受信信号を位相比較回路では基準信号と比較することにより対象のドプラ情報の含まれた位相信号（複素数）を検出し、この位相信号からFFT方式のPW法では周波数スペクトル、あるいはカラードプラ法は複素自己相関法と逆三角関数とにより位相差（速度）を得る。この際、対象の血流の動きが想定より速いとカラードプラ法では受信信号間の位相差が $\pm \pi$ を越え、 2π の整数倍の値分の区別が附かない。すなわち、逆三角関数における「主値 $+2n\pi$ 」における整数 n が不明となる。このために計測値は探触子に近づく速い血流はパルス繰り返し周波数PRF（位相差 2π ）が差し引かれ、誤って表示される。これに対する遠ざかる速い血流速度はパルス繰り返し周波数PRFが加えられ、近づく血流速度として誤表示される。ただし、探触子に近づく血流の速度を正としている場合である。これがエイリアシングの問題である。これを対策する方法は種々検討されているが決定的なものはない。

本研究の目的は上記の課題（問題点）解決のため、まず、第2章ではパルスドプラ法の概要と問題点、およびこれを対策している研究例について述べる。第3章ではパルスドプラ法においてS/Nが従来並みで計測周波数限界の向上する速度直接差分法、つづいて、第4章で、この速度直接差分法における加速度の誤計測を防止するための位相差の補正方式を述べた後、新計測方式の問題点を検討する。つぎに、第5章ではパルスドプ

ラ法において、超音波パルスの不等間隔送波方式による二周期法、第6章では二周期法（四周期法）など不等間隔送波方式に用いるMTIフィルタ方式の検討、第7章では二周期法の発展である四周期法を述べ、その上で、計測表示S/N改善のために、四周期法（または二周期法）と組み合わせて用いる位相差補正方式など提案を行い、生体の血流速度の計測実験とシミュレーション実験を通じて、提案した各方式の適用可能性と有用性を論じる。

なお、本博士論文はこれまでの研究成果に新たな知見を付加しまとめたものである。

1.3 研究論文の概要

本論文は「超音波パルストプラ法における計測速度限界向上に関する研究」と題し、以下の8章からなる。

第1章「序 論」では、本研究の血流計測の背景、従来方式の問題点、課題、目的、方法と意義を示したのち、本論文の各章の構成について述べている。

第2章「パルストプラ法の概要」では、ドプラ効果を利用した速度計測装置の概要について述べている。パルストプラ周波数分析およびカラードプラ断層法では同一の原理で血流速度を計測している。ドプラ法では送信周波数と対象物体から反射して戻った受信周波数との変化分を周波数計測しており、従来のパルストプラ法の原理では位相を計測する観点から、位相と速度あるいは周波数との関係を明らかにしている。ついで、パルストプラ法の計測原理から生じる計測速度と計測深度の制約について述べている。

終わりに、この制約を打破するこれまでの研究について述べている。

第3章「加速度の総和によりエイリアシングを除去する速度直接差分法」では、計測速度と計測深度の制限を打破する一つの方式として、エイリアシングを有する速度から直接得た加速度の総和によりエイリアシングを除去する速度直接差分法を提案している。本方式の計測限界は位相差の差（加速度に相当）が $\pm \pi$ に達する、加速度エイリアシングが生じるときとなる。ファントムモデル流計測実験は、適切なMTI（Moving Target Indication：移動目標指示装置）フィルタを用いることにより、ナイキスト限界の5倍の速度を計測できることを示している。頸動脈血流計測実験では、従来と同等の信号対雑

音比 (S/N) でナイキスト限界を越える速度が計測できることを確認した。なお、本方式はMモードのカラードプラ法に適用可能性がある。

第4章「速度直接差分法における加速度の誤計測を防止する補正方式」では、提案した速度直接差分法における2つの問題点を解決する方式を検討している。問題点の第1は初期速度の計測が誤ると訂正があるまで誤差が継続することである。後述の二周期法や四周期法との連携でこの問題は解決する可能性がある。第2は低S/N時、見かけ上の偽加速度エイリアシングが生じ加速度計測を誤る。例えば、MTIフィルタの零周波数近辺においてのS/Nが劣化する。そこで、この加速度の誤計測を防止する3種類の補正方式とそれらを組み合わせた複合補正方式を提案している。頸動脈血流計測実験では、この補正方式によりナイキスト限界を越える速度を従来同等のS/Nで誤動作無く計測できることを確認した。

第5章「不等間隔超音波パルス送波による二周期法」では、カラーフローマッピング (CFM) におけるナイキスト周波数に制限されないドプラ血流速度計測法を検討している。不等間隔超音波パルス送波により、血流の超音波反射信号から2次の位相差ベクトルを計測し平均速度を得る。従来の装置では、最大計測ドプラ周波数は所望の計測深度において、ナイキスト標本化定理およびパルス繰返し周波数と計測深度の関係の制約により、パルス繰返し周期の2倍の逆数 ($1/2T$) である。本法ではこれを越えて血流速度が計測できること理論的に示す。パルス繰返し周期 T と $T+T_s$ の不等間隔送波 ($T_s \ll T$) のとき、計測深度は元のままで、最大計測速度は従来限界の T/T_s 倍に増大する。計算機実験では高S/N条件下で理論どおりであることを確認した。頸動脈および心臓の生体血流速度計測実験では、計測深度の不確定性なく、ナイキスト周波数を越える血流速度がエイリアシングを生じることなく計測できた。提案した本法の妥当性を示すため、従来のパルスドプラ装置による周波数分析と比較した。

第6章「二周期法に用いるMTIフィルタ」では、複素ドプラ信号における、不要な血管壁等からの強大なクラッタを除去するのに必要なMTIフィルタの構成法を、二周期法で用いる超音波パルスの不等間隔送波方式に対応し検討している。不等間隔送波方式には長短パルスを交互に送波する方式、および、一つのパルス繰返し間隔で連続して送波

後、続いて異なるもう一つのパルス繰返し間隔で送波する方式がある。提案した各MTIフィルタの遅延時間は、前者は和間隔MTI法によりパルスの長短送波の和間隔、後者では個別間隔MTI法により個別の間隔に設定する。フィルタ動作を位相比較器のモデル信号を用い解析し検証した。ブラインド周波数の問題、測定周波数領域内にMTIフィルタの零点が現れ、その近辺は計測不可領域があることを二周期法の演算方式に関連づけて明らかにした。シミュレーション実験においては、白色雑音を付加したドプラ信号により各方式の検証確認をした。終わりに、カラードプラ法の観点から各MTIフィルタの特徴および比較検討を述べている。

第7章「四種類のパルス繰返し周波数を用いる四周期法による不等間隔パルス送波方式の信号対雑音比の改善」では、不等間隔超音波パルス送波による高速血流ドプラ計測における信号対雑音比（S/N）改善方式の検討を行っている。二周期法では T と $T+T_s$ の不等間隔送波のとき、計測深度は従来のみで、計測周波数の限界は T/T_s 倍に向上する。ところが、S/Nが劣化する上、拡大した計測周波数域におけるMTIフィルタの零点近辺はブラインド周波数となる問題がある。そこで四周期法を提案し、和間隔MTI法あるいは個別間隔MTI法によるどちらのMTIフィルタを用いる際も、ブラインド周波数の問題が解決することを示している。四周期法のS/N改善方式においては、送波回数を追加せずに、位相差の差のベクトルの加算回数を増加させS/N向上を図っている。さらに、提案した位相差の補正方式では、四周期法で得たナイキストの情報に基づき、エイリアシングを補正でき、従来方式並のS/Nでドプラ周波数を得て表示している。

シミュレーション実験において、白色雑音を付加した複素ドプラ信号に対するドプラ周波数の計測演算によれば、S/Nの観点では個別間隔MTI法の送波方式が和間隔MTI法より優れていること、個別間隔MTI法に基づくMTIフィルタを用いる四周期法はブラインド周波数が解消したこと、四周期法のS/N改善方式は周波数推定誤差の軽減に有効であること、位相差の補正方式は従来の5倍の計測範囲において、低S/N条件（3 dB）で従来方式並のS/Nのドプラ周波数を得て表示できることが確認できた。

第8章「結 論」では、本研究で得られた成果を要約し、今後の課題について論じている。

参考文献

- 1) 尾本良三編：カラーアトラスリアルタイムドプラ断層心エコー図法，診断と治療社，改訂第2版，1987.
- 2) 吉川純一監修：超音波ドプラ法の臨床，メディカルコア社，1986.
- 3) Nanda NC :*Textbook of Color Doppler Echocardiography*, Lea & Febiger, 1989.
- 4) Foley WD : *Color Doppler Flow Imaging*, Andover Medical Publishers, Inc 1991.
- 5) 尾本良三編：カラーアトラスリアルタイムドプラ断層心エコー図法，第5章第3世代心エコー図法としてのドプラ断層の臨床．診断と治療社，改訂第2版，1987：35-37.
- 6) 尾本良三編：カラーアトラスリアルタイムドプラ断層心エコー図法，尾本良三，松村誠：第8章後天性弁膜疾患．診断と治療社，改訂第2版，1987：67-75.
- 7) 吉川純一監修：超音波ドプラ法の臨床，鄭 忠和，木佐貫 彰：第6章連続波ドプラ法の臨床応用．メディカルコア社，1986：117-139.
- 8) 宮沢総介，鈴木茂，佐々木達海ほか：High Pulse Repetition Frequency Doppler (HPRF)法の臨床的意義．超音波医学1986；13：7-14.
- 9) 吉川純一監修：超音波ドプラ法の臨床，深谷隆：第5章先天性心疾患のドプラ診断．メディカルコア社，1986：101-109.
- 10) 吉川純一監修：超音波ドプラ法の臨床，吉田清：第4章カラードプラ法による弁膜症の診断，VII. Mモードカラードプラ法．メディカルコア社，1986：75-78.

第2章 パルスドプラ法の概要

2.1 はじめに

光および音についてのドプラ効果¹⁾は、オーストラリアの物理学者 Doppler JC が 1842年に理論的に存在を示した。音のドプラ効果は、パトカーなどのサイレンが近づくにつれ高い音であるのが通り過ぎると急に低い音に聴こえる現象として日常体験している。

超音波ドプラ法²⁾は、1956年に大阪大学の里村教授らにより医用超音波への応用が発表された。深さ方向の分解能を持つパルスドプラ法は1969年、奥島・大槻ら³⁾によって提唱された。また、1970年大槻ら⁴⁾⁵⁾により連続的に超音波を送波するにも拘わらず距離分解能を持つM系列変調ドプラ法も試みられた。同年、Bakerら⁶⁾によりパルスドプラ法が実用化され普及している。カラードプラ断層法は1982年滑川ら⁷⁾が実時間の2次元血流速度分布計測に、気象レーダ分野のパルスベア法⁸⁾を適用し、初めて実用化に成功し広く普及している。速度計測原理はパルスドプラ法と同一である。

以下、パルスドプラ計測の原理とその構成につき述べ、従来方式による問題点を概観する。ついで本研究の課題である距離・周波数の不確定性に対処する研究例についてまとめている。

2.2 パルスドプラ法の動作原理

パルスドプラ計測方式は周波数 f_0 の超音波バーストパルス (Fig.2.1(a)) を対象となる血流に向け等間隔 T ($=1/PRF$, PRF : パルス繰返し周波数 (Hz) と呼ぶ) で送波する。生体組織から反射した音波 (Fig.2.1(b)) は同一の探触子で受波され、プリアンプにより信号を増幅し、遅延回路、加算器を介してFig.2.2に示した位相比較器に入力される。

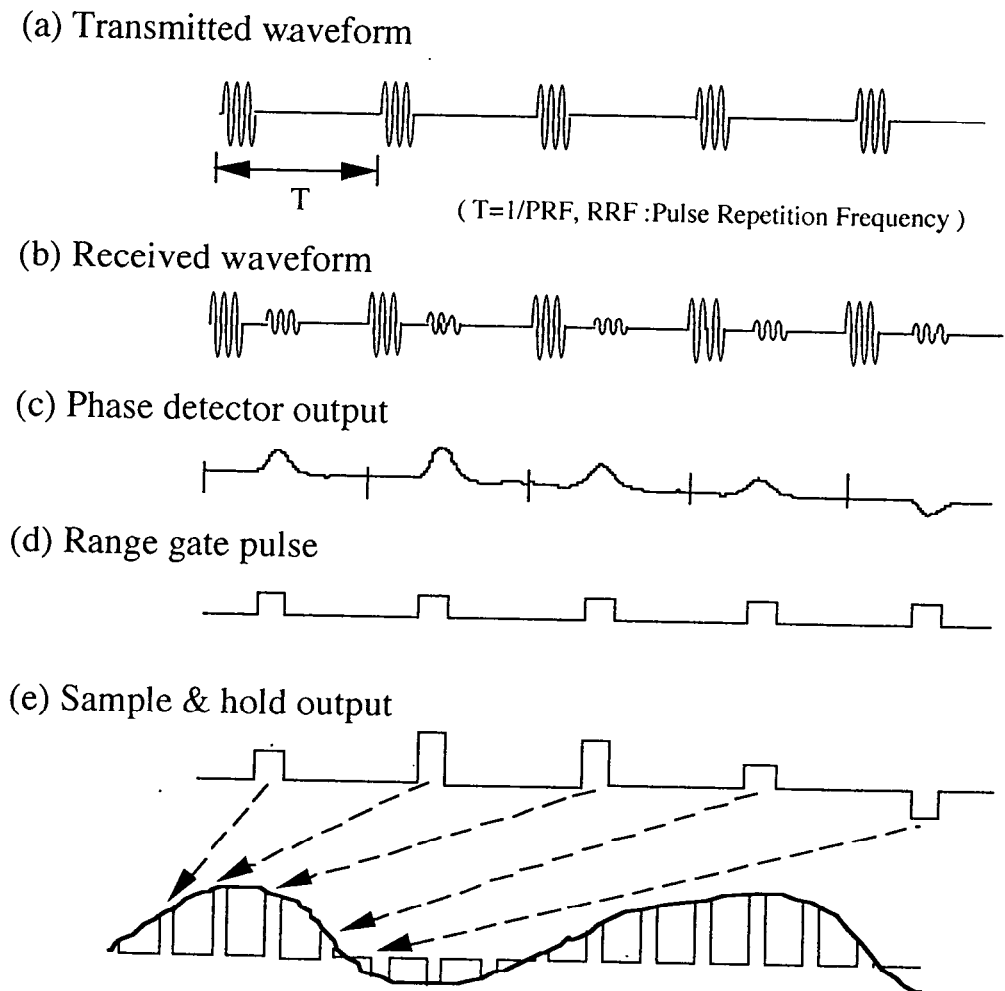


Fig. 2.1 Timing chart in pulsed Doppler measurement system.⁹⁾

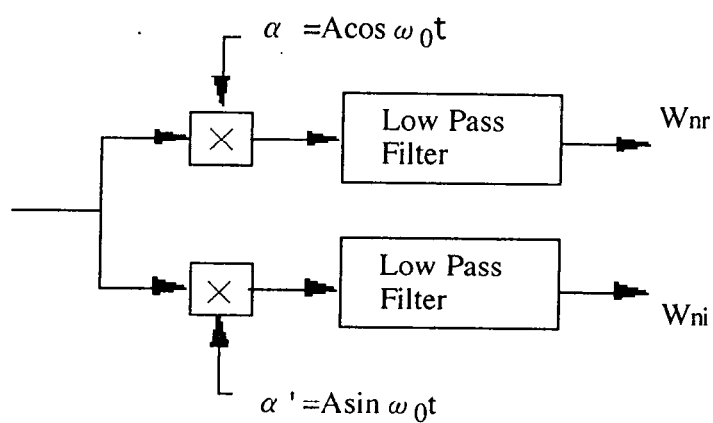


Fig. 2.2 Phase comparator.

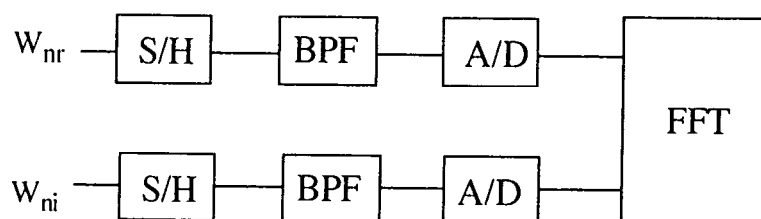


Fig. 2.3 Pulse Doppler functional block diagram.

この信号と周波数 f_0 の基準信号を掛け合わせるによりドプラ周波数 f_d と基準波の 2 倍の周波数成分 ($2f_0 + f_d$) とが得られる。低域通過フィルタ (Fig.2.2) を通過させることにより位相検波信号 (Fig.2.1(c)) が得られる。そののち、生体表面からの任意の深さに相当するレンジゲートパルス (Fig.2.1(d)) によりサンプルホールド (S/H) することにより、その部位のみのドプラ信号 (Fig.2.1(e)) を検出できる。

血流の順逆方向を分離するため、位相比較器、サンプルホールド (S/H)、帯域フィルタ (BPF) の回路は 2 チャンネルの構成となっている。位相比較器に与えられる基準信号は位相が $\pi/2$ 異なっている。この位相比較器は複素信号 (以下、複素ドプラ信号あるいは位相ベクトルと呼ぶ) を出力する。2 チャンネルの帯域フィルタの出力を A/D 変換後、高速フーリエ変換器 (FFT) によりリアルタイムで周波数分析し、その結果をモニタ上に表示する。

2.3 パルスドプラ法の装置構成

超音波診断装置では、Bモード (輝度) 表示により生体の断層を観察しながら、計測したい領域に超音波ビームを合わせて、連続波ドプラ周波数分析法 (CW法) による最高血流の計測、あるいはサンプルボリュームを合わせてパルスドプラ周波数分析法 (PW法) が併用され、流速分布の時間的変化を知る。一方、カラードプラ断層法は超音波ビームの高速走査により、2 次元断面内で実時間で (一般に毎秒 20~30 フレーム程度の) 血流の断層図をカラーで Bモード 表示に重ねて描かせるものである。

2.3.1 パルスドプラ周波数分析法⁶⁾⁹⁾

以下、装置の概要を Fig.2.2 と Fig.2.3 を用いて説明する。パルスドプラ周波数分析装置では検出したい深度に相当する遅延時間後に、サンプルゲートをかけ、Fig.2.2 に示す位相比較器により任意の深度におけるドプラ信号だけを取り出す。このドプラ信号において Wall Filter と呼ばれるアナログの High pass filter により低域成分の血管壁などの強い信号を抑圧させ、Fig.2.3 に示すように A/D 変換後 FFT などによる周波数分析を行い、

血流速からのドプラ周波数成分を検出し、周波数分布を輝度で時間の進行と共に表示する。

2.3.2 カラードプラ断層法⁹⁾¹⁰⁾

パルスドプラ法と速度計測原理は同じである。血流などの反射波のドプラ信号を検出して血流の平均速度とその分散または標準偏差（乱れ度）、振幅の2乗（パワー）などをリアルタイムで演算し色で2次元表示する。通例、探触子に近づく血流を赤色、遠ざかる血流を青色、速度の大きさを明るさで、乱れ度を緑色で速度に重ねて表示することができる。

カラードプラ断層法の中心部の概略構成図をFig.2.4, Fig.2.5に示す。位相比較後、位相差計測を複素自己相関法により実行する構成が多い。生体中の超音波の音速は光速度などと比べて約 1530 m/sとさきわめて遅いため、速度分解能や視野角度やリアルタイム性に制限をうける。ここで、カラードプラ断層法でのフレームレイトをFR [fr/s]、同一方向のパルス送信回数を N_p 、走査線数を L_s で表せば、次式の関係が有る。

$$FR = PRF / (N_p \cdot L_s) \quad (2.1)$$

また、観察視野角度を Φ で表せば、

$$\Phi = \Delta \phi \cdot L_s \quad (2.2)$$

である。ただし、 $\Delta \phi$ はセクタ電子走査における走査線間角度である。

フレームレイトFRを上げる場合、PRFを大きく取り、走査線数 L_s またはパルス送信回数 N_p を小さくすればよい。しかし、 N_p を少なくすれば平均血流速度の精度が悪くなり、 L_s を少なくすれば、画素は粗くなるという欠点が生じる。一秒間に何画面の絵がとれるかが現象を観察するのに重要で、例えば、 $N_p=10$ 、 $L_s=64$ 、 $PRF=4$ kHzのとき、 $FR \div 6$ [fr/s]であり、 $N_p=5$ 、 $L_s=32$ 、 $PRF=5$ kHzのとき、 $FR \div 32$ [fr/s]程度と見積もられる。

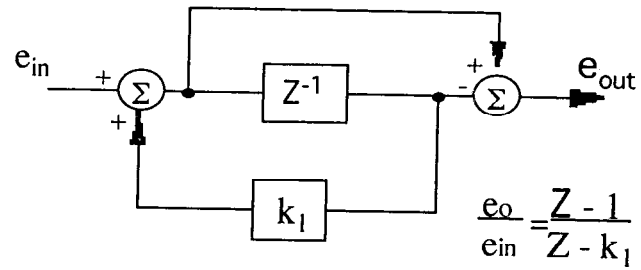


Fig. 2.4 MTI filter (Single canceller).¹¹⁾

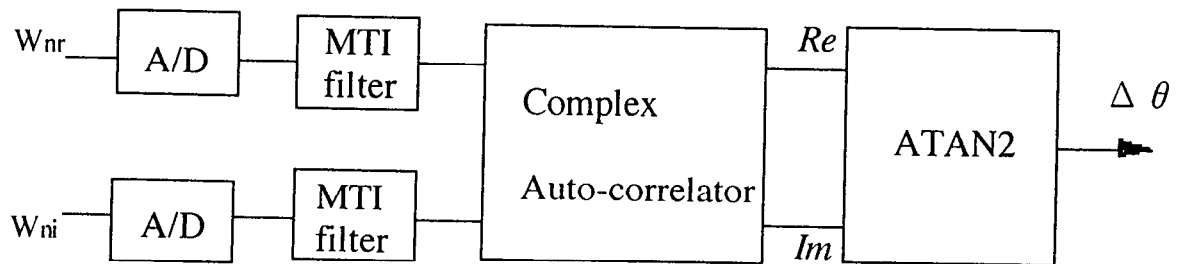


Fig. 2.5 Color Doppler functional block diagram.

2.3.2.1 カラードプラ断層法におけるMTIフィルタの動作

血流信号の検出には、血流信号は30～40 dB強度が血管壁などより弱いことから、複素ドプラ信号において血管壁などからの強い反射信号を除くためにMTIフィルタを必要とする。2次元上で走査し同一方向のパルス送信回数 N_p のなかで処理し周波数推定演算するので、使用できるのはデータは10～16点程度である。したがって、フィルタの次数は3次以下が望ましい。レーダ分野で検討された低次数のデジタルハイパスフィルタ (Fig.2.4) で構成される¹¹⁾。そのために、MTIフィルタの零点 (PRFの整数倍) のせいで計測領域にブラインド速度が生じる。気象レーダ分野では雨雲、雷雲などを地上反射信号から分離し検出するのに用いられる。

2.3.2.2 複素自己相関法による位相差計測

Doviakら¹²⁾によれば、「HydeとPerry¹³⁾がこの方法の初期形態 (ベクトル位相差法) を報告し、最初に電離層の研究¹⁴⁾に用いられ、ほぼ同時に、Rummler⁸⁾が工学分野に導入し、Doviakらが気象レーダ分野で実施し効果のあったのが共分散パルスペア法 (パルスペア法: pulse pair processing or covariance argument) である。」とある。

医用超音波分野ではこのパルスペア法を複素自己相関法⁷⁾¹⁵⁾と命名し用いている。複素ドプラ信号において複素数の自己相関関数における1次係数の偏角から周波数を得る。ごく少数データから平均ドプラ周波数と分散値が推定できる。エイリアシングに対し不偏推定であること、高速フーリエ変換 (FFT) による周波数推定器より処理が簡易である上、低S/N条件における耐雑音性能、推定精度もFFTより優れているとの気象レーダ分野での報告がされている¹⁶⁾。音声・信号処理の線形予測理論で言うところの自己相関法とは異なるが、Burg JPの提唱したMEM法 (Maximum Entropy Method) における次数1の自己回帰モデルにおける特例 (解) であることが指摘されている¹²⁾。

複素自己相関法 (パルスペア法) により、位相差 $\Delta \theta$ は位相ベクトル W_n と一時刻前の位相ベクトル W_{n-1} の共役複素数 $\text{conj}[W_{n-1}]$ との複素共役積の演算を実施することにより得られる。

すなわち、この複素共役積を位相差ベクトル V_n で表せば、

$$\begin{aligned}
 V_n &= W_n \cdot \text{conjg}[W_{n-1}] \\
 &= (W_{nr} + jW_{ni})(W_{n-1,r} - jW_{n-1,i}) \\
 &= W_{nr}W_{n-1,r} + W_{ni}W_{n-1,i} + j(W_{ni}W_{n-1,r} - W_{nr}W_{n-1,i}) \\
 &= \exp(j2\pi f_d T)
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

と得られる．この位相差ベクトル V_n の位相角（偏角） $\Delta\theta$ から

$$\begin{aligned}
 \Delta\theta &= \text{Arg}[V_n] \\
 &= \text{ATAN2}[\text{Im } V_n, \text{Re } V_n] \\
 &= \text{ATAN2}[(W_{ni}W_{n-1,r} - W_{nr}W_{n-1,i}), (W_{nr}W_{n-1,r} + W_{ni}W_{n-1,i})] \\
 &= 2\pi f_d T
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

と得られ，血流のドプラ周波数（速度）が位相差 $\Delta\theta$ として求まる（Fig.2.5）．ただし， $\text{Arg}[\]$ は偏角， $\text{Re } V_n$ は V_n の実部， $\text{Im } V_n$ は虚部を表す．また， $\text{ATAN2}[y,x]$ は引き数の符号を考慮することにより数学関数 $\tan^{-1}(y/x)$ が $\pm\pi$ の範囲で求まる計算機ルーチン名である．このパルスペア法の範疇に入る演算処理方式は，高S/N条件の血流信号のみから成る複素ドプラ信号に対してはMTIフィルタ不要となるので，2回の送受でドプラ周波数が得られる．

なお，ドプラ周波数 f_d は血流が超音波探触子に近づく場合を正方向の速度とすれば，血流速度 v とはつぎの近似式

$$\begin{aligned}
 f_d &= (2v/c)f_0 \\
 &= 2v/\lambda
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

で与えられる．ただし， $\lambda (= c/f_0)$ は送信超音波の波長である．このとき，(2.4)式の位相差 $\Delta\theta$ は(2.5)式により血流速度 v を用いて書き換えれば，

$$\Delta\theta = 2kvT \tag{2.6}$$

の関係がある．ただし， $k (= 2\pi/\lambda = 2\pi f_0/c)$ は波長定数である．

医用超音波では滑川ら⁷⁾¹⁵⁾が実時間の2次元血流計測に，この気象ドプラレーダ分野のパルスペア法を適用し初めて実用化に成功し広く普及している．断層図を得るため研究された，多チャンネルのパルスドプラ法からの成功の飛躍の要因を以下に引用する．

このような装置の開発が成功した主たる要因は吉川¹⁷⁾によれば「原理的にはパルスドプラ法が多チャネルドプラ¹⁸⁾によれば、Mモードの速度分布表示を行うことができるが、断層図を得るには、心拍同期の手法によって、超音波ビームの方向をわずかずつ移動させてゆかなければ成らない。このようにして得られたデータをコンピュータを用いて再構成し、ドプラ断層図を作成することも可能である。しかし、この方法では実時間でドプラ断層図を得ることはできない。中略。．．，実時間で断層図を描かせるには超音波ビームを高速で走査する必要がある。そのためには、各送受信方向における速度プロファイルの検出時間を短くする必要がある、よく位相検出を行わなければならない。これは信号を直交検波することにより複素量として取り扱い、その位相成分をデジタル演算によって計算することにより可能となった。」とある。

近藤、滑川ら¹⁰⁾によれば「Mモードであれば、サンプル点を多数用意するだけで原理的には深さ方向の速度分布を求めることができる。これを行うのがいわゆるマルチチャンネル法である。速度分布を求めるためには、深さ方向の各点にわたって周波数解析を行う必要がある、解析器を多数、つまり多チャンネル用意しなければならない。この方法では回路規模が大きくなるので、周波数解析の簡略化などが望まれる。」．．中略．．

「直交検波の後で信号はデジタル変換され、（信号の位相を得るための） $\tan^{-1}$ はデジタルで演算される。この方法によれば（直交検波信号から位相差を得る方法によれば），深さ方向の速度分布を求めるのに複雑な多くのチャンネルを必要としない。深さ方向のチャンネル数は、（直交検波信号の）デジタル変換の速さできるが、（実際には超音波パルス幅のほうが支配的である）信号処理は並列ではなく、全て直列に行うことができるからである。更に、基本的に2回の送受波で f_d を推定できるのであるから、高速走査によって、断層像を得ることも可能になる。」とある。

なお、周波数推定にはFFTの適用で実現している装置もある¹⁹⁾。また、MEM法を用いる検討もされている²⁰⁾。

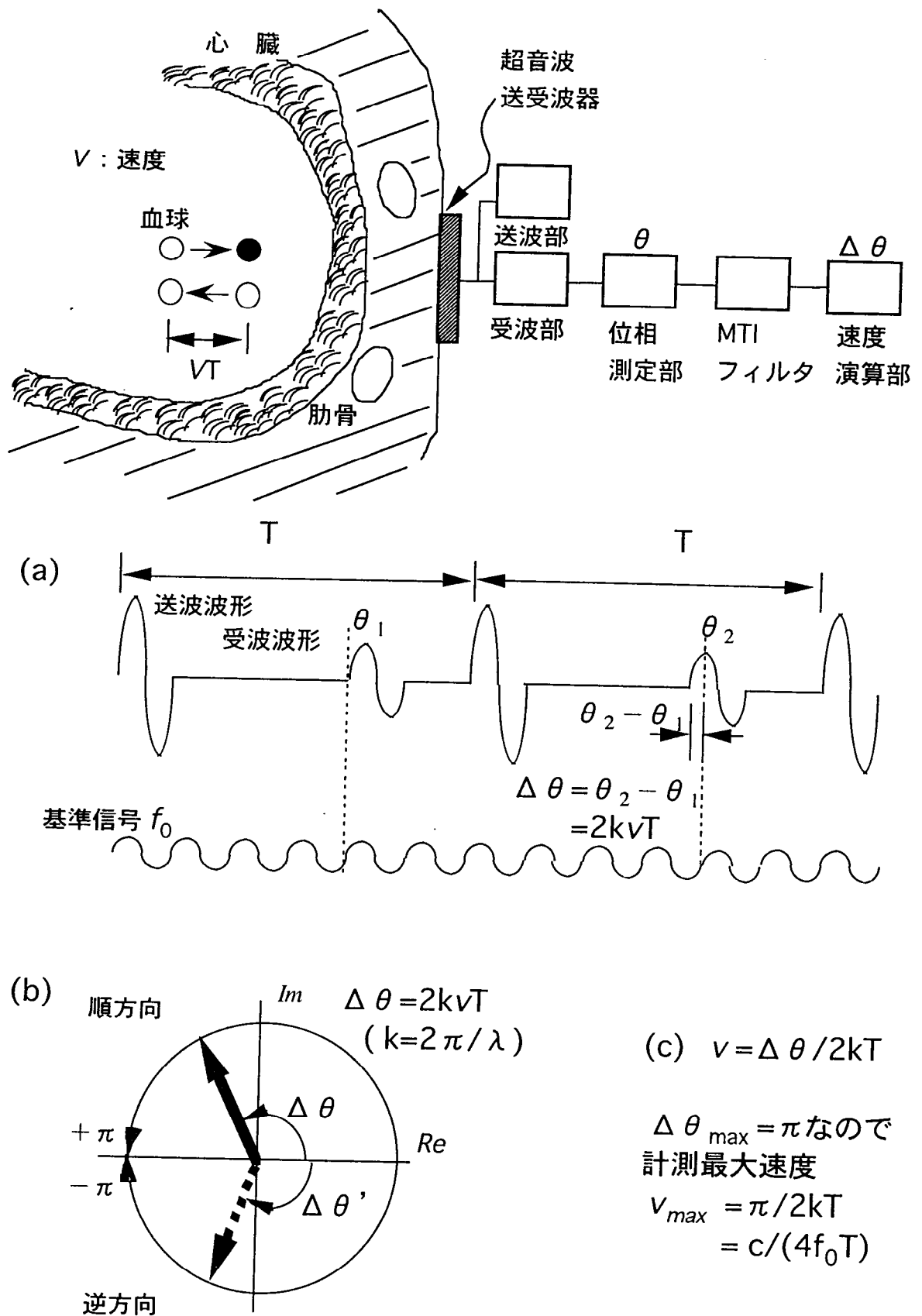


Fig. 2.6 Aliasing problem in conventional pulsed Doppler measurement.

2.4 パルスドプラ法における問題点

従来のパルスドプラ法によると、Fig.2.6 に示すように反射体が時間 T 内に距離 vT だけ移動しているため (Fig.2.6(a))、隣接時刻における反射信号の位相の間に、位相差 $\Delta \theta = 2kvT$ の関係があり、探触子に近づく高速の血流ではこの位相差 $\Delta \theta$ が $+\pi$ を超え進相遅相が反転するため (Fig.2.6(b))、近づくにも拘わらず負の速度を示すこととなり血流方向を間違えることになる。この限界は(2.4)式により

$$|\Delta \theta| = |2\pi f_d T| \leq \pi \quad (2.7)$$

の制約がある。したがって、計測周波数の限界は(2.7)式から

$$|f_d| \leq 1/2T \quad (2.8)$$

で表わせる。これはサンプリング定理による限界と一致している。

ここで、計測可能な最大ドプラ周波数を f_{dmax} で表せば、

$$f_{dmax} = 1/2T \quad (2.9)$$

である。これをナイキスト周波数 (Nyquist frequency) と言う。この周波数で決まる領域 $-1/(2T) \sim +1/(2T)$ を中央ナイキスト帯域 (または略してナイキスト帯域) と呼ぶ。

さて、(2.9)式において測定可能周波数 f_{dmax} を大きくするには T を小さく設定することにより可能であるが、そうすれば続いて送波しているため反射信号が重複し反射体を特定することができなくなる。パルス法の制約である。ここで、送波パルスの繰返し周期 T と所要の観測深度 L との関係は、曖昧さの生じないためには超音波探触子と対象物体間の音波の往復伝搬時間から $2L/c = T$ である。ただし、 c は生体中の音速 (約 1530 m/s) である。すなわち時間 T 過ぎた後、つぎの超音波バーストパルスを送波すれば超音波探触子と対象物体間の認識に曖昧さが生じない。したがって、

$$L = cT/2 \quad (2.10)$$

が不確定のない計測距離となる。したがって、(2.8)式と(2.10)式の関係から

$$L \cdot |f_d| \leq c/4 \quad (2.11)$$

であり、あるいは(2.5)式により速度 v を用いて書き換えれば、

$$L \cdot |v| \leq c^2 / 8f_0 \quad (2.12)$$

の関係がある。

したがって、計測可能ドプラ周波数 f_d ，または血流速度 v を大きく取れば、不確定なしに測定可能な深度 L は小さくなる。心臓の血流計測の場合には 15 cm 程度の深度が必要であり、 T を小さくすることには限界がある。結局、計測深度と計測周波数の関係から生じる制約に突き当たる。これが距離・周波数の不確定性の問題である。

計測可能ドプラ速度は(2.5)式と(2.9)式から

$$v_{\max} = c / (4 f_0 T) \quad (2.13)$$

であり (Fig.2.6(c))，探触子表面から 15 cm の深度では、従来の超音波パルスドプラ計測装置の最大計測可能速度 $v_{\max}$ はおよそ 1 m/s 以下 (例えば、 $f_0 = 2$ MHz, $T (= 1/\text{PRF}) = 200 \mu\text{s}$, $c = 1530$ m/s, $L = 15$ cm のとき $v_{\max} = 97.5$ cm/s) である。従来の装置はこの制約を越える速度は、計測深度の不確定なしに計測することはできない。最大計測可能速度を上げるには、(2.12)式または(2.13)式によれば、 f_0 を下げることも考えられる。しかし、 f_0 を下げれば、パルス幅の狭い送信波を形成させ、鋭い放射ビームを形成することができないので、距離分解能、方位分解能が劣化するので問題である。

2.5 距離・周波数の不確定性への対策法

不確定なしに測定可能な深度 L は従来のまま、位相差 $\Delta \theta$ の回転量を見掛け上小さく計測演算することにより、速度限界を向上させる方法に二周期法²¹⁾²²⁾と二周波数法²³⁾²⁴⁾がある。時間・空間的に速度の連続性を仮定し、誤った位相差を補正する方式にエイリアシング拡大法²⁵⁾、加速度に着目した方式には範囲拡張ドプラ周波数推定法²⁶⁾と速度直接差分法²⁷⁾がある。その他、FFTドプラ周波数分析における周波数成分の修正による方法²⁸⁾、あるいは複素ドプラ信号を補間する拡張ドプラ法²⁹⁾の研究がある。

一方、気象ドプラレーダ分野には速度計測の不確定性に対処する研究^{12)16),30)-34)}が多くあり、二周期法に類似³⁰⁾の研究と二周波数法に類似³²⁾の研究もある。

2.5.1 二周期法

Newhouse VLら³⁵⁾は異なるパルス送波間隔を送波し、計測した高調波ドブラ周波数を各送波間隔の表示上で比較観察すれば、高調波ドブラ周波数の内で、虚偽でないドブラ周波数は、同一周波数に現われることを提示し不確定性に対処可能としている。

二周期法²¹⁾²²⁾³⁶⁾ (1986年) は、超音波パルスを不等間隔で血流に向け送波し、相続く反射信号からのドブラ信号の複素共役積の演算により位相差の差を推定し、ナイキスト限界を越えるドブラ周波数(速度)を得ている。二周期法には二つの異なる間隔を交互に送波する方式と一つの間隔で連続して送波し、続いて異なるもう一つの間隔で連続して送波する方式がある³⁷⁾³⁸⁾。なお、前者の二つの異なる間隔を交互に送波する方式における演算方式には、各間隔の位相差ベクトルを得て、それぞれ加算平均後、最後に位相差の差ベクトルを複素共役積の演算により得て、位相差の差を得る方式³⁹⁾⁴⁰⁾と、各間隔の位相差ベクトルから先に位相差の差ベクトルを得て加算平均後、平均した位相差の差ベクトルから位相差の差を得る方式⁴¹⁾がある。

各間隔の位相差を得て位相差の差を演算することにより、送波間隔の差に相当する位相差(ドブラ周波数)が得られる。このとき送波間隔は元のまま(すなわち測定可能な深度は従来のまま)で、見かけ上パルス送波間隔を小さくする(パルス繰返し周波数を高くする)効果があり、従来より高いドブラ周波数を計測できるので、周波数限界を越えることを可能とする。パルス繰返し周波数を上げるHPRF法では、このナイキスト周波数の限界を大きくできるが、計測深度・計測速度の不確定性の制約により、パルス繰返し周波数を上げると深度の不確定さが増すなど問題があり、この点で大きく異なる。

なお、気象レーダ分野には、1976年に、異なるパルス送波間隔を用いて各送波間隔の速度を演算により得、その速度差 $E[|E[v_2] - E[v_1]|]$ を演算推定することにより ($E[\cdot]$ は期待値演算)、計測限界を越える速度を得る方式³¹⁾³³⁾ (staggered PRF) の報告がある。それには速度の差の推定誤差は統計的変動により、両送波間隔の差の逆数に比例するので、範囲を拡大する倍率を大きくとることが出来ないことが述べられている³³⁾。その後さらに(1984年)、異なるパルス送波間隔を用いてドブラ信号の複素自己相関を得、

その除算演算により位相差の差を推定し、ナイキスト限界を越えるドプラ周波数（速度）を得る二周期法に類似の研究³⁰⁾³⁴⁾もある。しかし、二つの異なる間隔のいずれの送波方式が適当か、また従来のMTIフィルタが使用できるかどうか不明である。

医用分野においてはMTIフィルタが不可欠である。そのため二周期法に適用するMTIフィルタの検討が必要である。さらに、従来方式と比べ信号対雑音比の劣化ならびにMTIフィルタのせいでブラインド速度の問題がある。なお、ブラインド速度の問題は多周期法⁴²⁾により解決することが示唆されている。パケット内で二度以上の折り返しに対処でき、この問題点を解決できればカラードプラ断層法に適用可能性はある。

2.5.2 二周波数法

二種類の送波周波数により二周期法と同様、位相回転量を見掛け上小さく計測し限界を向上する方式である。二種類の送波周波数により、見かけ上 ω_d を小さく計測可能であり、より大きい ω_d を計測可能としている。

二周波数法には、広帯域の周波数を送波後、受信信号を二つの異なる参照周波数で直交検波し、ドプラ周波数を得、そのドプラ周波数の差を演算する方式²³⁾⁴³⁾や、二重の複素自己相関法（二周期法の演算と同一）により位相差の差を演算する方式⁴⁴⁾や、二つの異なる周波数を時分割で交互に（等間隔で）送信し二重の複素自己相関法により位相差の差を演算する方式²⁴⁾や、送信パルスをパルス長の中心で位相を π 反転させ、送信周波数が二つに割れる効果により二種類の送波周波数を送信するのと等価とさせ、二重の複素自己相関法により位相差の差を演算する方式⁴⁵⁾がある。唯一この方式を適用した（Quasar法と命名された）カラードプラ装置の臨床評価の報告⁴⁶⁾には、エイリアシングの問題が解決したカラードプラ画像を得たことが示されている。その後実現された、パルスドプラ周波数分析⁴⁷⁾では、二周波数法で得た情報による複素ドプラ信号の補間により位相の誤り訂正後、FFTによる周波数分析を得ている。ファントム高速流および高速血流計測が示された。同製品の装置基板に適用済みとある。

二周波数法では、感度の不揃いおよび空間分解能による性能劣化により画質悪化の問題がある。MTIフィルタのせいでブラインド速度の問題²⁴⁾が明らかである。パケット

内で二度以上の折り返しに対処できる。しかし、近接した二つの周波数を用いるのは問題はある。また、性能は疑問視されており、普及していない。

気象レーダ分野の二周波数法では（1976年）、異なる送波周波数を用いて得た信号を混合乗算後、その差の周波数信号により復調することにより、見かけ上送波周波数を低くする効果があり、二周期法と同様に限界を越える速度を得る効果があることが指摘されている^{32),33)}。しかし、回路が複雑になるので二周期法と比べて、特段の利点はないと結論づけている。

2.5.3 範囲拡張ドプラ周波数推定法

これら速度計測法と異なり、血流の加速度に着目する範囲拡張周波数推定法²⁶⁾が検討されている。この手法はエイリアシングのない速度信号を予測演算し、その予測値間の加速度（速度の差）を積分することにより速度を得ることで速度間接差分法とも呼べる。重心周波数（速度）の時間的变化が表示される。論文²⁶⁾では、周波数推定にはゼロクロス方式など6種類の平均周波数推定方式を実験により比較評価した結果、白色雑音による低S/N条件、ガウス帯域幅条件、およびエイリアシングに対して不偏推定であることを確認の上、最も優れたパルスペア法（複素自己相関法と同一）を採用している。

この方式においては、初期速度が不明であるほか、誤ると修正があるまで誤差が継続するほか、予測値の演算は適応最小二乗推定によるため比較的規模が大きく複雑になるなど問題点を有する。ある深度の一次元の周波数の時間変化を得て表示するものであり、カラードプラ断層法に適用困難である。

一方、速度直接差分法²⁷⁾はエイリアシングのない速度信号を求めることなく、直接速度差を求め、それを積分することによる速度計測法である。この方式は簡単な構成であり、初期速度の計測の問題や誤計測があると修正があるまで誤差が継続する問題点は上記の範囲拡張周波数推定法と同様であるけれど、これを対策すればMモードのカラードプラ断層法に容易に適用可能と思われる。

2.5.4 エイリアシング拡大法

ビーム方向での速度の連続性を仮定し、PRFの加算または減算により重心周波数（速度）を補正するエイリアシング拡大法²⁵⁾がある。周波数推定には複素自己相関法を用いる。初期値が正しいと仮定する必要がある。初期速度の設定が誤ると、誤った速度は一走査線上継続する。途中何らかの原因で速度計測が誤っても同様である。しかし、つぎの走査線では新たな初期速度から始まるので、誤った速度は解消できるとしている。この点を解決できれば、カラードプラ断層法に適用可能である。速度の連続性が前提であり、パケット内で二度以上の折り返しには対処できない。

なお気象レーダ分野では、この方式はすでに適用され、カラーPPI表示上でエイリアシングが実用的に除去された映像³⁰⁾が示されている。なお、レーダアンテナから遠ざかる速度が赤色、近づく速度は緑色で表示され、診断装置での通例のカラー表示方式とは逆である。

2.5.5 スペクトル成分並べ替えによる方法

FFTによる周波数分布を得た後に処理する。折り返した周波数成分を移し替える方法¹⁶⁾（気象レーダ分野）やスペクトル成分の形状を重心周波数により判定して折り返した周波数成分を正しく並べ替える方法²⁸⁾がある。パルスドプラ周波数分析の拡張であると言える。補正し並べ替えたスペクトル成分から重心周波数を得る。時間軸方向に重心周波数を追跡し表示する。前項の方法と同様、正しい初期値を付与する必要がある。速度の連続性が前提であり、初期速度が誤ると、誤った速度は分析期間中継続する。途中誤っても同様である。パケット内で二度以上の折り返しには対処できないこと、重心周波数の演算量から見て、カラードプラ断層法に適用不向きである。

2.5.6 拡張ドプラ法

複素ドプラ信号におけるサンプリング間の位相変化の補間による基本的考えが拡張ドプラ法^{29),48)~53)}である。信号情報の仮定をし、ドプラ信号成分の振幅と位相回転を一定と仮定してサンプルデータの推定を行うことにより、ドプラ信号を補間できる。補間後のドプラ信号にFFTや複素自己相関法などを適用しドプラ周波数を得る。単一ドプ

ラ周波数および二周波数以上を含む信号を計測処理するための基礎的検討である⁵³⁾。好条件の場合のシミュレーションによる、二信号に対する結果⁵⁰⁾、および n 成分信号の等間隔推定法による三信号に対する補間結果⁵¹⁾によれば、エイリアシングの解決した複数のドプラ周波数を得ている。しかしながら、二つ以上の信号に対する周波数検出のために線形フィルタを使う方式においては、実際の血流ドプラ信号へ適用に際してシステムのモデル次数を逐次決めることは困難が予想されるほか、高速演算方式など実現性の検討がさらに必要である⁵²⁾。信号の補間処理はMTIフィルタ処理前に実施されるので、所要計測領域にブラインド速度の問題が生じないことは利点である。

実用化のためには、演算方式の実時間性⁵³⁾のほか、特に従来の5、6倍以上の拡大した帯域において、微弱な血流信号と壁からの強大な信号、体動による信号、探触子の手振れなどによる信号との検出が可能かどうか検討しなければならない。いまのところ、カラードプラ断層法への適用可能性は高いと思われない。

2.5.7 時間領域相互相関法

ドプラ効果を利用した上記方式とは異なり、広帯域信号に関する時間領域の相互相関法^{54),55)}はRF信号の相関演算を行い、相関係数のピークを検出する。しかしながら、時間領域の相互相関法においては、帯域制限されている従来の場合、相関ピークの誤検出により速度の誤計測が起こる。実用上の探触子からは数波長の波が送信されるからである。高速の放物線速度分布の場合、相関が低下し数波長ずれた所をピークとして捉える問題がある⁵⁵⁾。なお、エイリアシングの問題が解決すると述べている⁵⁴⁾にも拘らず、この方式の適用されたとあるカラードプラ装置のファントムによる評価⁵⁶⁾では、依然、ナイキスト周波数が明記されエイリアシングの問題が存在している。

誤計測を無くすため相関係数におけるピーク誤検出を防ぐ方式⁵⁷⁾も検討されている。そのためには、相関係数のピーク検出範囲を制限した上、相関係数のサイドローブの偽ピークを避ける必要がある。このことにより、結局、最大計測速度はパルスドプラ法における速度限界（(2.13)式）と同一となることが報告⁵⁷⁾された。

2.6 まとめ

ドプラ効果を利用した血流速度計測装置の概要について述べ、計測速度と計測深度の制限を打破するこれまでの研究についてまとめている。

カラードプラ断層法に適用可能性があり、パケット内で二度以上の折り返しに対処できる方式として、二周期法と二周波数法がある。二周波数法は市販装置のカラードプラ部（Quasar法と命名）に適用されている。しかし、性能は疑問視されている。二周期法ではMTIフィルタの方式、ブラインド速度の対策、S/Nの良い送波方式および演算方式が課題である。速度直接差分法とエイリアシング拡大法は初期値設定および誤計測の修正を対策すれば、Mモードのカラードプラ法に適用可能性がある。

本論文では筆者らがこれまで研究を続けてきた、速度直接差分法と二周期法とに絞って、次章以降、さらに検討を進めることとする。

参考文献

- 1) 北畑顕, 井上通敏編著: 1 超音波ドプラーの歴史. 超音波心臓ドプラー法, 丸善, 1986: 1-7.
- 2) Satomura S: Ultrasonic Doppler Method for the Inspection of Cardiac Functions. *J Acoust Soc Am* 1957; **29**: 1181-1185.
- 3) 奥島基良, 大槻茂雄, 坂田好男: 超音波ドプラ流速計に関する研究 (第5報), パルス列超音波ドプラ流速計. 音響学会講演論文集1969; 25.
- 4) 奥島基良, 大槻茂雄: M系列変調超音波ドプラ流速計. 音響学会講演論文集1970; 297.
- 5) 大槻茂雄, 奥島基良: M系列変調超音波ドプラ速度計. 音響学会誌1973; 29(6): 347-355.
- 6) Baker DW: Pulsed ultrasonic Doppler blood-flow sensing. *IEEE Trans Sonics Ultrason* 1970; **17**(3): 170-185.
- 7) Namekawa K, Kasai C, Tsukamoto M, Koyano A: Real-time blood flow imaging system utilizing autocorrelation technique. *Proc 3rd Conf WFUMB*, Lerski RA, Morley P, Eds. (Pergamon 1982, New York): 203-208.
- 8) Rummler WD: Introduction of a new estimator for velocity spectral parameters. Tech Memo MM-68-4121-5, Bell Telephone Lab (1968).
- 9) 瀬尾育弉, 佐藤茂: 第1章ドプラ法の原理 - パルス・連続波・カラー -. 吉川純一監修: 超音波ドプラ法の臨床, メディカルコア社, 1986: 7-23.
- 10) 近藤祐司, 河西千広, 滑川孝六: 第2章 原理. 尾本良三編: カラーアトラスリアルタイムドプラ断層心エコー図法, 診断と治療社, 改訂第2版, 1987: 6-16.
- 11) Shrader WW. MTI Radar. In: Skolnik MI, ed. *Radar Handbook*. New York: McGraw-Hill, 1970: 17-6 - 17-32.
- 12) Doviak RJ, Zrnic' DS, Sirmans D: Doppler weather radar. *Proc IEEE* 1979; **67**(11): 1522-1553.
- 13) Hyde GH, Perry KE: Doppler phase difference integrator. MIT Tech Rep 189, 1958.
- 14) Woodman RF, Hagfors T: Methods for the measurement of vertical ionospheric motions near the magnetic equator by incoherent scattering. *J Geophys Res Space Phys* 1969; **75**: 1205 - 1212.

- 15) 滑川孝六, 原田烈光, 河西千廣: 超音波ドップラーによるリアルタイム血流映像装置. 電子情報通信学会論文誌D1987; J70-D: 1413-1440.
- 16) Sirmans D, Bumgarner B: Numerical comparison of five mean frequency estimators. *J Appl Meteorol* 1975; 14(6): 991-1003.
- 17) 吉川義博: 4.3 ドプラ断層診断装置. 電子工業会編: 医用超音波機器ハンドブック, コロナ社, 1985: 172-173.
- 18) McLeod FD, Anliker M: A multiple gate pulsed directional Doppler velocity meter. *Proc IEEE Ultrason Symp* 1971, Miami.
- 19) Kimme-Smith C, Tessler FN, Grant EG, et al: Processing algorithm for color flow Doppler. *IEEE Ultrason Symp* 1989: 877-879.
- 20) Sturgill MR, Love RH, Herres BK: An improved blood velocity estimation optimized for real-time ultrasound applications. *Proc IEEE Ultrason Symp* 1990: 1467-1471.
- 21) Katakura K, Nishiyama H, Ogawa T: Preliminary study for non-aliasing pulsed Doppler measurement. *AIUM* 1987, New Orleans: 126, [Abstracts].
- 22) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義: 高速血流超音波ドプラ計測法. 日超医基礎技1987; BT87-11: 5-8.
- 23) 中村恭大, 坂井郁夫, 川淵正己: 高速血流超音波ドプラ測定法の基礎検討. 信学技法1988; US88-4: 23-30.
- 24) 原田烈光, 宮坂好一, 岡田孝ほか: 2周波数法による高速血流計測. 超音波医学1990; 17 suppl I: 223-224.
- 25) Baek KR, Bae MH, Park SB: A new aliasing extension method for ultrasonic 2-dimensional pulsed Doppler systems. *Ultrason Imag* 1989; 11: 233-244.
- 26) Jaffe RS: Extended-range pulsed Doppler mean-frequency estimation based on mean-frequency prediction. Tech Rep G556-3, Ph D dissertation 1983, (Stanford Electronics Lab, Stanford Univ, Stanford, CA).
- 27) 西山久司, 片倉景義: 高速血流超音波パルスドプラ計測における速度直接差分法の提案と基本実験. 超音波医学1995; 22: 225-229.
- 28) Tortoli P: A tracking FFT processor for pulsed Doppler analysis beyond the Nyquist limit. *IEEE Trans Biomed Eng* 1989; BME-36: 232-237.
- 29) 大槻茂雄: 拡張ドプラ法の原理. 第56回日超医論文集1990: 227-228.
- 30) Doviak RJ, Zrnic' DS: *Doppler Radar and Weather Observations*. Academic Press, 1984: 135-142.

- 31) Sirmans D, Zrnich' DS, Bumgarner B : Extension of maximum unambiguous Doppler velocity by use of two sampling rates. *17th Conf Radar Meteorol* 1976 : 26-29.
- 32) Doviak RJ, Sirmans D, Zrnich' DS, Walker GB : Resolution of pulse-Doppler radar range and velocity ambiguities in severe storms. *17th Conf Radar Meteorol* 1976 : 15-22.
- 33) Doviak RJ, Sirmans D, Zrnich' DS, Walker GB : Considerations for pulse-Doppler radar observation of severe thunderstorms. *J Appl Meteorol* 1978 : 189-205.
- 34) Zrnich' DS, Mahapatra P : Two methods of ambiguity resolution in pulse Doppler weather radars. *IEEE Trans Aerospace Electron Syst* 1985 ; AES-21(4) : 470-483.
- 35) Newhouse VL, LeCong P, Furgason ES, Ho CT : On increasing the range of pulsed Doppler systems for blood flow measurement. *Ultrasound Med Biol* 1980 ; UMB-6: 233-237.
- 36) Nishiyama H, Katakura K : Non-equally spaced pulse transmission for non-aliasing pulsed Doppler measurement. *J Acoust Soc Jpn (E)* 1992 ; 13-4 : 215-222.
- 37) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義 : 高速血流超音波ドプラ計測法 - MTIフィルタ -. 日本超音波医学会基礎技術研究部会1989 ; BT89-16 : 5-10.
- 38) 西山久司, 片倉景義ほか : パルスドプラ計測装置. 特開平1-139042. (出願1987年11月27日)
- 39) 片倉景義ほか : ドプラー流速計. 特開昭62-169073. (出願1986年1月22日)
- 40) 滑川孝六 : 超音波ドプラ診断装置. 特開昭62-204734. (出願1986年3月4日)
- 41) 原田烈光 : 超音波ドプラ診断装置. 特開昭63-117738. (出願1986年11月7日)
- 42) 西山久司, 片倉景義 : 高速血流超音波ドプラ計測法 - S/N改善の一検討 -. 日本超音波医学会基礎技術研究部会1990 ; BT90-4 : 21-28.
- 43) Powers JE : Multiple demodulation frequency Doppler. USP4534357, 19 Apr 1984.
- 44) 滑川孝六 : ドプラ信号の周波数変換装置. 特開昭61-265591. (出願1985年5月20日)
- 45) レイナー フェール : ドップラー測定装置. 特開平2-147914. (出願1988年10月3日 優先権主張)
- 46) Fan P, Nanda NC, Cooper JW, et al : Color Doppler Assessment of high flow velocities using a new technology : in vitro and clinical studies. *J CV Ultrasound Allied Tech* 1990 ; 7(6) : 763-769.
- 47) Nitzpon HJ, Rajaonah JC, Burckhardt CB, et al : A new pulsed wave Doppler ultrasound system to measure blood velocities beyond the Nyquist limit. *IEEE Trans Ultrason Ferroelect Freq Cont* 1995 ; UFFC-42(2) : 265 -279.

- 48) 田中直彦, 大槻茂雄, 田中元直 : 超音波拡張ドプラ装置. 第56回日超医論文集
1990 : 207-208.
- 49) 田中直彦, 大槻茂雄, 田中元直 : 超音波拡張ドプラ法における信号推定の一方法.
日超医基礎技1990 ; BT90-12 : 15-21.
- 50) 田中直彦, 大槻茂雄 : 超音波ドプラ信号の高ナイキスト周波数サンプリングデータを
推定するための等間隔推定法. 日本音響学会誌1993 ; 49(6) : 407-412.
- 51) Tanaka N, Ohtsuki S : Alias-free interpolation technique for pulsed Doppler signal. *J Acoust
Soc Jpn (E)* 1993 ; 14-4 : 259-265.
- 52) 田中直彦, 大槻茂雄, 田中元直 : パルスドプラ信号のナイキスト帯域を拡大する
一般化した補間法. 信学技法1993-04 ; US93-5 : 29-36.
- 53) 田中直彦 : 超音波パルスドプラ信号の補間に関する基礎研究. 博士論文
90D05429, 東京工業大学, 1993年 1月.
- 54) Bonnefous O, Pesque' P : Time domain formulation of pulse Doppler ultrasound and blood
velocity estimation by cross-correlation. *Ultrason Imag* 1986 ; 8 : 73-85.
- 55) 宮島泰夫, 高見沢欣也, 瀬尾育弐ほか : 時間領域エコー相互相関法による流速
測定- 従来の自己相関法との比較 -. 第54回日超医論文集1989 : 363-364.
- 56) Rickey DW, Pankin R, Fenster A : A velocity evaluation phantome for colour and pulsed
Doppler instruments. *Ultrasound Med Biol* 1992 ; 18(5) : 479- 494.
- 57) Jensen JA : Range/velocity limitations for time-domain blood velocity estimation.
Ultrasound Med Biol 1993 ; 19(9) : 741- 749.

第3章 加速度の総和によりエイリアシングを除去する速度直接差分法

3.1 はじめに

カラードプラ装置^{1)~3)}は、ナイキスト周波数による限界より高速の血流は、折り返し現象（エイリアシング）により方向と速度の間違った表示となる。このエイリアシングの問題を解決する方法の一つとして、位相回転量を見掛け上小さく計測し限界を向上する方式がある。この方式には、不等間隔パルス送波による二周期法⁴⁾⁵⁾と二種類の送波周波数による二周波数法⁶⁾⁷⁾がある。これらの方式の他に広帯域信号に関する時間領域の相互相関法⁸⁾⁹⁾、ビーム方向速度の連続性を仮定し周波数を補正するエイリアシング拡大法¹⁰⁾、スペクトル成分並べ替えによる方法¹¹⁾、サンプリング間の位相変化の補間による拡張ドプラ法¹²⁾¹³⁾等種々の新計測法が研究されている。しかしながら、相互相関法においては、帯域制限されている通常の場合、相関ピークの誤検出により速度の誤計測が起こる。また従来法と比べ、二周期法では信号対雑音比の劣化、二周波数法では、感度の不揃いおよび空間分解能による性能劣化の問題がある。

これら速度計測法と異なり、血流の加速度に着目するJaffe RSによる範囲拡張周波数推定法¹⁴⁾が検討されている。この手法はエイリアシングのない速度信号を予測演算し、その予測値間の加速度を積分することにより速度を得る。この方式においては、予測値の演算は適応最小二乗推定によるため比較的規模が大きく複雑になる問題点を有する。一方、筆者らはエイリアシングのある信号間の加速度により直接エイリアシングを除去できることを見いだした¹⁵⁾。この方式は簡単な構成であり、エイリアシングのない速度信号を求めることなく、直接速度差を求め、それを積分することによる速度計測法であることから、以下、これを速度直接差分法（VDD: Velocity Direct Difference method）と呼ぶ。

本章では、従来方式同等の信号対雑音比を実現する速度直接差分法につき、その構成

および動作を考察する。

3.2 速度直接差分法とその構成¹⁵⁾¹⁶⁾

本方式は、加速度を順次累加することにより、エイリアシングを生じない正しい速度が得られることに着目している。この方法によれば従来方式ではエイリアシングする速度も正しく求まる。以下速度直接差分法の構成について述べる。

従来の超音波パルスを等間隔 T で血流に向け送波し、相続く反射信号の位相信号，すなわち位相ベクトル W_k

$$W_k = w_k \exp(j \theta_k) \quad (3.1)$$

を得る。ここで、 w_k と θ_k はそれぞれ k 番目の反射信号の振幅と位相を表す。本方式においては、第一の位相差演算によりこの信号間の位相差ベクトル V_n を得る。すなわち、

$$\begin{aligned} V_n &= (1/N) \sum_{k=n}^{n+N} W_{k+1} \cdot \text{conjg}[W_k] \\ &= (1/N) \sum_{k=n}^{n+N} w_{k+1} w_k \exp\{j(\theta_{k+1} - \theta_k)\} \\ &= A_n \exp(j \Delta \theta_n) \end{aligned} \quad (3.2)$$

である。ただし、 $\text{conjg}[\]$ は複素共役を表す。また、 N は雑音抑圧のための加算回数であり、この加算区間をパケットと呼ぶ。また、パケット内においては、対象の速度を一定としている。対象の速度が大きい場合には、(3.1)式における位相 θ_k と θ_{k+1} の位相差は $\pm \pi$ (radian：以下省略) を越えることになるが、(3.2)式における位相差 $\Delta \theta_n$ は $\pm \pi$ を越える値を示すことができない。このため、 V_n による従来の速度計測はエイリアシングを生じる。

速度直接差分法では、第二の位相差演算により位相差ベクトル V_n の位相差の差のベクトル U_n を求める。すなわち、

$$\begin{aligned}
U_n &= V_{n+1} \cdot \text{conjg}(V_n) \\
&= A_{n+1} A_n \exp(j \Delta \theta_{n+1}) \exp(-j \Delta \theta_n) \\
&= A_{n+1} A_n \exp\{j(\Delta \theta_{n+1} - \Delta \theta_n)\} \\
&= A_{n+1} A_n \exp(j \Delta \Delta \theta_n)
\end{aligned} \tag{3.3}$$

である。このベクトル U_n の偏角により位相差の差 $\Delta \Delta \theta_n$

$$\Delta \Delta \theta_n = \text{Arg}[U_n] = \text{ATAN2}[\text{Im } U_n, \text{Re } U_n] \tag{3.4}$$

を得る。ただし、 $\text{ATAN2}[y, x]$ は引き数の符号を考慮することにより数学関数 $\tan^{-1}(y/x)$ が $\pm \pi$ [rad]の範囲で求まる計算機ルーチン名である。そこで、現位相差 $\Delta \theta_n$ に $\Delta \Delta \theta_n$ を加算することにより、次時刻の位相差 $\Delta \theta_{n+1}$ を演算検出する (Fig.3.1(a))。即ち、

$$\Delta \theta_{n+1} = \Delta \Delta \theta_n + \Delta \theta_n \tag{3.5}$$

$$\begin{aligned}
& \quad n \\
& = \Delta \theta_0 + \sum_{k=0}^n \Delta \Delta \theta_k
\end{aligned} \tag{3.6}$$

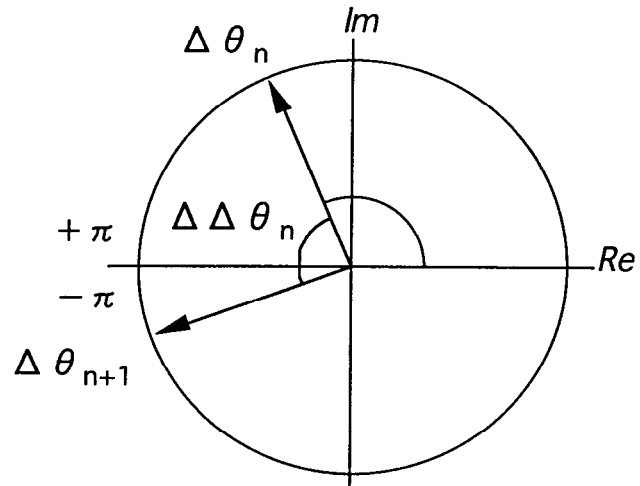
ただし、 $\Delta \theta_0$ は初期位相差である。このように、エイリアシングを生じる可能性を有する信号 V_n から直接得た位相差の差 $\Delta \Delta \theta_n$ の総和により位相差を検出することから、ここでは本方式を速度直接差分法と呼ぶ。

ここでの位相差 $\Delta \theta_{n+1}$ は(3.5)式により順次再生されるので $\pm \pi$ を越える値が保持できる (Fig.3.1(b))。その点が第一の位相差演算 ((3.2)式)における位相差ベクトル V_n の偏角を直接、逆正接三角関数により得る従来方式と本方式の相違点である。本方式においては位相差の差 $\Delta \Delta \theta_n$ (加速度) が正確 ($\pm \pi$ 以内として) に計測される限り、折り返しのない位相差 $\Delta \theta_{n+1}$ (速度) が得られる。このため、 $\Delta \theta$ はエイリアシングしていても、 $\Delta \Delta \theta$ を積分することにより正しく速度が求まる。この方式においては二次微分の積分であることから一次微分の演算であり、S/Nはやはり一次微分である従来方式と同等となる。本方式の原理的な限界は位相差の差 $\Delta \Delta \theta_n$ が $\pm \pi$ を越えて回転するときとなる。本方式は同一走査線上の各深度の隣接する時間の間 (時相) の複素ドプラ信号へ適用することで、Mモードのカラードプラ法が適用可能となる。

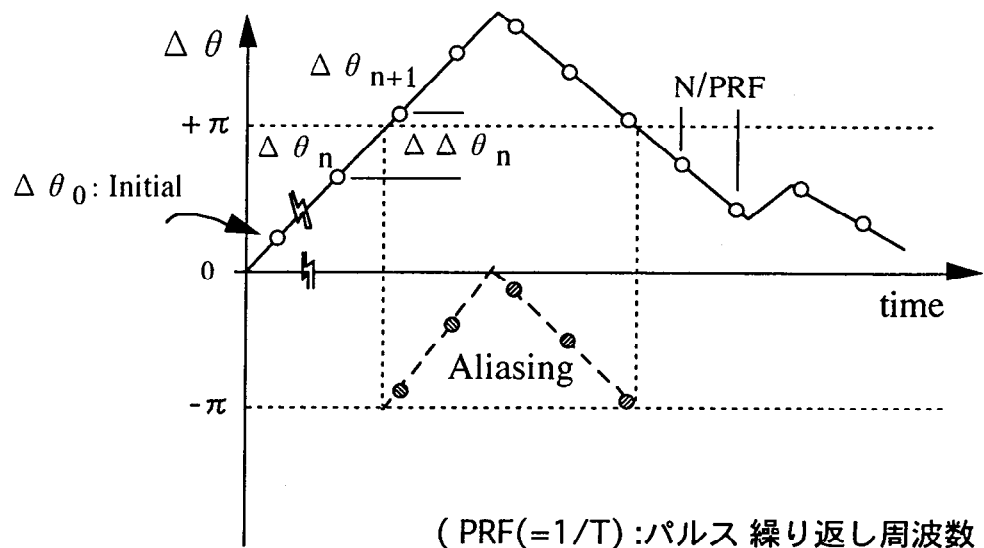
なお、(3.4)式、(3.6)式に至る一連の演算の過程は相関による位相差演算に拠らない他の構成も可能である (付録1あるいは付録2)。

(a) 計測原理

$$\Delta \theta_{n+1} = \Delta \Delta \theta_n + \Delta \theta_n$$



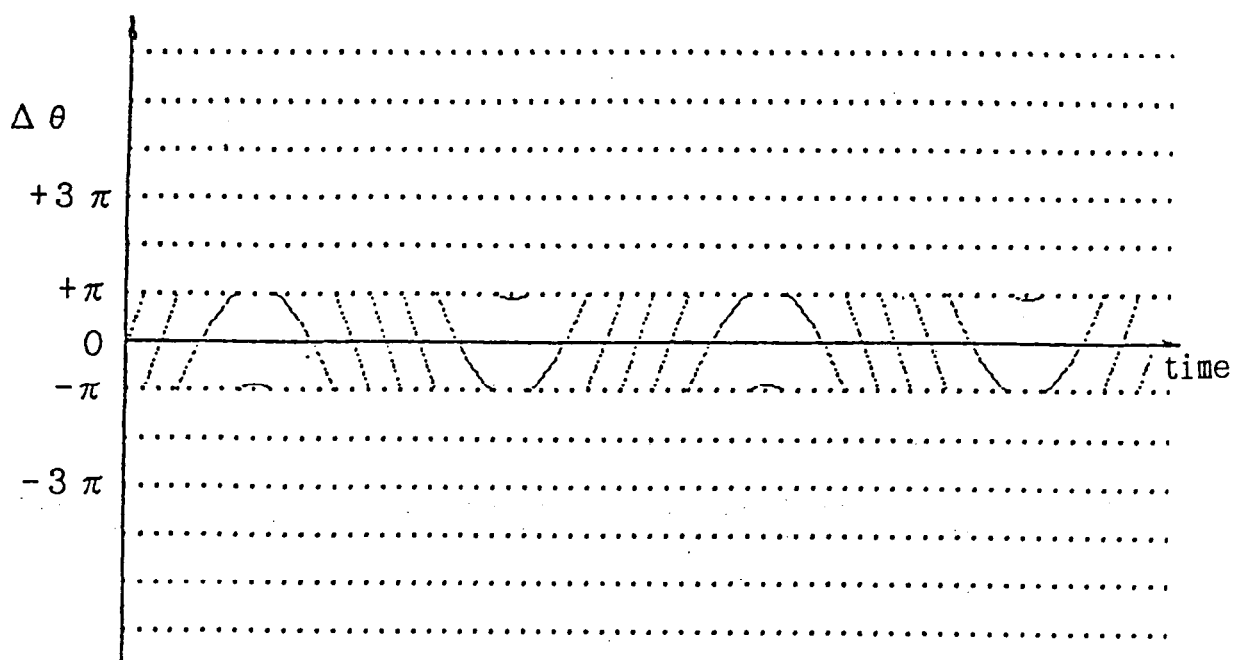
(b) エイリアシングの改善



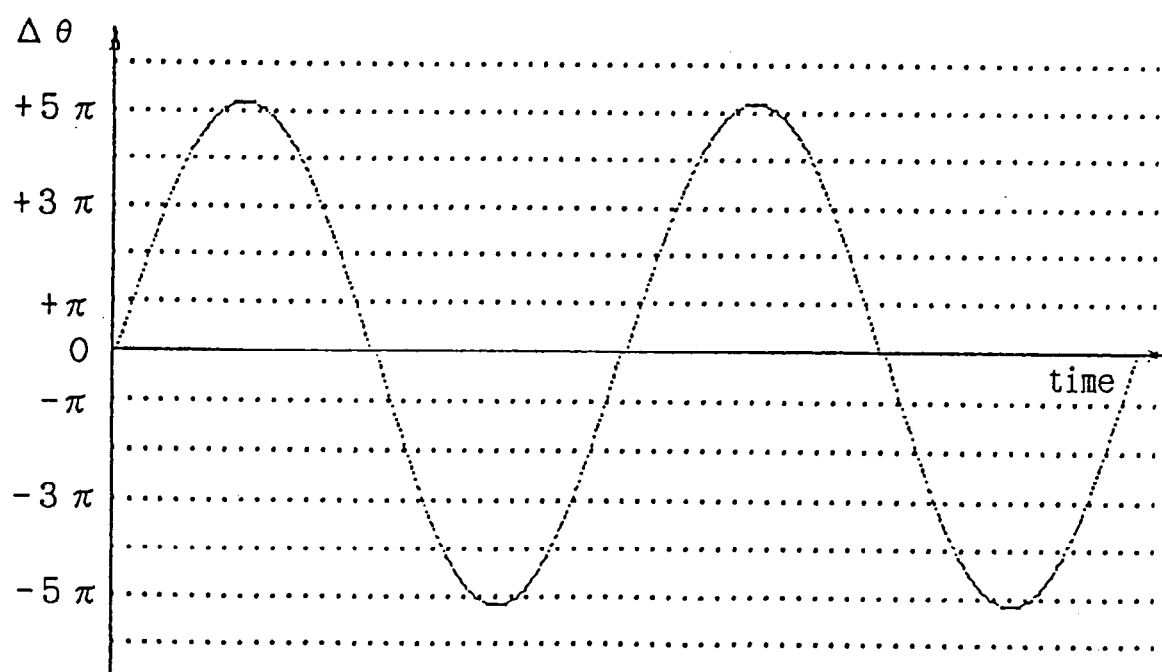
(PRF(=1/T) :パルス 繰り返し周波数
Pulse Repetition Frequency)

(N : 位相差加算回数)

Fig. 3.1 Velocity Direct Difference method (VDD). (a) Adding the difference between two phase differences to the previous phase difference, (b) Aliasing has been removed.



(a)



(b)

Fig. 3.2 Computer simulation results. (a) Conventional method. (b) Velocity Direct Difference method (VDD).

3.3 数値シミュレーションの方法と結果

計算機シミュレーションにより動作確認を行う。以下演算に用いた計算機は、パーソナルコンピュータIBM-PC/AT互換機HP-Vectra-AX, CPU 80286, FPU 80287付き, クロック周波数12 MHz, ハードディスク容量40 MBである。目標ドプラ周波数をパケットごとに正弦波状に変化させ, ドプラ周波数計測した結果をFig.3.2に示す。パケット内では, ドプラ周波数は一定。ドプラ信号は, (3.1)式の位相比較器の出力信号をモデル化している(第6章(6.1)式)。初期値零および最大 5.2π のドプラ周波数(位相差)を与えた。なお, MTIフィルタとして, パケット内の平均値を除去する演算をDC除去MTIフィルタと名付け, 用いている。ただし, 従来方式では(3.2)式を用いた位相差を, 速度直接差分法では, (3.6)式を用いた位相差をパケットごとに出力値として表示している。

Fig.3.2(a)は従来方式による結果であり, $\pm\pi$ のナイキスト限界でドプラ周波数が正負の方向でそれぞれ3回折り返している。速度直接差分法では, ナイキスト限界を越えて, 最大5倍強程度の重心周波数の変化が正確に得られている(Fig.3.2(b))。この数値シミュレーションは従来の血流における状況と同様に, $|\Delta\Delta\theta_n| \ll \pi$ なる条件にて行っている。

3.4 モデル流路における計測実験

音響信号により, 動作確認を行う。ファントムモデル流計測実験(Fig.3.3)では, 超音波診断装置(日立メディコ製 EUB-151)の位相比較器出力信号をパーソナルコンピュータIBM-PC互換機のハードディスクに取り込んでいる。超音波診断装置内にあるドプラユニットのS/H(サンプル・ホールド)出力をオペアンプを通してA/D変換器に接続する。超音波パルス送波信号に同期してA/D変換し, 符号付き12ビットA/D変換器の出力を, RS-232Cインターフェースを介して計算機に転送する。計算機言語は一部A/D変換器を制御するアセンブラ言語(TMS320C25)を除き, すべてC言語を用い

た．超音波ファントムモデル409A／流量制御システムモデル249B（Radiation Measurement製）により，脱気水にデキストラン10％を混ぜたものを用い環流している．取得した2心拍強のデータに対し，演算は計算機で行ない，比較のため従来法と本方式の結果を提示する．それぞれ（平均値を差し引く演算の）DC除去MTIフィルタを用いた．前節同様，従来法としては(3.2)式を用いた位相差，速度直接差分法は(3.6)式による位相差を表示する．なお，初期位相差の与え方は，あらかじめ従来法でドプラ周波数の変化を観察した上で，正確な速度を初期値として得られる分析開始時刻を与えた．

その結果，従来法ではナイキスト周波数の限界 $\pm f_s/2$ （ $\pm \pi$ ）で，多重エイリアシングが生じ流速方向が正負で複雑に誤っている（Fig.3.3(a））．本方式によれば，この水路で5倍まで方向を誤ること無く計測出来ている（Fig.3.3(b））．

3.5 頸動脈血流計測実験

本方式を頸動脈血流計測に適用し，生体の血流における動作確認を行った．実験では，前節と同様位相比較器出力信号をA/D変換後，パーソナルコンピュータIBM-PCのディスクHDDに取り込んだ．トレンド除去MTIフィルタ¹⁷⁾を用い，壁運動の低周波数成分は除去し，血流信号を得た．ただし，初期位相差の与え方は，前実験同様，あらかじめエイリアシングのない低速部分を抽出し，正しい初期速度を得られる分析時刻を与えた．パケット内での位相差ベクトルの平均回数はそれぞれ9回．表示改善のためパケット間の移動平均処理（2回）を実施した．Fig.3.4の横軸は時間，およそ3心拍半の計測を行い，(3.6)式によるドプラ周波数（位相差）の変化を表示したものである．パルス繰返し周波数PRF=3.5 kHzであり，従来方式ではナイキスト限界は $PRF/2=1.75$ kHzなので，この限界を越えるドプラ周波数が負方向に折り返っているのが見られる（Fig.3.4(a））．しかしながら，速度直接差分法ではナイキスト限界を越える周波数が方向を誤ることなく表示されているのが確認できる（Fig.3.4(b））．その上，従来方式と比較しても，S/Nの劣化なしにナイキスト限界を越え計測できていると言える．

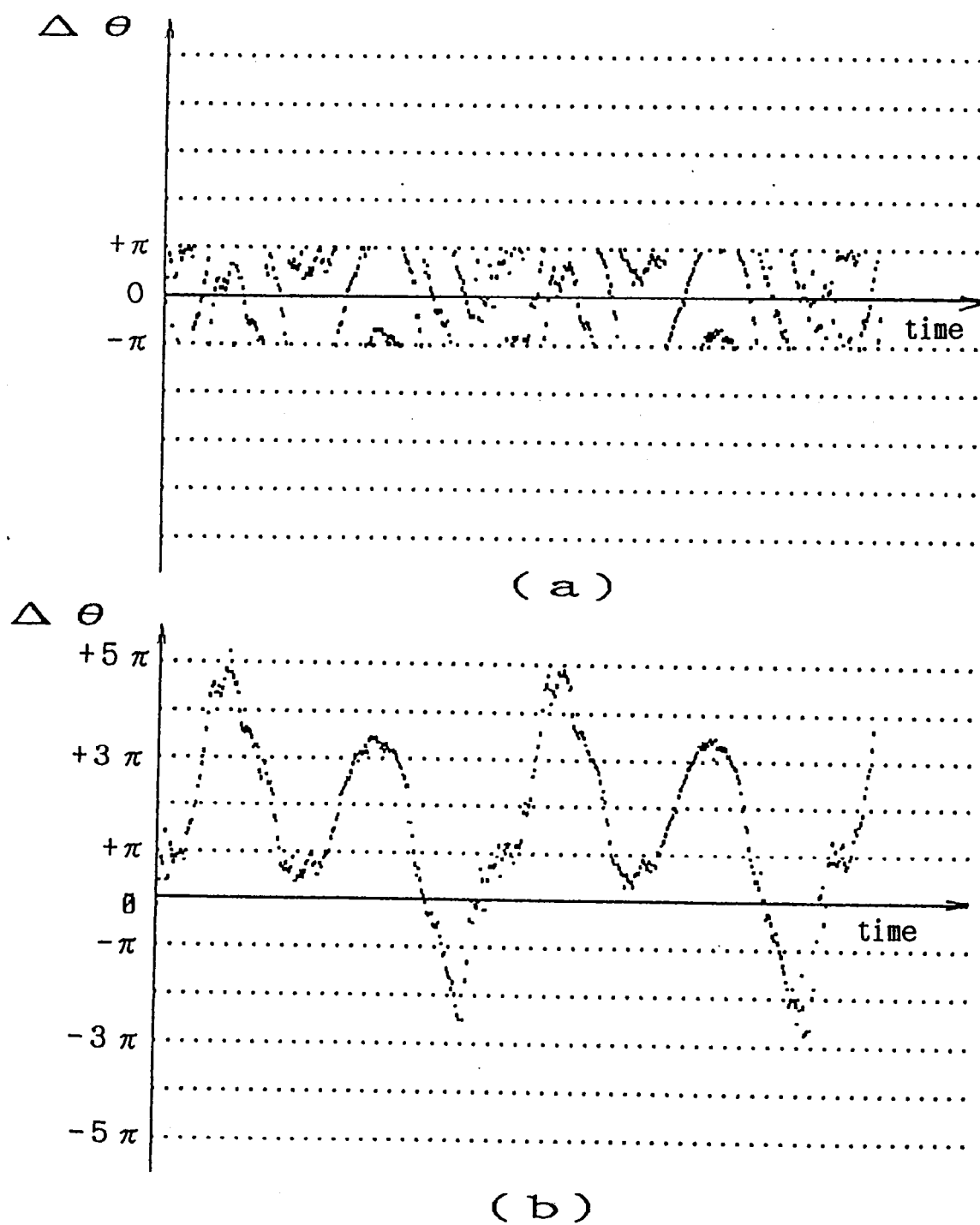
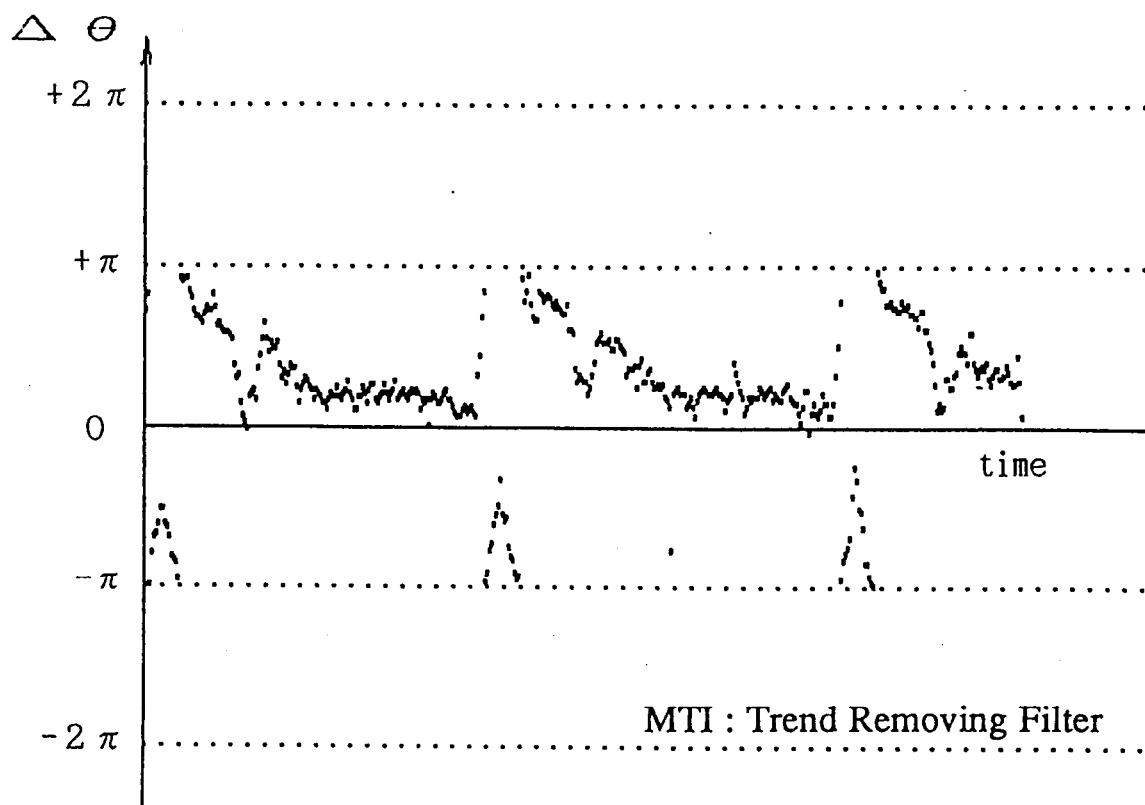
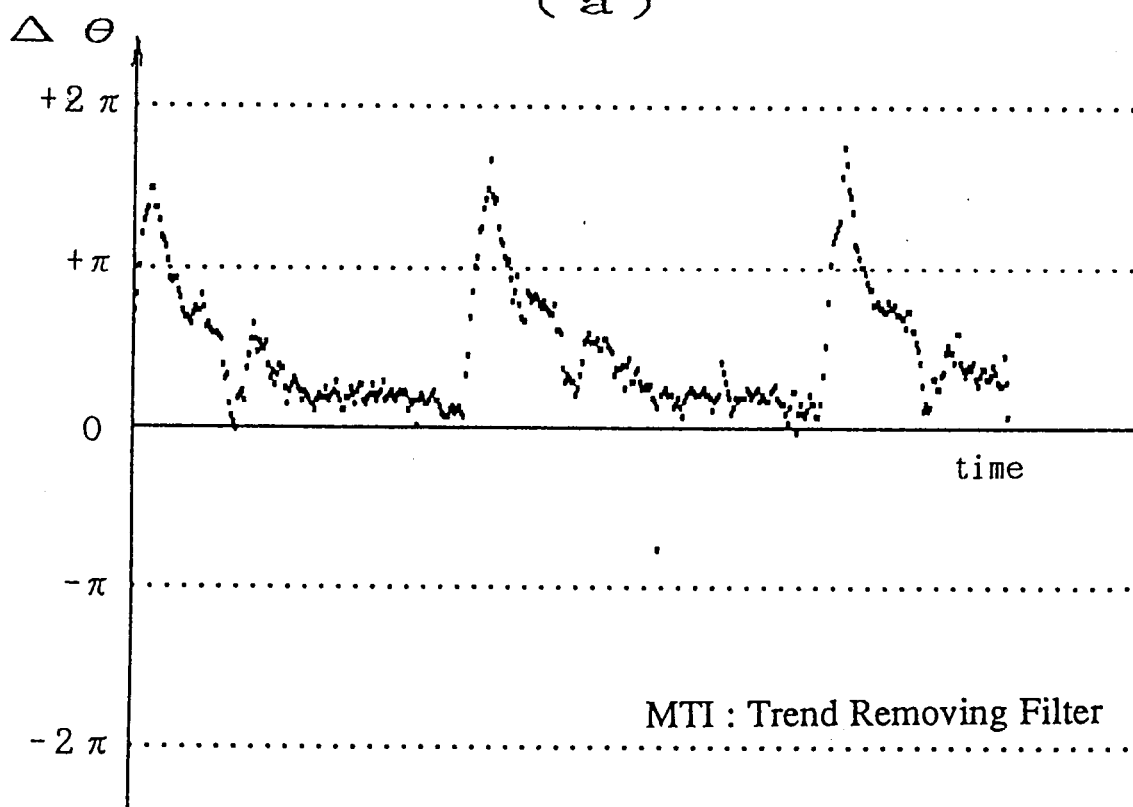


Fig. 3.3 Experimental results of model flow phantom measurement. (a) Conventional method, (b) Velocity Direct Difference method, with DC removing MTI filter, respectively.



(a)



(b)

Fig. 3.4 Experimental results of carotid artery blood flow measurement. (a) Conventional method (b) Velocity Direct Difference method : with Trend removing MTI filter, phase difference vector, the moving average of two packets, has been averaged by $N=9$.

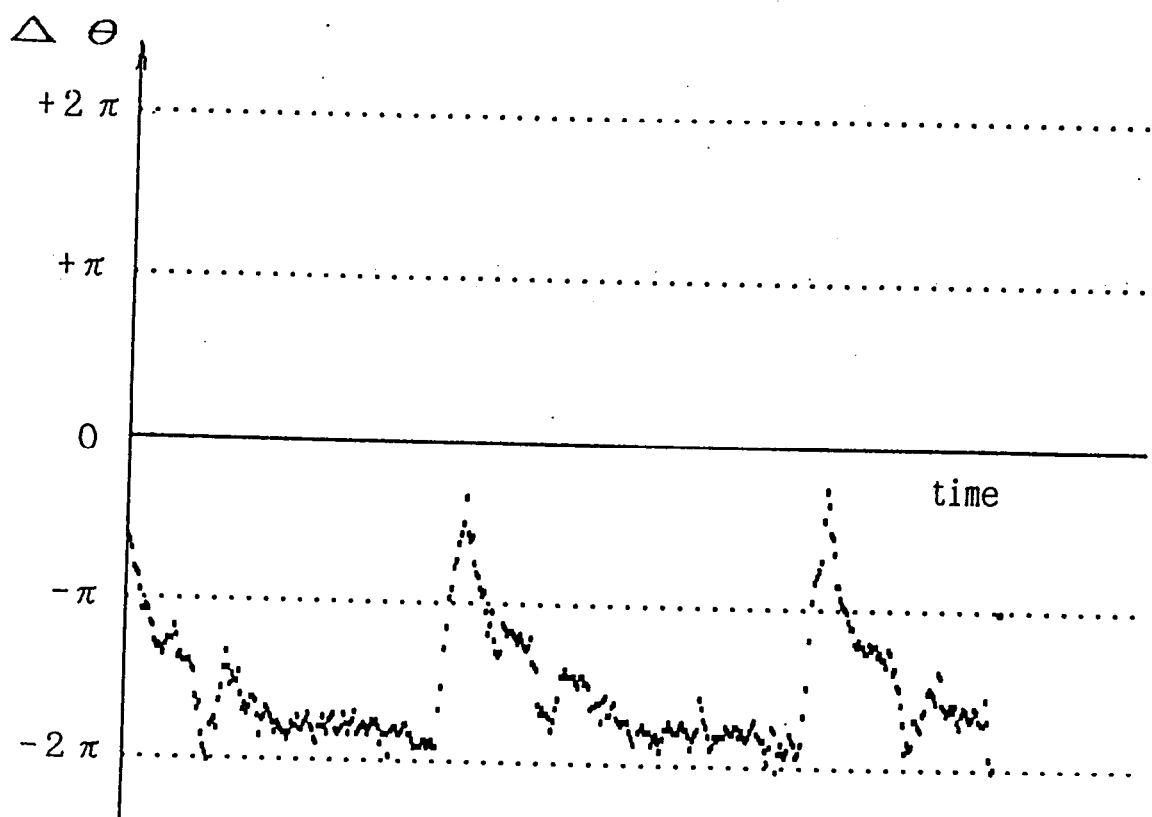


Fig. 3.5 Difficulty of detecting an initial phase difference in carotid artery blood flow is demonstrated here. The first analysis frame has been shifted to the high velocity cardiac phases.

3.6 本計測法の問題点

本方式にはあらかじめ正しい初期速度が得られる分析開始時刻を与える必要がある。Fig.3.5は頸動脈血流において、分析開始時刻を遅らせ、意図的に速度がナイキスト限界を越えた時点で分析開始時刻を設定したものであり、初期速度を誤る典型例を表している。初期速度が誤ると、対策がなければ以降速度は誤ったままとなる。また、分析途中速度が誤っても同様である。そのため、定期的に位相差を監視し、誤りがあれば即刻修正処理する必要がある。この問題点はJaffe RSの範囲拡張周波数推定法¹⁴⁾においても、Baek KRの方式¹⁰⁾においても同様である。

自動初期値検出については未対応であり今後の課題である。また、最適なMTIフィルタの検討も必要である。

3.7 まとめ

エイリアシングを除去するための、予測値演算を不要とする速度直接差分法を考案した。数値シミュレーションおよびファントムモデル流信号において、従来方式の限界の5倍の速度（位相差）がS/Nの劣化なしに正確に計測出来、ナイキスト限界を大きく越えられる本方式の効果が確認された。さらに、頸動脈血流計測において、S/Nの劣化なしにナイキスト限界を越え計測できる本方式の効果を確認した。

本方式はMモードのカラー Doppler 法への適用可能性の期待が大きい。しかしながら、初期値に依存するため、初期値誤差が継続する問題点も明かとなった。

今後、初期値設定の安定化あるいはMTIフィルタの構成法などの検討をさらに進め、血流計測に適用する。

参考文献

- 1) 尾本良三編：カラーアトラスリアルタイムドプラ断層心エコー図法，診断と治療社，改訂第2版，1987.
- 2) Nanda NC :*Textbook of Color Doppler Echocardiography*, Lea & Febiger, 1989.
- 3) Foley WD : *Color Doppler Flow Imaging*, Andover Medical Publishers, Inc 1991.
- 4) Katakura K, Nishiyama H, Ogawa T : Preliminary study for non-aliasing pulsed Doppler measurement. *AIUM* 1987, New Orleans[Abstract].
- 5) Nishiyama H, Katakura K : Non-equally spaced pulse transmission for non-aliasing pulsed Doppler measurement. *J Acoust Soc Jpn* 1992 ; (E)13-4 : 215-222.
- 6) 中村恭大, 坂井郁夫, 川淵正己：高速血流超音波ドプラ測定法の基礎検討．
信学技法1988；US88-4：23-30.
- 7) 原田烈光, 宮坂好一, 岡田孝ほか：2周波数法による高速血流計測．第56回日超医
論文集1990；223-224.
- 8) Bonnefous O, Pesque' P : Time domain formulation of pulse-Doppler ultrasound and blood
velocity estimation by cross correlation. *Ultrasonic Imaging* 1986 ; 8 : 73-85.
- 9) 宮島泰夫, 高見沢欣也, 瀬尾育弉ほか：時間領域エコー相互相関法による流速測定
- 従来の自己相関法との比較 - . 第54回日超医論文集1989；363-364.
- 10) Baek KR, Bae MH, Park SB : A new aliasing extension method for ultrasonic 2-dimensional
pulsed Doppler systems. *Ultrasonic Imaging* 1989 ; 11 : 233-244.
- 11) Tortoli P : A tracking FFT processor for pulsed Doppler analysis beyond the Nyquist limit.
IEEE Trans Biomed Eng 1989 ; BME-36 : 232-237.
- 12) 大槻茂雄：拡張ドプラ法の原理．第56回日超医論文集1990：227-228.
- 13) 田中直彦, 大槻茂雄, 田中元直：超音波拡張ドプラ装置．第56回日超医論文集
1990：207-208 .
- 14) Jaffe RS : Extended-range pulsed Doppler mean-frequency estimation based on mean-
frequency prediction. Tech Rep G556-3, Ph.D dissertation, chapter 4&5, (Stanford
Electronics Lab, Stanford Univ, Stanford, CA). 1983.
- 15) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法 - 加速度積分法の
基礎的検討 - . 信学技法1991；US91-5.
- 16) 小川俊雄, 西山久司, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法 - 加速度積分法の
提案と原理実験 - . 日超医基礎技1991；BT90-10.

- 17) 西山久司, 橋本康弘, 片倉景義ほか：高速血流超音波ドプラ計測法・加速度積分法
におけるMTIフィルタの考察 - . 音響学会春季論文集1991：701-702.

付 録 1

位相差の差（加速度に対応）は相関演算によらなくとも以下の方式で求めることもできる。まず、各時刻の位相差ベクトルから偏角を得る。

すなわち、始めに、第 n 時刻の位相差ベクトル

$$V_n = A_n \exp(j \Delta \theta_n)$$

において、偏角 $\Delta \theta_n$

$$\Delta \theta_n = \text{Arg}[Im V_n / Re V_n] \quad (A-1)$$

を得る。ただし、 $Re V_n$ は V_n の実部、 $Im V_n$ は虚部を表す。

つぎに第 $n+1$ 時刻の位相差ベクトル

$$V_{n+1} = A_{n+1} \exp(j \Delta \theta_{n+1})$$

において、偏角 $\Delta \theta_{n+1}$

$$\Delta \theta_{n+1} = \text{Arg}[Im V_{n+1} / Re V_{n+1}] \quad (A-2)$$

と得られる。

そこで、位相差の差 $\Delta \Delta \theta_n$ は (A-1) 式、(A-2) 式から差分演算する。その際、偏角が主値をとるように補正する必要がある。すなわち、

$$\begin{aligned} \Delta \Delta \theta_n &= \Delta \theta_{n+1} - \Delta \theta_n & \text{if } |\Delta \theta_{n+1} - \Delta \theta_n| < \pi \\ &= \Delta \theta_{n+1} - \Delta \theta_n - 2\pi & \text{if } \Delta \theta_{n+1} - \Delta \theta_n \geq +\pi \\ &= \Delta \theta_{n+1} - \Delta \theta_n + 2\pi & \text{if } \Delta \theta_{n+1} - \Delta \theta_n < -\pi \end{aligned} \quad (A-3)$$

この方式において得られる位相差の差 $\Delta \Delta \theta_n$ は位相差の差の中央値である。位相信号の各振幅が正規化されているからである。演算量も相関演算より容易である。それに対して、(3.3) 式の相関演算で得られるのは位相信号の各振幅が保存されており、重み付きの位相差の差である点異なる。非対称スペクトルの重心周波数の推定には後者を用いる必要がある。

付 録 2

ある時刻の位相差ベクトル（位相差信号） S_n は位相差の差ベクトルと一時刻前の位相差ベクトルによる複素乗算により得ることが可能である。すなわち、

$$S_n = A_n \cdot \exp(j \Delta \theta_0) \cdot \prod_{k=1}^n U_k / |U_k| \quad (A-4)$$

$$= A_n \cdot \exp(j \Delta \theta_n) S_{n-1} \quad (A-5)$$

where

$$\begin{aligned} U_k &= V_k \cdot \text{conj}[V_{k-1}] \\ &= A_k A_{k-1} \cdot \exp(j \Delta \theta_k) \exp(-j \Delta \theta_{k-1}) \\ &= A_k A_{k-1} \cdot \exp(j \Delta \theta_k) \end{aligned} \quad (A-6)$$

例えば $U_1 = A_1 \exp(j \Delta \theta_1) \cdot \exp(j \Delta \theta_0)$

$$= A_1 \exp(j \Delta \theta_1) \quad (A-7)$$

位相差 $\Delta \theta_0$ は位相差ベクトル S_n の偏角である。

$$\Delta \theta_0 = \text{Arg}[Im S_n / Re S_n] \quad (A-8)$$

ただし、 $\Delta \theta_0$ は主値であり $|\Delta \theta_0| \leq \pi$ である。

第4章 速度直接差分法における加速度の誤計測を防止する補正方式

4.1 はじめに

エイリアシングのある信号間の加速度により直接エイリアシングを除去できることを筆者らは見出した¹⁾²⁾。これを速度直接差分法 (VDD: Velocity Direct Difference method) と呼び前章で報告した³⁾。

本章では、超音波パルスドプラ法における計測速度限界向上方式として、第3章において提案した速度直接差分法³⁾の問題点とその対策につき考察し、加速度の誤計測を防止する方策ほかにより、従来同等の信号対雑音比を実現することを目的とする。

4.2 速度直接差分法における誤動作

本速度直接差分法を頸動脈血流計測に適用したところ、この方式には以下の問題点があることが明らかとなった³⁾。Fig.4.1に示すように、条件が不適切だと速度直接差分法では、初期位相差の検出を誤り、エイリアシングが生じ、逆方向の（遠ざかる）速度を表示している。さらに、2心拍目の低速部で雑音により偽加速度エイリアシングが生じ、ドプラ周波数が $+2\pi$ 跳躍し、偶然に方向の正しい表示となり分析は終了している。

この結果、血流の高速部から分析開始があるとエイリアシングがあり、初期位相差を誤る。また、雑音が混入すると誤差を生じ、位相差が $+2\pi$ （あるいは -2π ）跳躍する。このように、初期位相差の誤り、 2π 跳躍など計測誤差があると分析終了まで誤差が継続することが明らかとなった。計測実験では超音波診断装置（日立メディコ製EUB-151）から位相比較器出力信号をA/D変換後パーソナルコンピュータIBM-PC互換機のハードディスクに取り込んだ。パルス繰返し周波数PRF=3.5 kHzである。

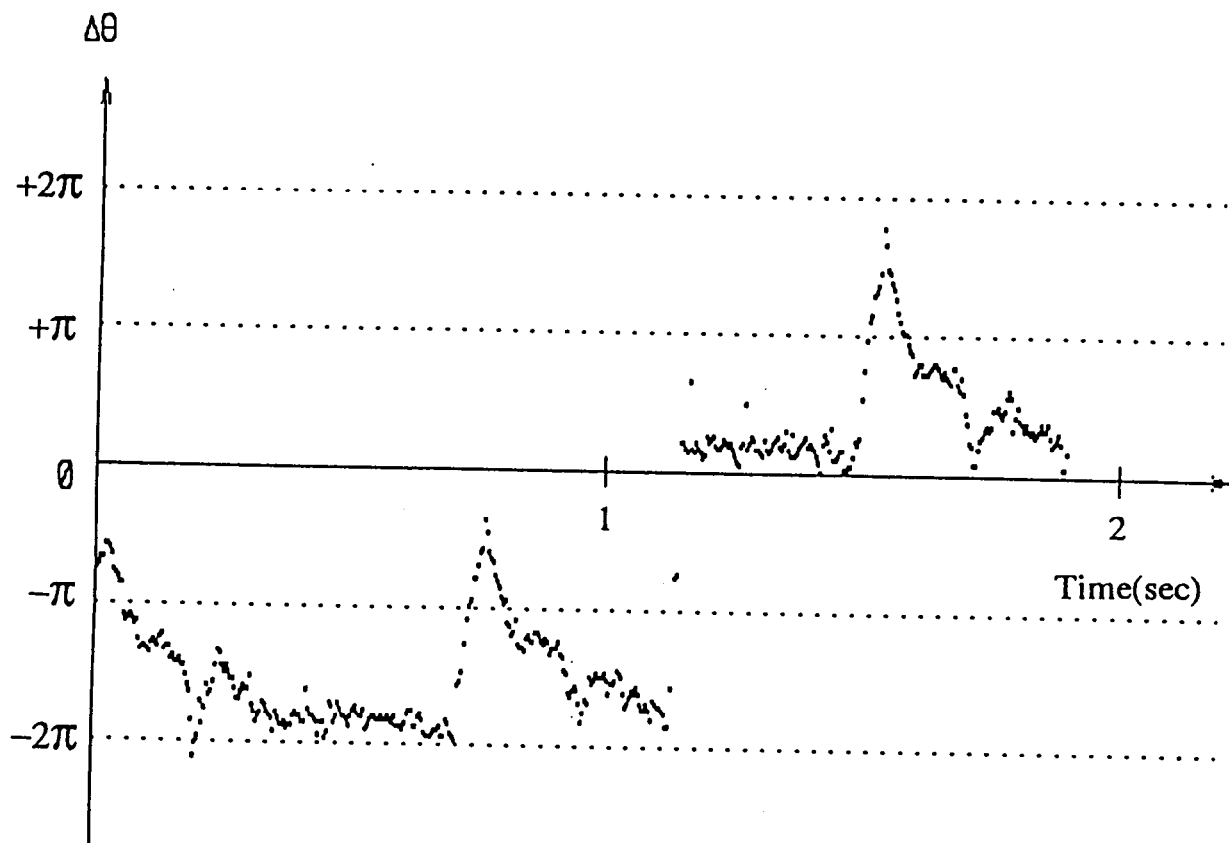


Fig. 4.1 Erroneous results obtained with the velocity direct difference (VDD) method. Eight phase difference vectors ($N=8$) have been added. Data represents the moving average of two packets ($M=2$). Aliasing occurred because of an incorrect initial value, and the 2π -jump error phenomena occurred during the second cardiac cycle because of noise of unknown origin.

4.3 誤動作の各種要因

4.3.1 位相差の初期値誤り

まず，速度直接差分法では，(3.6)式の初期位相差 $\Delta\theta_0$ は適当な(折り返しのない)値を先験的に選択投入しなければならない．しかし，Fig.4.1のように分析開始が高速血流部からとなると初期値を誤ることとなる．この誤動作は，第7章における四周期法（または第5章の二周期法）との組み合わせによる，心拍周期に対応し定期的に位相差を監視し修正する方式により解決する見込みがある．

4.3.2 加速度エイリアシング

本方式の原理的計測限界は位相差の差 $\Delta\Delta\theta_n$ (加速度)が $\pm\pi$ に達するときとなる．速度変化の大きな血流に対し，加速度がこの原理的な限界を越えて，折り返すことを加速度エイリアシング(acceleration aliasing)と呼ぶ．パケット間で加速度が $\pm\pi$ に達することがないPRF (Pulse Repetition Frequency (Hz) : パルス繰返し周波数)の適切な選定が必要である．

ところで病的心臓において，急速流入時の加速度は，左室弛緩特性の指標である左室圧下降脚の時定数25 msのとき，およそ最高700 cm/s²である⁵⁾．この加速度は，通常の送波周波数 5 MHz，パルス送波間隔 $T=200\mu\text{s}$ のとき，位相差の差としてはおよそ $\pi/8$ 程度と見積もられ， $\pm\pi$ よりも充分小さな値である．したがって，この第二の問題点は計測に際して，パルス送波間隔を適切に考慮すれば実用上の問題とはならない．

4.3.3 偽加速度エイリアシング¹⁾²⁾

Fig.4.1のように何らかの原因によりS/Nが劣化する場合， 2π 跳躍など計測誤差がある．これは(3.3)式の信号 U_n が不正確となるため(3.4)式のATAN2演算において誤差を引き起こし， $\Delta\Delta\theta_n$ の計測を誤ることによる．そこで，雑音による位相誤差成分を α とし，位相変化曲線の第 n 時刻に誤差成分 α が混入したとする (Fig.4.2(a))．ここでは簡単のために加速度は無視する．

位相差 $\Delta\theta$ (Fig.4.2(b)) には，雑音成分 α の影響により，第 n 時刻に $+\alpha$ ，第 $n+1$ 時

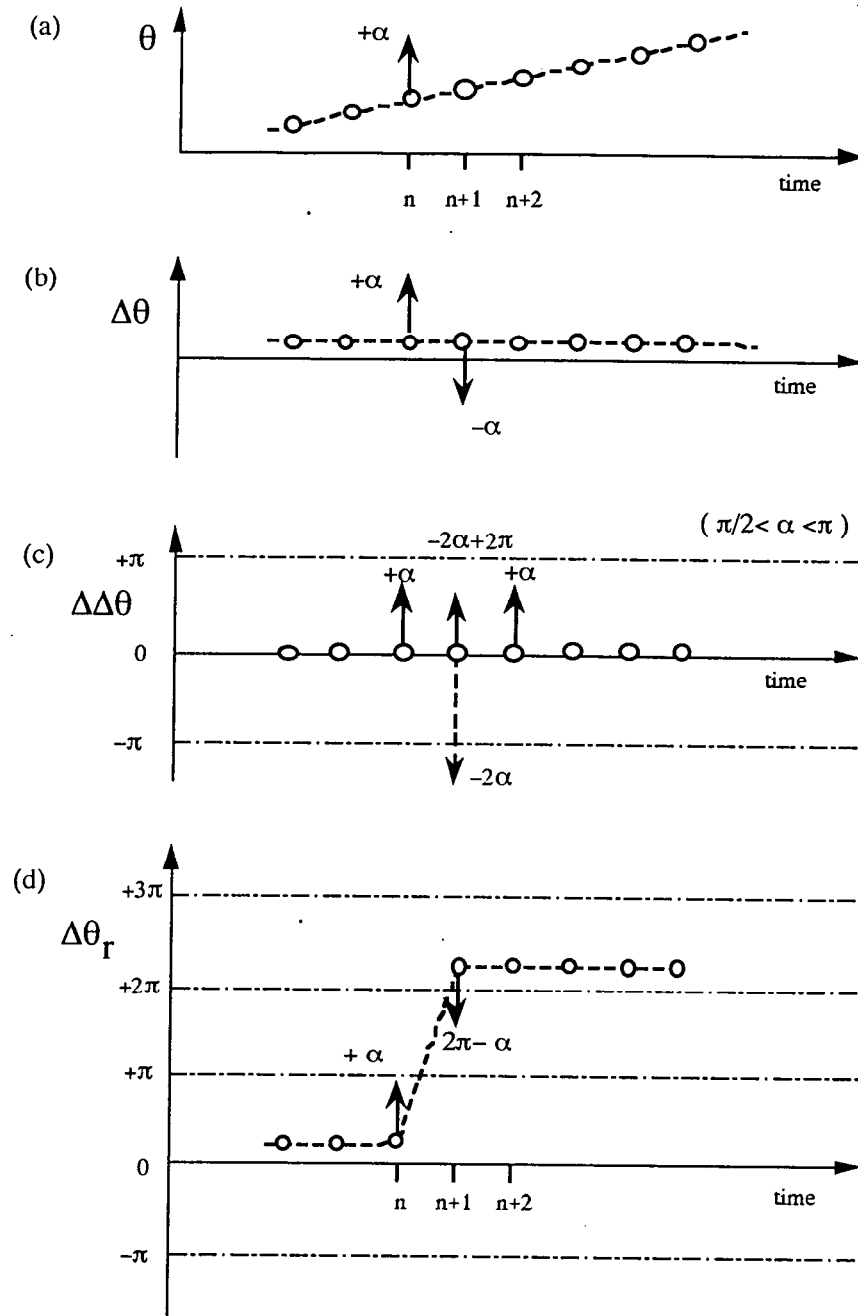


Fig. 4.2 Analysis of false acceleration aliasing and generation of the 2π -jump phenomenon in the VDD method. (a) Phase θ changes linearly with time, which has pulse noise $+\alpha$ at time n . (b) Phase difference $\Delta\theta$ has $+\alpha$ noise at time n , $-\alpha$ at time $n+1$. (c) Difference between two phase differences: $\Delta\Delta\theta$ has $+\alpha$ noise at time n , $2\pi - 2\alpha$ instead of -2α at time $n+1$, $+\alpha$ at time $n+2$, for $\pi/2 < |\alpha| < \pi$. (d) As a result, measurement error of 2π in regenerated phase difference $\Delta\theta_r$ has remained since time $n+1$.

刻に $-\alpha$ の雑音成分が表れる。すると、位相差の差 $\Delta \Delta \theta$ (Fig.4.2(c)) には第 n 時刻に $+\alpha$ 、第 $n+1$ 時刻に -2α 、そして第 $n+2$ 時刻に $+\alpha$ の雑音成分となり表れることとなる。ところが、速度直接差分法により再生される位相差 $\Delta \theta_r$ は、

- 1) 雑音成分 α が小のとき ($|\alpha| < \pi/2$)、(3.6)式の総和演算、すなわち $\alpha - 2\alpha + \alpha = 0$ により雑音成分は消え、正確な(折り返しのない)位相差が再生される。
- 2) しかしながらFig.4.2(c)に示すように、 α が大きいとき ($\pi/2 < |\alpha| < \pi$)、 -2α は $\pm\pi$ を越えてしまう。しかし、関数ATAN2は主値を示すことから、実線に示す $-2\alpha + 2\pi$ ((3.4)式から)と計測される。このため、第 $n+1$ 時刻に(3.6)式の総和演算、すなわち $\alpha - 2\alpha + 2\pi = 2\pi - \alpha$ により、雑音成分 $2\pi - \alpha$ を持つ(Fig.4.2(d))。次に、第 $n+2$ 時刻に $\alpha - 2\alpha + 2\pi + \alpha = +2\pi$ により、誤差分 $+2\pi$ を持つ。以降、第 $n+1$ 時刻に生じた 2π の誤差は永く残存する。その結果、速度直接差分法において、再生した位相差 $\Delta \theta_r$ (計測速度に対応) は第 $n+1$ 時刻に 2π 跳躍する現象(2π -Jumping)を示すことになる。
- 3) α がさらに大きいとき同様に 2π 跳躍する。一般的に雑音により、真の位相差の差が $\pm\pi$ に達する場合、再生位相差 $\Delta \theta_r$ に 2π の跳躍がある。これは結果的には、真の加速度エイリアシングと同様のことになるが、発生メカニズムがこの様に異なる。この現象を偽加速度エイリアシング(false acceleration aliasing)と呼ぶ。上記瞬時雑音の他、低S/N条件、およびMTIフィルタの零点近辺でS/Nが劣化するので、この 2π 跳躍する現象が現われ問題となる。

4.4 誤動作対策

加速度エイリアシングはパルス送波間隔を適切に考慮すれば問題はない。また初期位相差検出は二周期法(あるいは四周期法)との組み合わせ方式⁴⁾により解決する見込みであり、ここでは速度直接差分法における最大の問題点である偽加速度エイリアシング対策を主に検討する。これは低反射強度条件、装置のパルス性の雑音信号の混入、MTI

フィルタの零点付近のS/N劣化などのいずれかが原因で発生するものと考えられる。このことから、振幅を監視することにより誤りを修正する方式および、同じく偽加速度エイリアシングを検出し、位相差の差（加速度）の誤りを修正する方式を検討した。さらに、これらの方式で訂正できないものに対し、誤りを周期的に監視する方式を検討した。いずれも、MTIフィルタ処理後の電力値などドプラ信号の情報のみを用い判定する。

4.4.1 振幅監視による補正方式

MTIフィルタの零点（ $0, \pm 2\pi, \pm 4\pi, \dots$ ）付近では、血流信号の振幅が特に減衰する。そこではS/Nが劣化し、パケット内における位相差ベクトルの分布が広がる。そのため、位相差 $\Delta \theta_n$ と位相差 $\Delta \theta_{n+1}$ との間の位相差の差（加速度） $\Delta \Delta \theta_n$ に偽加速度エイリアシングが発生する。従って、測定速度に大きい誤差が生じる可能性がある。

そこで、振幅を監視しエイリアシングによる誤差を補正する方式を検討した。Fig.4.3(a), (b)のPAD（Program Analysis Diagram；フローチャートの一種）にその概要を示す。この方式においては、各位相差ベクトル V_n に移動平均処理を施す。 $n+1$ パケット時の位相差ベクトル V_{n+1} のM個の移動平均値を V_{MA} 、一時刻前の n パケット時の位相差ベクトル V_n のM個の移動平均値を $V_{MA,-1}$ で表し、この V_{MA} と $V_{MA,-1}$ を用い相関演算（(3.3)式）を実施し、位相差の差（加速度） $\Delta \Delta \theta_n$ を得る。VDDアルゴリズムでは、この $\Delta \Delta \theta_n$ を現位相差 $\Delta \theta_n$ に加算することにより次時刻の位相差 $\Delta \theta_{n+1}$ を得る（(3.5)式）。また、このVDDアルゴリズムで得られた位相差 $\Delta \theta_n$ の n パケット時のM個の移動平均値を $\Delta \theta_{MA}$ で表す。ところで、ドプラ周波数の軌跡がMTIフィルタの零点を通過する際、特に零点の悪影響で振幅が減衰し、移動平均値 V_{MA} は、移動平均回数が不十分だと振幅値が小さく、したがって(3.4)式のATAN2演算にて誤計測される可能性がある。この角度誤差により、 $n+1$ 番目の位相差と n 番目の位相差との間に偽加速度エイリアシングが発生することとなる。この誤動作を防ぐには、振幅値が減少する零点の悪影響を避けるために、ドプラ波形が不自然にならない限界まで移動平均回数を多くすることになる。この補正処理を行うとき、移動平均位相差ベクトルの振幅値 $|V_{MA}|$ に対して、ある閾値 Y_{TH} を設け（Fig.4.3(a)）、 $|V_{MA}| < Y_{TH}$ となるときに出力される位相差は

不正確と判断させる。信号の雑音電力に関係する適当な Y_{TH} を設定すればMTIフィルタの零点のせいで誤った値、エイリアシングを検出することができる。不正確だと判断させた V_{MA} は捨て、Fig.4.3(a)のPADに示したように、位相差の移動平均値 $\Delta \theta_{MA}$ を複素数値に変換し、適当な振幅 A_n を与えた値に置き換える。この置き換えた V_{MA} を用い相関演算 ((3.3)式) を実施する。この処理によりMTIフィルタの零点付近で生じる振幅値の低下が原因による偽加速度エイリアシングあるいは小振幅の突発的雑音による偽加速度エイリアシングを防ぐことができる。以下振幅監視方式と略す。

4.4.2 平均位相監視による補正方式⁶⁾

Fig.4.3(b)のPAD図とFig.4.3(d)に示した例を示して修正方法を述べる。Fig.4.3(d)において、縦軸は位相差(速度)、横軸は時間、 n はパケット番号を示している。本来の(真の)位相差の変化を○印で示す。実際の位相差はノイズの影響で図のごとく変動しているとする。これに対し□印はその変動した位相差に移動平均処理を施したものである。雑音成分は抑圧され、滑らかな位相差の時間変化となる。そこで、この移動平均値を偽加速度エイリアシング検出のための参照値(reference)として用いることとする。なお、●印は $n+1$ パケット時、偽加速度エイリアシング発生のため、 -2π の誤差を持った誤った位相差の変化である。

このとき、 n パケット時の位相差の移動平均値 $\Delta \theta_{MA}$ を参照値とし、 $\Delta \theta_{MA}$ とVDDアルゴリズムで得られた $n+1$ 番目の位相差 $\Delta \theta_{n+1}$ との差を ϵ_n とする。Fig.4.3(b)に示したように、この差 ϵ_n が設定したある位相の閾値 $X_{TH}[\text{rad}]$ よりも大か否かで偽加速度エイリアシング発生の判定を行う。すなわち、 $\epsilon_n > +X_{TH}$ となる時に偽加速度エイリアシング発生と判定させ、位相差に 2π を加える。 2π を加えることで本来の位相差の変動曲線に復帰できる。 $\epsilon_n < -X_{TH}$ の場合は 2π を差し引く。なお、アルゴリズムにおいて位相差 $\Delta \theta_{n+1}$ を修正することは位相差の $\Delta \Delta \theta_n$ の偽加速度エイリアシングを修正するのと等価だからである。これにより、 $\Delta \theta_n$ がエイリアシングすることなく計測される。この方式は瞬時雑音あるいはパルス性の雑音信号の対策である。振幅の大小に拘わらず、不良の変動曲線があれば、修正される。以下位相監視方式と略す。

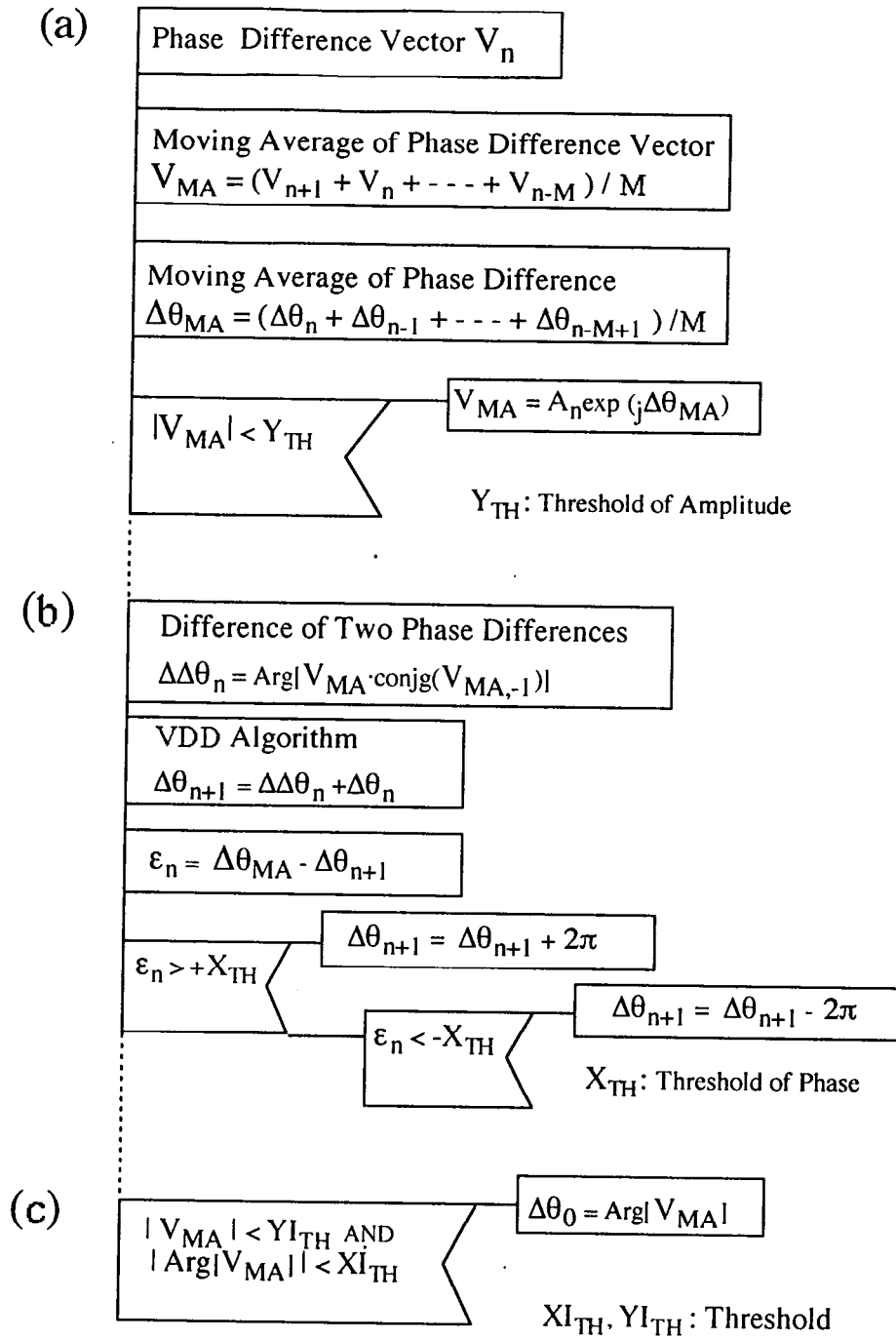
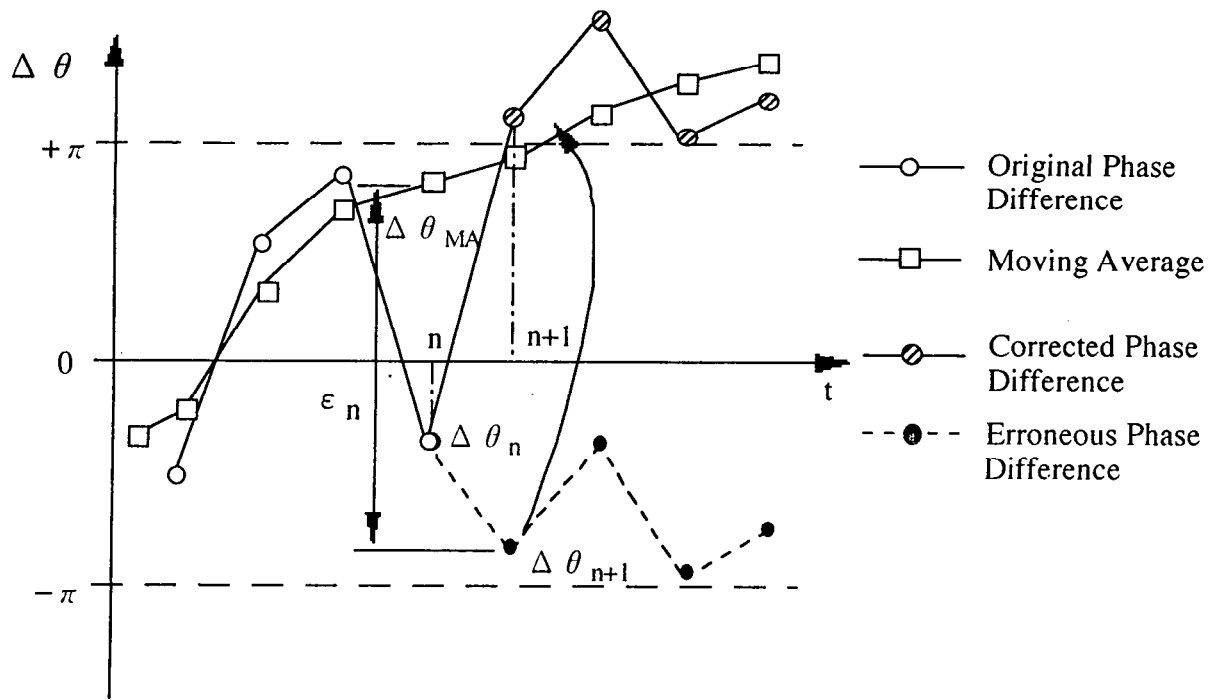
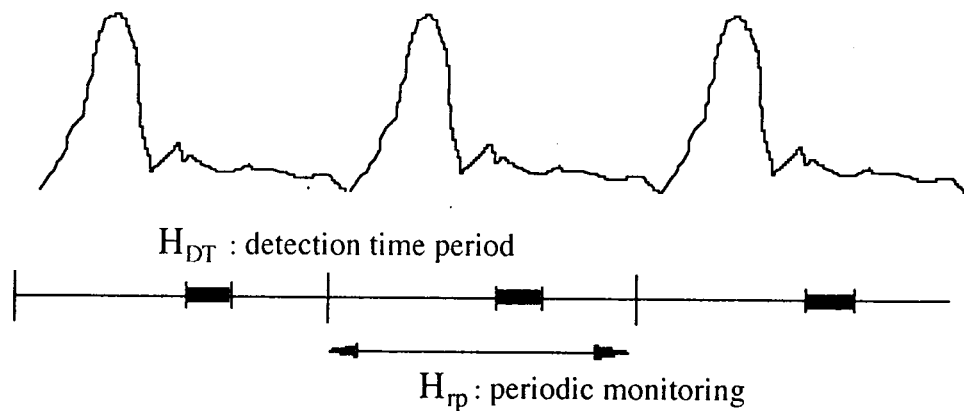


Fig. 4.3 Anti-false acceleration aliasing correction algorithm. VDD correction algorithm using (a) the moving average of phase difference vector, (b) the moving average of phase difference, and (c) 2π -jump periodic monitoring with a moving average of phase difference vector and phase difference.



(d)



(e)

Fig. 4.3 Continued. (d) Illustration of aliases phase change. (e) Illustration of 2π -jump periodic monitoring.

4.4.3 周期監視による補正方式

上記2方式は位相差ベクトルを常時パケットごとに監視し、誤りを補正する。これで補正できなかった誤りは周期的に振幅値などを監視し、誤計測を訂正リセットするという方式が考えられる。血流を観察すると、通例血流のドプラ周波数は心拍に対応し周期性がある。また低血流速度になる拡張期は比較的低速度が持続しているのに対し、高速部分には大きな速度変化がある。ところで、壁信号を抑圧し、血流信号を強調させるためのMTIフィルタは低速付近と高速部の零点付近では振幅値を低下させるが、零点付近以外的高速部分は一定の振幅値を保持している。したがって、このことを補正方式に反映させる。誤りを訂正リセットする機会は心拍収縮期から拡張期の間、すなわち、低血流速度かつ一定以下の振幅値の持続期間を利用することが考えられる (Fig.4.3(e))。例えば監視期間の設定としては、心拍周期に対応したある周期(パラメータ H_{rp} = 数百 msec) ごとの任意の期間 (数パケット, H_{DT} = 数十 msec) とする。Fig.4.3(c)のPADに示した如く、この期間、移動平均位相差ベクトルの振幅値 $|V_{MA}|$ が微小 (閾値 YI_{TH} 以下) かつその偏角の絶対値 $|\text{Arg}[V_{MA}]|$ が閾値 XI_{TH} (例えば $\pi/10$) 以下ならば、低血流速度とみなし速度直接差分法の演算をリセットする。リセットする値は通常方式 ((3.2)式) で得、初期位相差値 ((3.6)式の $\Delta\theta_0$) とする。リセット後は次の収縮期まで待機し、周期的に誤計測を訂正リセットするという方式である。これはドプラ信号のみで実現可能な簡便簡略な方式である。以下これを周期監視方式と略す。

4.5 頸動脈血流計測実験と考察

本方式を頸動脈血流計測に適用した。実験では、超音波診断装置 (日立メディコ製 EUB-151) から位相比較器出力信号を A/D 変換後、パーソナルコンピュータ IBM-PC 互換機のハードディスクに取り込んだ。パルス繰返し周波数 PRF = 3.5 kHz である。トレンド除去による MTI フィルタ⁷⁾により壁運動の低周波数成分を除去した。これはパケット内で複素位相信号のトレンドを除去する演算である。この実験では、特に断らなけれ

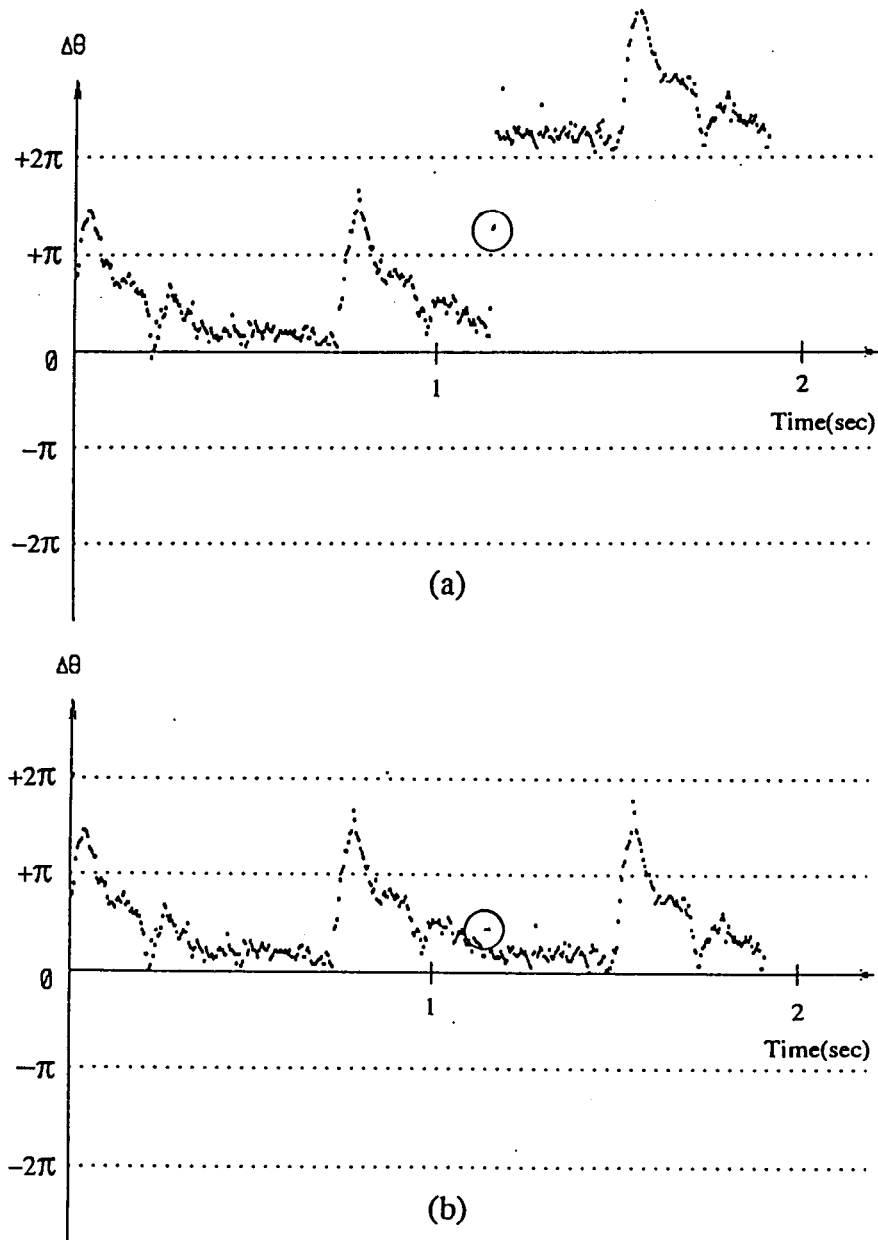


Fig. 4.4 Experimental results obtained with the correction algorithm with the addition of eight phase difference vectors ($N=8$). Data represents the moving average of two packets ($M=2$). (a) When the VDD method is used alone, 2π -jump phenomenon occurs during the second cardiac cycle because of noise of unknown origin. Results corrected using the VDD correction algorithm and (b) the moving average of phase difference vector, (c) the moving average of the phase difference, and (d) 2π -jump periodic monitoring with the moving average of the phase difference vector and the phase difference.

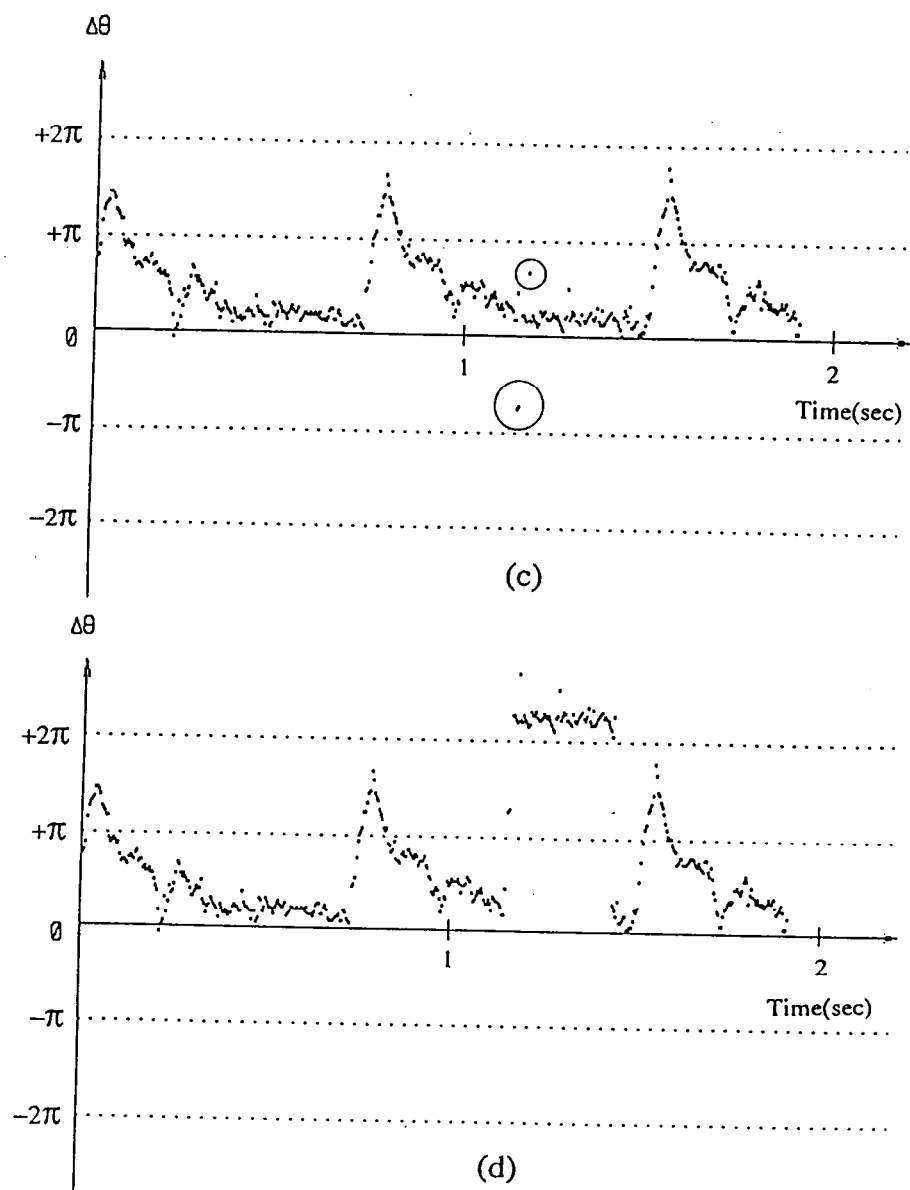


Fig. 4.4 Continued.

ば、パケット内での位相差ベクトル平均回数 N は8回である。表示改善のためパケット間の移動平均処理 M を2回実施した。したがって、複素位相信号は加速度を得るため2パケット分の17個を要し、一点の速度を表示するに際し3パケット分の25個を要している。以下、Fig.4.4～Fig.4.6の横軸は時間、およそ3心拍弱の計測を行い、ドブラ周波数（(3.6)式による位相差）の変化を表示する。パルス繰返し周波数 $PRF=3.5\text{ kHz}$ （ $=2\pi$ ）であり、従来方式ではナイキスト限界は $PRF/2=1.75\text{ kHz}$ （ $=\pi$ ）であるから、この限界を越えるドブラ周波数が負方向に折り返る。実験においては、予め正確な初期速度を得られる分析開始時刻を与えることにより正しい初期位相差を与えた。以下補正アルゴリズムの効果について述べる。速度直接差分法に各方式を単独で付与してその効果につき順次考察する。最後にこれらをまとめた複合方式の結果を提示する。

4.5.1 振幅監視方式の効果

Fig.4.4(a)に示すように速度直接差分法は2心拍目の低速部で雑音により偽加速度エイリアシングが生じ、ドブラ周波数が $+2\pi$ 跳躍している。振幅監視方式（Fig.4.3(a)のPAD）を適用した結果、Fig.4.4(b)に示すように、この突発的雑音により生じた偽加速度エイリアシングによる誤差を改善できた。ここで、小電力検出のための、位相差ベクトルの振幅閾値 $Y_{TH}=3.0$ （その最大値は2048）を経験的に与えた。閾値は、3.0～26.0でも誤差は改善し適当な表示が得られることを確認した。

本手法により位相差ベクトルの加算回数を上げないで動作改善が可能となった。

4.5.2 平均位相監視方式の効果

位相監視方式（Fig.4.3(b)のPAD）を用いれば、同様に、Fig.4.4(c)に示すように、偽加速度エイリアシングによる誤差が防げ、ドブラ周波数が方向を誤ることなく表示改善される。Fig.4.4(b)に示した振幅監視方式の結果と似ているが、移動平均位相差ベクトルの振幅値 $|V_{MA}|$ の小振幅の個所が残存した点で異なる（丸印の個所）。偽加速度エイリアシング発生判定のための位相の閾値 $X_{TH}=2.8\text{ [rad]}$ を与えた。閾値は、1.6～3.9 [rad]でも同一結果となり、クリティカルではないことを確認した。この位相監視方式によれば、振幅値に拘わらず、突発的雑音による誤差を改善する効果がある。振幅監

視方式と同様に、本手法により位相差ベクトルの加算回数を上げないで動作改善が可能となった。

4.5.3 周期監視方式の効果

次に周期監視方式 (Fig.4.3(c) のPAD) の効果を考察する。Fig.4.4(a) に示す突発雑音による誤測定に対しては、周期監視方式により若干の遅延ながらリセットがあり正しく復帰している (Fig.4.4(d))。振幅および位相の閾値 $YI_{TH}=26.0$, $XI_{TH}=\pi/10[\text{rad}]$ をそれぞれ経験的に与えた。リセットのための監視期間の設定は $H_{rp}=160$ パケット (約 366 ms) ごとの任意の $H_{DT}=5$ パケット (約 11.4 ms) である。1 心拍約 840 ms であり、このとき 1 心拍あたり 2 度リセットの機会がある。1 心拍目の低速部 (拡張期) でも同様にリセットが働くが、副作用なく動作している。

この結果から周期監視方式によれば、この頸動脈血流では上記 2 方式で補正できなかった場合も、1 心拍以内に訂正可能と言える。

4.5.4 複合方式の効果

最終的にこれらをまとめて複合方式 (Fig.4.3(a), (b), (c) のPAD) として実施する。従来方式のナイキスト限界は $PRF/2=1.75\text{ kHz}(=\pi)$ であり、この限界を越えるドブラ周波数が負方向に折り返っている (Fig.4.5(a))。一方、速度直接差分法に上記 3 方式を付加した本複合方式では、ナイキスト限界を越える周波数が方向を誤ることなく表示されているのが確認できる (Fig.4.5(b))。雑音による偽加速度エイリアシングは生じていない。その上、Fig.4.5(a) の従来方式の結果と比較しても、特に S/N の劣化なしにナイキスト限界を越え計測できる。

また、速度直接差分法と位相監視方式の組み合わせ方式は初期速度が誤ると、誤った速度は継続するが (Fig.4.6(a))、本複合方式によれば、周期監視方式が働き、初期速度は誤ったものの、1 心拍目の低速部で直ちにリセットがあり正しく復帰している (Fig.4.6(b))。Fig.4.6 では分析開始時刻を 5 パケット遅らせて、意図的にナイキスト限界を越えた時点に設定した。なお、分析条件は一定である。すなわち、パケット内での位相差ベクトル平均回数は 8 回、表示改善のためパケット間の移動平均処理は 2 回であ

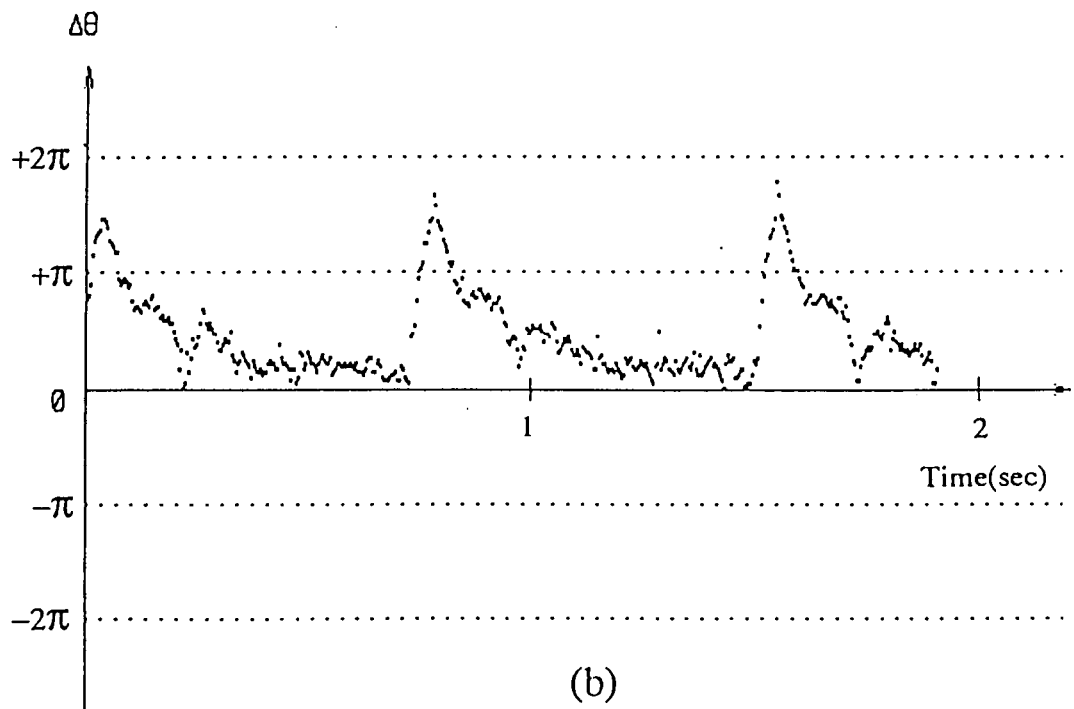
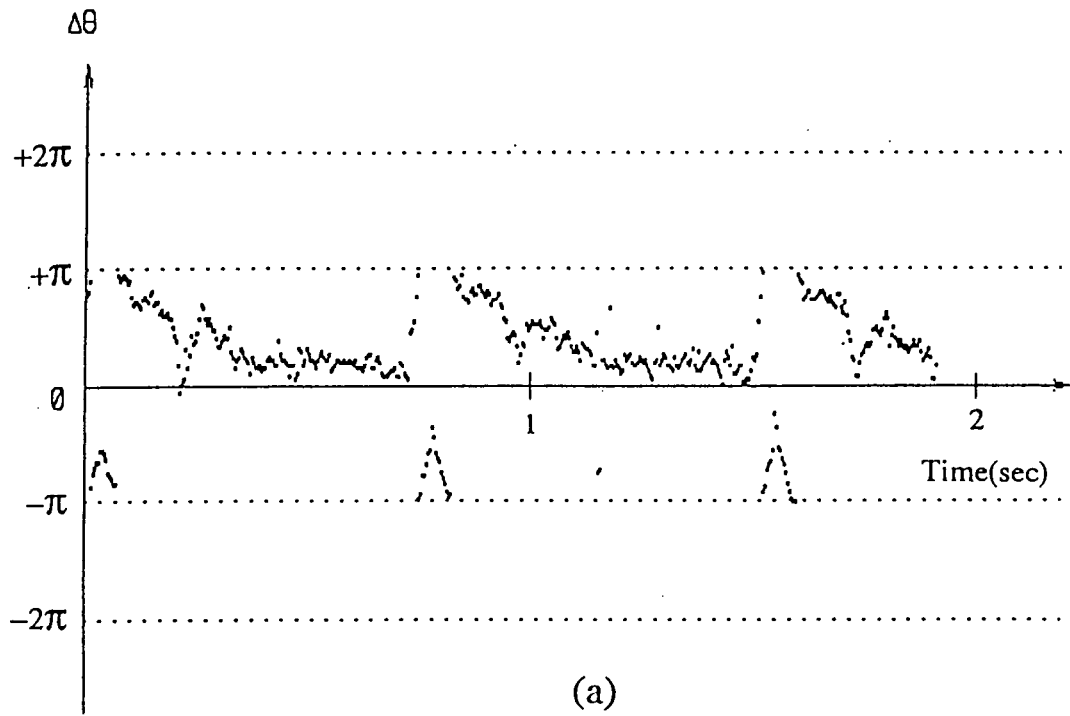


Fig. 4.5 Experimental results obtained using (a) the conventional method and (b) the VDD method in conjunction with a combination of the three correction algorithms (Fig. 4.3 (a), (b) and (c))

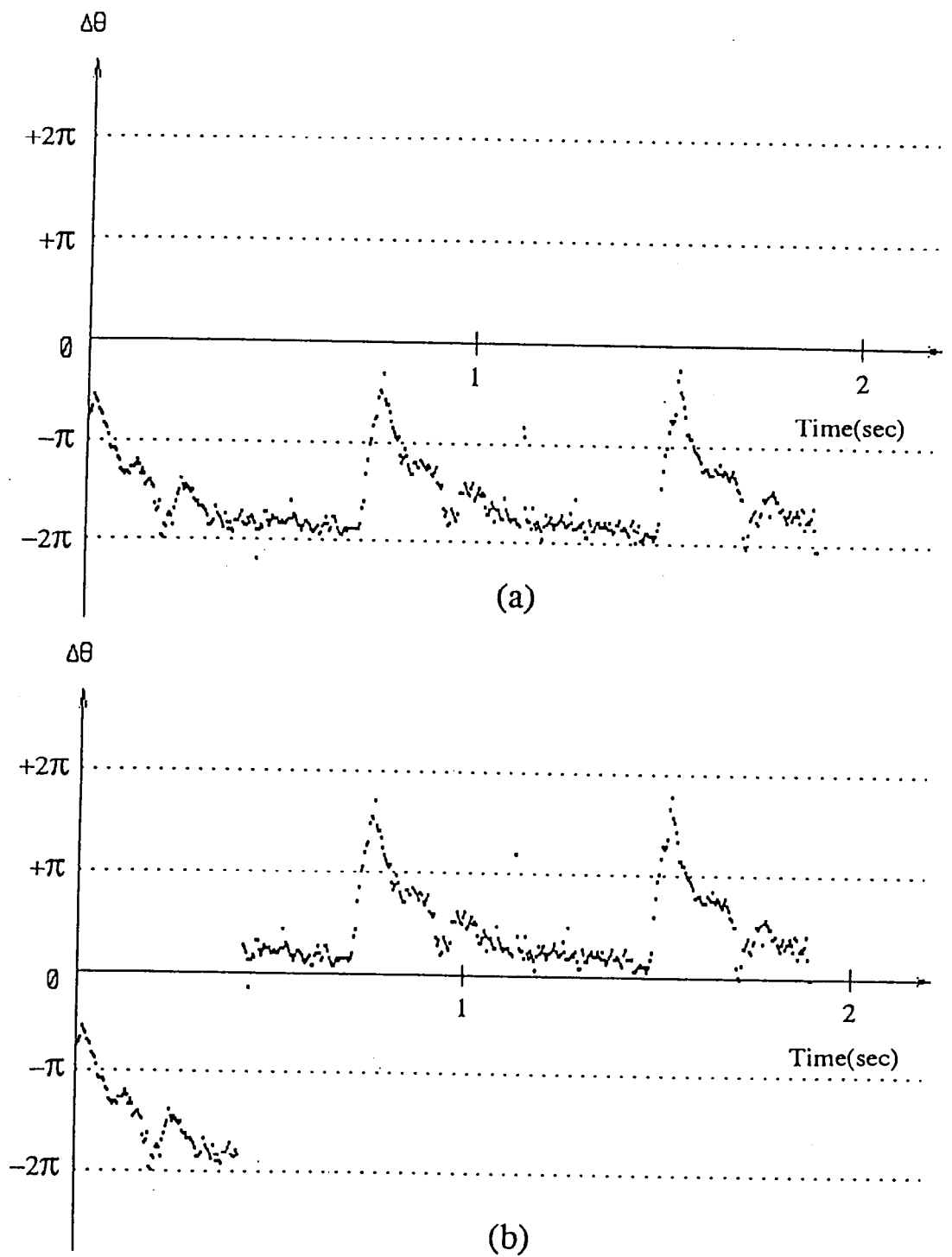


Fig. 4.6 Problem of detecting the initial phase using the VDD method and the moving average of the phase difference (Fig.4.3 (b)). (a) Forward flow is erroneously measured and displayed as a reverse flow because the initial phase was not accurately determined. (b) Error caused by an incorrect value for acceleration aliasing is corrected using 2π -jump periodic monitoring algorithm during the first cardiac cycle.

る。正確な初期値検出法および自動心拍周期検出については未対策であり今後の課題である。実時間計測をするには、なお最適なMTIフィルタの検討を要する。その上で、周期監視方式の閾値の設定に必要な心拍周期の自動検出により、定期的に位相差を監視し誤りがあれば、直ちに修正処理する必要がある。また提案した補正方式は、生体内の各血管に応じ、閾値 X_{TH} 、 Y_{TH} などを実験により解決しなければならない。今後、臨床評価として深部の心臓の高速血流における多重エイリアシング（何回も折返った）信号への適用に付き、検討および検証を行う予定である。

4.6 まとめ

本方式の原理的計測限界は加速度エイリアシングの発生する、位相差の差 $\Delta\Delta\theta_n$ (加速度)が $\pm\pi$ に達するときである。これは血流計測の実用面からも、パルス送波間隔を適切に考慮すれば問題とはならない。

従来方式と比較して、特にS/Nの劣化なしにナイキスト限界を越え計測できる本方式の効果を確認した。

低S/N条件下では位相差の差（加速度に相当）が誤計測され、位相差（速度に相当）が 2π 跳躍することを解析により見出し、この現象を偽加速度エイリアシングと名付けた。この見かけ上の加速度エイリアシング（ 2π 跳躍）を防止する3種類の位相差補正方式、すなわち、振幅監視による補正方式、平均位相監視による補正方式および周期監視による補正方式、さらに、この3種類の補正方式を組み合わせた複合補正方式を提案し、頸動脈血流計測実験においてその効果を確認した。それによれば分析途中で計測誤差が生じても、一心拍以内に訂正復帰可能である。

今後、初期値の設定の安定化などをさらに進め、血流計測に適用する。

参考文献

- 1) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義: 高速血流超音波ドプラ計測法 - 加速度積分法の基礎的検討 -. 信学技報1991; US91-5: 25-32.
- 2) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義: 高速血流超音波ドプラ計測法(VII) - 加速度積分法の構成と問題点 -. 超音波医学1991; 18 (suppl I): 539-540.
- 3) 西山久司, 片倉景義: 高速血流超音波パルスドプラ計測における速度直接差分法の提案と基本実験. 超音波医学1995; 22 : 225-229.
- 4) 西山久司, 片倉景義: 高速血流超音波ドプラ計測法(IX) - 二周期法への加速度積分法の適用 -. 超音波医学1992; 19 (suppl II): 533-534.
- 5) 北畠 顕, 井上通敏 編著: 超音波心臓ドプラー法, 丸善, 1986: 245-249.
- 6) Nishiyama H, Ogawa T, Katakura K : New non-aliasing pulsed Doppler measurement using the difference of two phase differences. *Med Biol Eng Comp* 1991; **29** Suppl : 548.
- 7) 西山久司, 橋本康弘, 片倉景義ほか: 高速血流超音波ドプラ計測法 - 加速度積分法におけるMTIフィルタの考察 -. 音響学会春季論文集1991: 701-702.

第5章 不等間隔超音波パルス送波による二周期法

5.1 はじめに

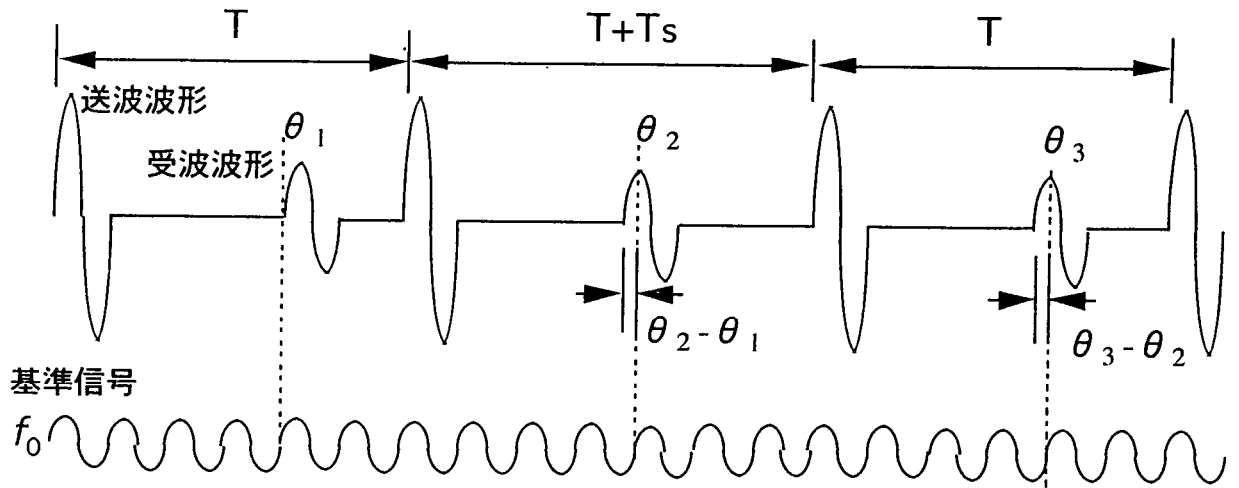
ドプラ気象レーダ分野にすでに適用された荷重平均周波数推定法（パルスペア法¹⁾）を用いる従来のカラードプラ装置²⁾³⁾は、生体の血管、心臓などの2次元血流画像を実時間計測表示でき、迅速な診断に役だっている。この装置はナイキストの標本化定理に関するパルス繰返し周波数と計測距離（深度）との積の制約のせいで、超音波探触子表面から15cm程度の深度では、最大計測可能速度はおよそ1 m/s 以下である。探触子に向かう血流速度がこの制限を越えるならば、速度と方向は正しく計測できず、近づくにもかかわらず、赤色ではなく遠ざかる血流を表わす青色で表示される問題がある。このエイリアシングの問題解決のため、種々の技術^{4)・11)}が提案されている。

CFM（カラーフローマッピング）の一方法に、パルス反射信号に時間領域の手法をとる非ドプラ技術⁷⁾⁸⁾が用いられている。この時間領域の相互相関法には、原理的に上述の血流計測の制限は無い。しかし、大きい加速度の期間や低S/N条件では、相関値のピークを誤検出する欠点がある⁸⁾。FFT方式の周波数成分の並べ替え方式⁹⁾¹⁰⁾では速度の時間軸方向での連続性が前提である。エイリアシング拡張法¹¹⁾では、走査線上での平均速度の連続性を仮定している。しかしながら、現実の臨床状況での低S/N条件や乱流領域では血流速度が常に連続とは限らない。筆者らは不等間隔超音波パルスの送波を行い、相次ぐ血流の反射信号から2次の位相差の計測演算により、ナイキスト周波数を越えて速度を得る方式を開発し、二周期法（2-PRT）と呼んでいる^{12)・14)}。

ドプラ気象レーダの分野にも、悪天候の気象観測でナイキスト周波数を越える風速分布を計測することがあり、同様にエイリアシングの問題が存在し、二周期法と類似の方式¹⁵⁾が提案されている。本章では、この方式を医用超音波分野に応用し、臨床状況における有効性と適用性を論じている。なお、前章で述べた速度直接差分法は、この二周期法との組み合わせ方式により初期値設定など、問題点が解決する可能性がある。

二周期法による速度測定原理

(a) 送受波形



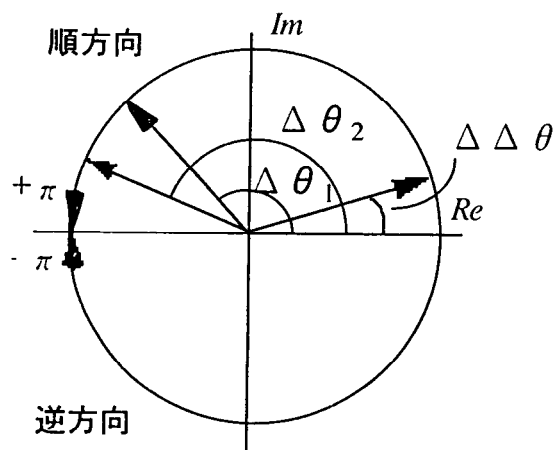
$$\Delta \theta_1 = \theta_2 - \theta_1 = 2kvT$$

$$(k = 2\pi / \lambda)$$

$$\Delta \theta_2 = \theta_3 - \theta_2 = 2kv(T+T_s)$$

$$\Delta \Delta \theta = \Delta \theta_2 - \Delta \theta_1 = 2kvT_s$$

(b) 通常速度の血流



(c) 高速の血流

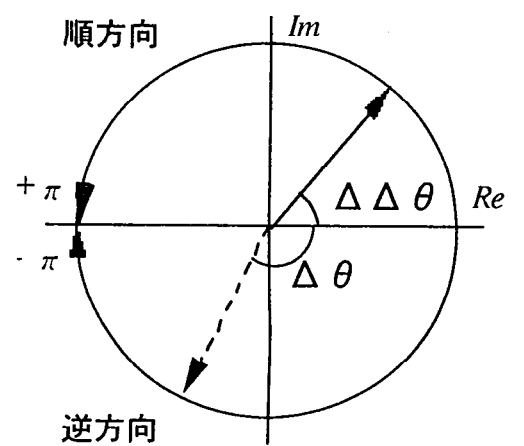


Fig. 5.1 Non-equally spaced pulse transmission for non-aliasing pulsed Doppler measurement.

5.2 高限界速ドプラ計測法の動作原理

不等間隔超音波パルス送波方式では超音波パルスの送波を，Fig.5.1(a)に示すように T と $T + T_s$ の不等間隔で行なう¹²⁾¹³⁾．この場合，送波間隔（または繰返し周期） T に対する位相差 $\Delta \theta_1$ ，送波間隔 $T + T_s$ に対する位相差 $\Delta \theta_2$ で表せば，すなわち，

$$\Delta \theta_1 = \omega_d T \quad (5.1a)$$

$$\Delta \theta_2 = \omega_d (T + T_s) \quad (5.1b)$$

となる． ω_d (rad/s) はドプラ角周波数と呼ばれ，ドプラ周波数 f_d とは $f_d = \omega_d / 2\pi$ の関係にある．ただし， T_s は T より小さく設定する ($T_s \ll T$)．ここで，それぞれの送波間隔に対応する位相差ベクトルを Y_o ， Y_e で表せば， Y_o ， Y_e は

$$Y_{on} = B \exp(j \Delta \theta_{1n}) = B \exp(j \omega_d T) \quad (5.2a)$$

$$Y_{en} = B' \exp(j \Delta \theta_{2n}) = B' \exp\{j \omega_d (T + T_s)\} \quad (5.2b)$$

となる．このベクトルの位相角は雑音の影響により変動するので，順次反射信号から得られる位相差ベクトル Y_o ， Y_e の加算平均を行なう．加算平均された位相差ベクトルを V_o ， V_e で表せば，すなわち，

$$V_o = (1/N) \sum_{n=1}^N Y_{on} = D \exp(j \overline{\omega_d} T) \quad (5.3a)$$

$$V_e = (1/N) \sum_{n=1}^N Y_{en} = D' \exp(j \overline{\omega_d} (T + T_s)) \quad (5.3b)$$

を得る．

カラードプラ法への適用に際しては，S/N低下を防ぐため，パケットでは各位相差ベクトルは $N=6 \sim 16$ 程度の回数（合計 $2N$ 回）の加算を行う必要がある．そのせいで，フレームレイトの減少あるいは表示視野角度の減少を許容せねばならない．

本方式では，さらに2次の位相差（位相差の差） $\Delta \Delta \theta (= \Delta \theta_2 - \Delta \theta_1)$ をこの一対の位相差ベクトルから演算する．ここで位相差の差のベクトルを U で表せば， U を求め

るため (5.3) 式の V_e と V_o の共役複素数 $\text{conjg}[V_o]$ との複素共役積

$$U = V_e \cdot \text{conjg}[V_o] \quad (5.4)$$

の演算を行う．Zrnic'ら¹⁶⁾が用いた V_e と V_o の複素数の除算演算， V_e/V_o とはこの点で相違がある．(5.4) 式の演算におけるオーバーフローのない点では乗算が除算より有利である．(5.3) 式を(5.4) 式に代入することにより，

$$\begin{aligned} U &= DD' \exp(j(\Delta \theta_2 - \Delta \theta_1)) \\ &= DD' \exp(j(\Delta \Delta \theta)) \\ &= DD' \exp(j \omega_d T_s) \end{aligned} \quad (5.5)$$

を得る．したがって，位相差の差 $\Delta \Delta \theta$ は

$$\begin{aligned} \Delta \Delta \theta &= \omega_d T_s \\ &= \Delta \theta_2 - \Delta \theta_1 \\ &= \text{Arg}[U] = \text{ATAN2}[\text{Im } U, \text{Re } U] \end{aligned} \quad (5.6)$$

であり，ドプラ角周波数 ω_d は(5.6) 式から

$$\omega_d = \text{ATAN2}[\text{Im } U, \text{Re } U] / T_s \quad (5.7)$$

と得られる．ただし， $\text{Re } U$ は U の実部， $\text{Im } U$ は虚部である． $\text{Arg}[\]$ は偏角を表す．また， $\text{ATAN2}[y, x]$ は引き数の符号を考慮することにより数学関数 $\tan^{-1}(y/x)$ が $\pm \pi$ の範囲で求まる計算機ルーチン名である．ここで， T_s を T より小さく選択することにより，高速の血流に対しても方向の正確な測定が可能となる．Fig.5.1(b)に示すように，位相差の差 $\Delta \Delta \theta$ を同一速度に対し従来方式より小さくすることが可能であるからである．

カラードプラ断層法に適用するには，あるビーム方向（走査線）に合計 $2N$ 回の送受を繰り返し各深度の複素ドプラ信号へ本演算を実施し，上記の演算により各深度の位相差の差を得た後，ビーム方向を変えて，同様の処理により各深度の位相差の差を得，これを繰り返し行い一フレーム分の結果を得て表示が可能となる．

Fig.5.1(c) に示すように，複素（複素数）平面上の位相差の差（偏角） $\Delta \Delta \theta$ が $\pm \pi$ に達するときが最大可能計測速度であり，(5.7) 式における逆正接三角関数の周期性により，計測可能なドプラ角周波数 ω_d あるいはドプラ周波数 f_d の範囲は，

$$|\omega_d| \leq \pi / T_s \quad (5.8a)$$

あるいは

$$|f_d| \leq 1 / (2T_s) \quad (5.8b)$$

と決まる．これが従来方式における最大可能計測周波数 $1/(2T)$ (2.4節の(2.8) 式参照) との主たる差異となる．したがって，測定可能な最大ドプラ周波数は T/T_s 倍となるので， $T_s (= T/P)$ を T より小さく設定することにより，大幅に限界を広げられることになる．例えば，送波間隔 $T=250 \mu s$ ($PRF=4 \text{ kHz}$), $T_s = T/P = 250/5 = 50 \mu s$ と設定すれば，最大計測速度は従来の ($P=T/T_s=$) 5 倍の $\pm 10 \text{ kHz}$ に拡大する．Fig.5.1(c) に示すように，従来方式では正しく計測できない高速の血流がエイリアシングを生じることなく，計測可能となる．なお， T は元のままであり，(不確定なしの) 測定深度を深く保ったまま，高速血流の方向の正確な測定が可能となる．

5.3 計算機シミュレーション実験

計算機実験では，Fig.5.2 に示したプログラム分析図 (Program Analysis Diagram: PAD) に基づき，まず位相比較器の出力に相当する複素位相信号が合成される．雑音は付加していない．各位相差ベクトルの加算は $N=4$ 回である． V_e と V_o の共役複素数 $\text{conj}[V_o]$ との複素共役積の演算値の偏角を求め，その偏角を周波数に変換することにより，平均ドプラ周波数が得られる．Table 5.1 に計算機シミュレーションの結果を示す．入力のだプラ周波数が左欄に，右欄は演算により得た $T_s=60 \mu s$, $T_s=10 \mu s$ についての周波数推定値である．最大ドプラ周波数の理論値は $T_s=60 \mu s$ については，(5.8) 式から新最大ドプラ周波数は $1/(2T_s) = 8333.3 \text{ Hz}$ である．周波数推定値は新最大ドプラ周波数で予測した範囲内， 8000 Hz まで正確である．従来方式では，計測可能最大ドプラ周波数は $T=270 \mu s$ に対してはおよそ 1.8 kHz であり，本方式の最大値は，従来方式の $T/T_s=$

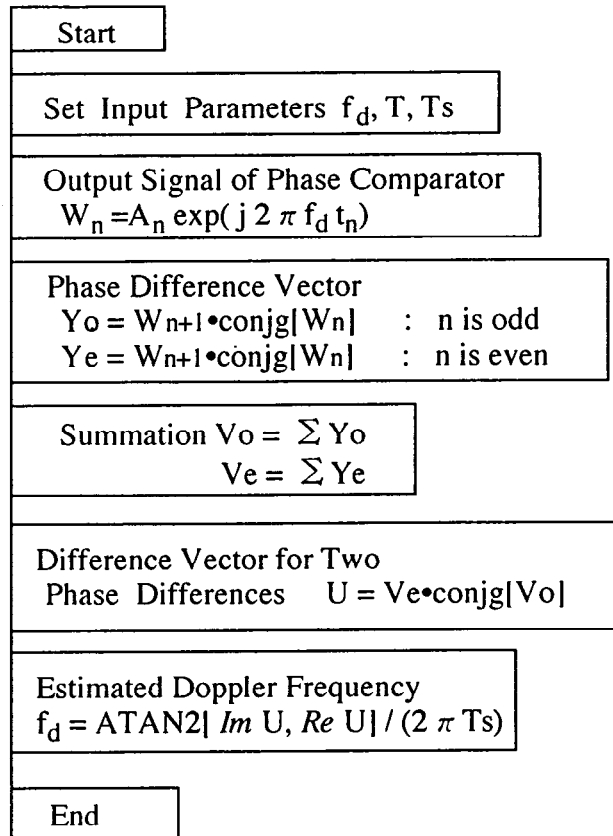


Fig. 5.2 PAD for computer simulation of proposed method.
(PAD : Program Analysis Diagram).

Table 5.1 Results of computer simulation of the proposed method
(constant velocity with no noise)

Input Doppler frequency f_d (Hz)	Estimated Doppler frequency $\bar{f}_d$ (Hz)	
	$T_s=60\mu s$	$T_s=10\mu s$
0	0.0	0.0
10	9.99	9.99
100	99.99	99.99
1000	999.97	999.97
5000	5000.64	5000.64
6000	6000.14	6000.14
7000	6999.63	6999.63
8000	8000.71	8000.71
9000	×7666.49	9000.21
10000	×6667.0	9999.70
18000	×1333.2	18000.42
40000	----	39995.48
50000	----	50000.63
60000	----	×39995.63

< Theoretical value >

for $T_s=60\mu s$, ($T=270\mu s$), $|f_d| \leq 8333.3$ Hz,

for $T_s=10\mu s$, ($T=295\mu s$), $|f_d| \leq 50000.0$ Hz

$270/60=4.5$ 倍である． $T_s=10\mu s$ については最大ドプラ周波数の理論値は50 kHzであり， $T/T_s=295/10=29.5$ 倍に拡大する．また，周波数推定値は新最大ドプラ周波数で予測した $1/(2T_s)=50$ kHzまで正確である．従来方式の計測可能最大ドプラ周波数は $T=295\mu s$ に対してはおよそ1.6 kHzである．

高S/N条件で，単一の入力ドプラ周波数での計算機シミュレーションによる結果は新方式と良く一致した．

5.4 計測実験

日立メディコ製超音波診断装置EUB-40のドプラ回路基盤の位相比較器出力からドプラ信号を取り出している．送波回路を変更し，パルス送波を T と $T+T_s$ の不等間隔にしている．超音波パルスは身体の任意の深さに固定して送波される．Fig.5.3の実験装置の構成に示したとうり，岩崎通信機製のデジタルメモリDM-901に8ビットの分解能でデジタル化して，およそ1秒間のデータを蓄積している．そして，計算機PDP-11/34のハードディスクに転送される．ドプラ周波数の演算を計算機のソフトウェアにより行い，従来方式と提案した方式の結果を比較するため印刷される．雑音による変動を抑さえるため，各位相差ベクトルの加算平均回数は4～8回である．さらに，各位相差ベクトルの4～16点の移動平均処理を行い，その上，位相差の差のベクトルの移動平均処理を4～16点実施することにより，ドプラ周波数の時間変化を得ている．

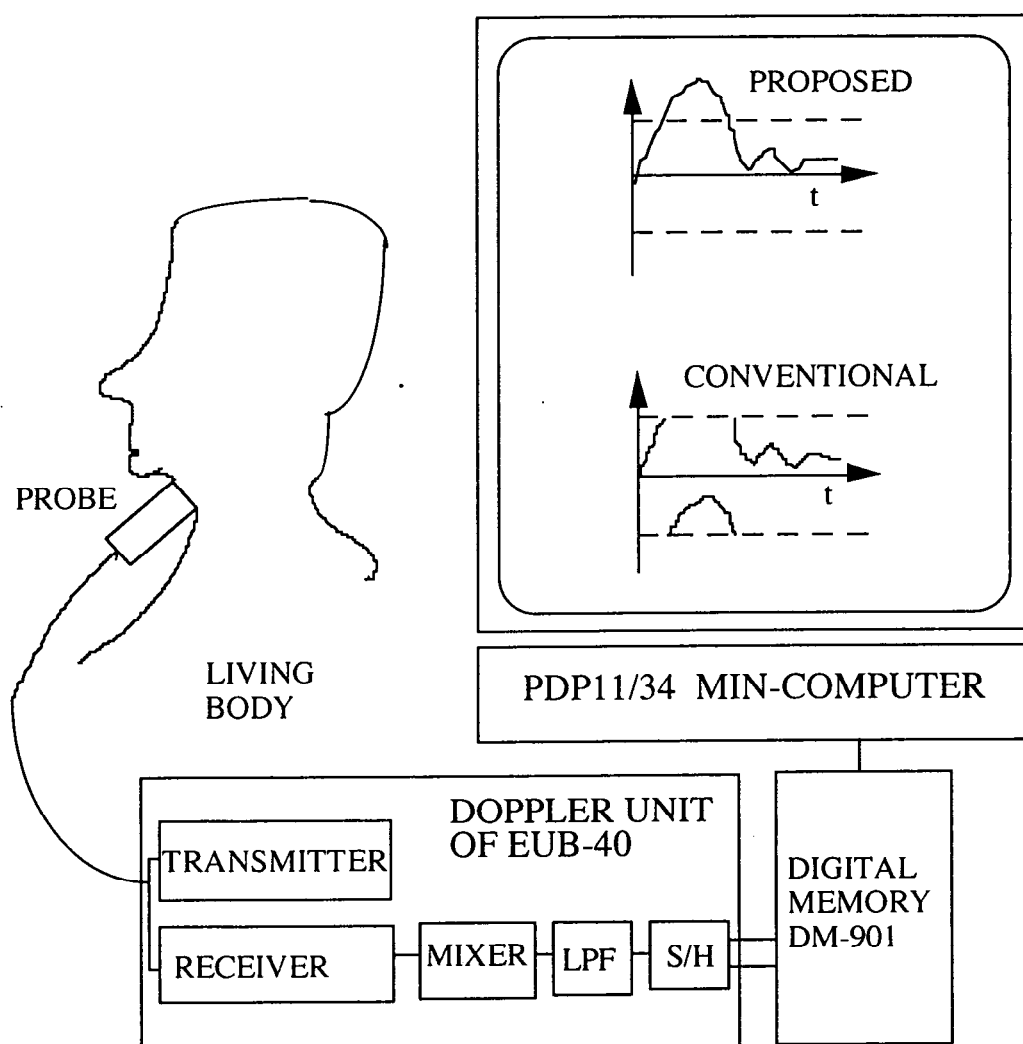


Fig. 5.3 Experimental setup.

5.5 計測実験の結果と考察

5.5.1 頸動脈血流計測

本方式を頸動脈血流信号について適用する．Fig.5.4の横軸はおよそ一心拍の時間に相当する．Fig.5.4aに示す従来方式による結果では，エイリアシングの現象が明らかに見られる．従来方式ではパルス繰返し周波数， $PRF(=1/PRT=1/(T+T_s)=1/740.8\mu s)$ は1350 Hzである．折り返し周波数，あるいはナイキスト周波数はPRFの2分の1であり，すなわち $PRF/2=1350/2=675\text{ Hz}$ にて折り返していることが明らかである（Fig.5.4a）．しかしながら，提案した新ドプラ計測法においては（Fig.5.4b），エイリアシング（折り返し）の現象がなく、頸動脈血流信号のドプラ周波数が推定されている．二つの平均のパルス繰返し周波数は $1/\{(T+T+T_s)/2\}=2/(2T+T_s)=2/(2\times 555.6+185.2)\mu s=1543\text{ Hz}$ である．本方式により，周波数 $\pm 1/2T_s(=1/(2\times 185.2)\mu s)=\pm 2.7\text{ kHz}$ の新限界の血流速度まで，エイリアシングの現象を生じることなく計測が可能である．

Fig.5.4cは従来方式の装置による，より高い $PRF=5.4\text{ kHz}$ での同一箇所の頸動脈から得た結果である．ドプラ周波数のピークはおよそ1.5 kHzであり，提案した方式による，より低い $PRF=1543\text{ Hz}$ で得た結果の図とほぼ同じである．

5.5.2 心臓血流計測

Fig.5.5は低いS/N条件下の心臓血流信号について，ドプラ周波数の計測実験結果を示している．従来方式では（Fig.5.5a），パルス繰返し周波数 $PRF(=1/(T+T_s)=1/1500\mu s)$ ，667 Hzの1/2である，333.5 Hzのナイキスト周波数の限界でエイリアシング（折り返し）の現象が生じている．提案した方式（Fig.5.5b）によれば，二つのパルス繰返し周波数の平均値， $2/(2T+T_s)=2/(2\times 1250+250)\mu s=727\text{ Hz}$ である，従来方式の限界を越え，新限界周波数 $\pm 1/2T_s(=1/2\times 250\mu s)=\pm 2\text{ kHz}$ まで計測可能である．

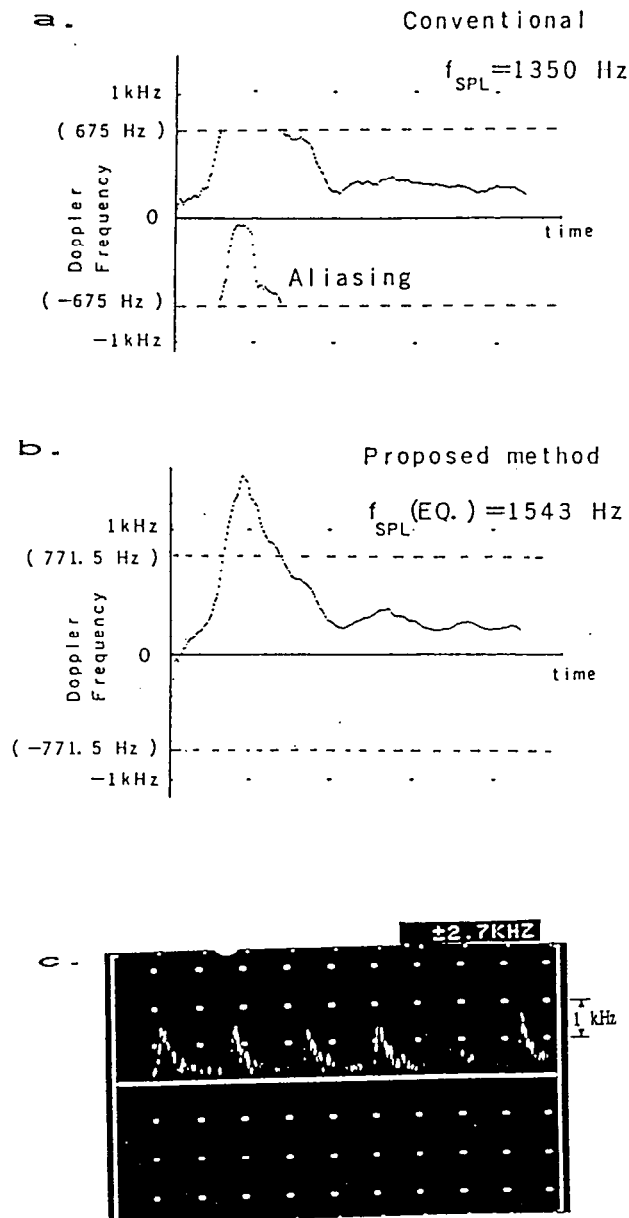


Fig. 5.4 Carotid artery blood flow : a. Conventional method. $PRT = 740.8 \mu s$. b. Proposed method $P = T/T_s = 555.6/185.2 = 3$. Sum over four phase difference vectors, Moving average over 16 second-phase difference vectors. c. Pulsed Doppler equipment, EUB-40 Doppler ultrasound scanner is used by $PRF = 5.4 \text{ kHz}$. The second-phase difference vectors are obtained by the same condition as b.

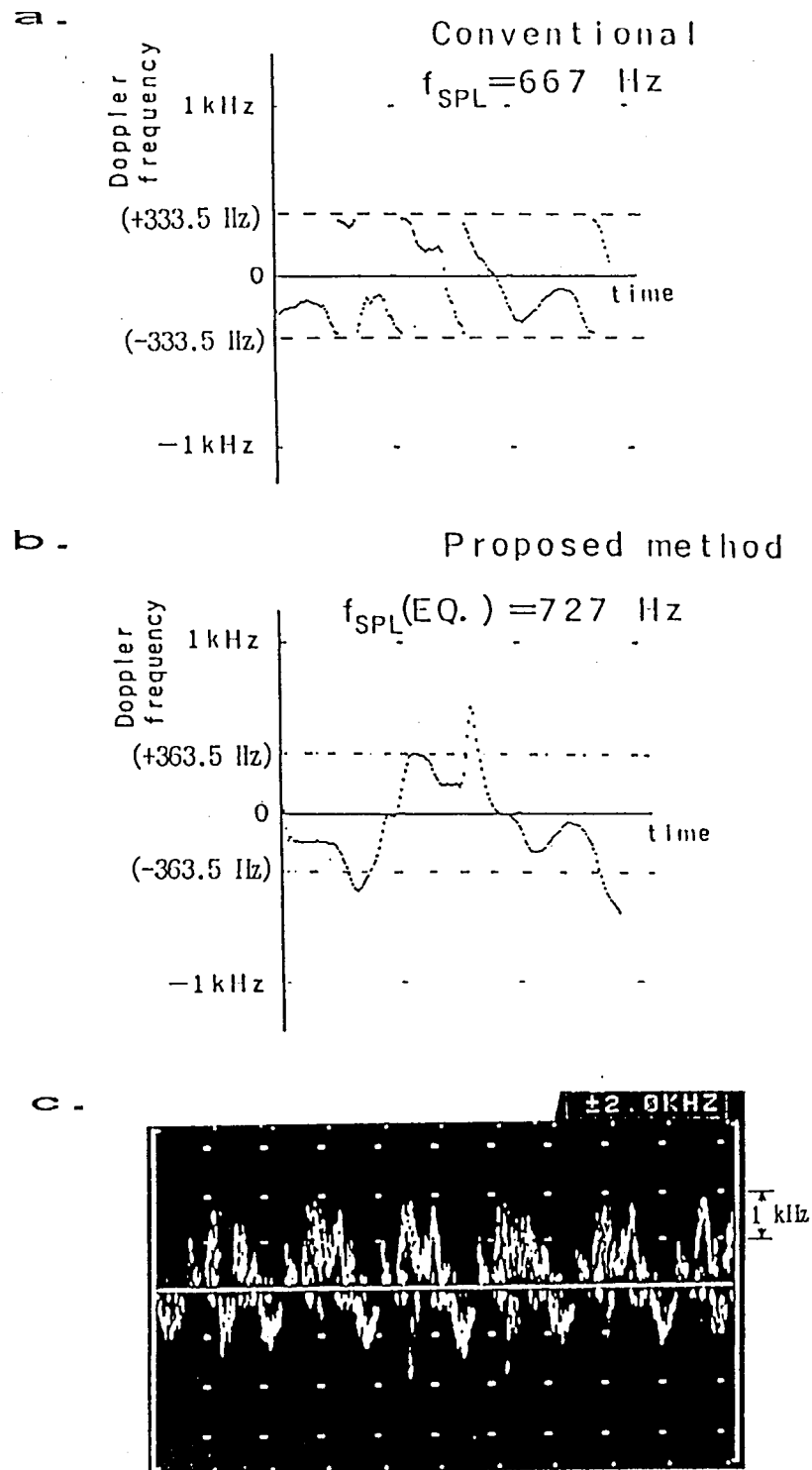


Fig. 5.5 Cardiac blood flow : a. Conventional method. $PRT = 1500 \mu s$. b. Proposed method $P = T/T_s = 1250/250 = 5$. Sum over four phase difference vectors, Moving average over 12 second-phase difference vectors. c. Pulsed Doppler equipment, EUB-40 Doppler ultrasound scanner is used by $PRF = 4 \text{ kHz}$.

Fig.5.5cは従来方式の装置による，より高いPRF=4 kHzでの同一箇所から得た結果を示している．ドプラ周波数のピークの時間的推移は，従来方式の装置による，より高いPRF=4 kHzでの同一箇所から得た結果とほぼ同じと見られる．図の示すとうり，周波数軸の両方向（すなわち正と負）に周波数の変動があり，従来方式における周波数のゼロシフト方式とは異なるところである．なぜなら，ゼロシフト方式では，計測値は周波数軸の片方向だけが限界が2倍となるからである．

5.6 まとめ

超音波パルスの不等間隔送波により位相差の差を演算することを特徴とする高限界速ドプラ計測法を提案した。新方式の最大計測可能ドプラ周波数は二つの異なるパルス繰返し周期， T と $T+T_s$ の差の2倍の逆数， $1/(2T_s)$ である。

計算機シミュレーションによれば，高S/N条件下ではナイキスト周波数限界の30倍の速度を演算計測することも可能であることを確認した。

臨床計測実験においては，エイリアシングの現象が生じることなく，正確に頸動脈血流の平均ドプラ周波数（速度）の計測が確認できた。周波数のゼロシフトによる従来方式とは異なり，周波数の両方向に変動のある心臓血流信号についても，ナイキスト周波数限界を越えて血流速度が計測できた。

本方式はカラードプラ法へ適用可能である。しかし，本方式が現実の臨床状況に適用されるためには，信号対雑音比の向上の研究が必要である。

なお，本方式は医用分野に限らず，パルスドプラ一般に，適用可能である。

参考文献

- 1) Rummler WD : Introduction of a new estimator for velocity spectral parameters, Tech Memo MM-68-4121-5, Bell Telephone Lab (1968).
- 2) Namekawa K, Kasai C, Tsukamoto M *et al* : Real-time blood flow imaging system utilizing autocorrelation technique, Proc 3rd Conf WFUMB, Lerski RA and Morley P, Eds. (Pergamon, New York, 1982) ; 203-208.
- 3) Kasai C, Namekawa K, Koyano A *et al* : Real-time two-dimensional blood flow imaging using an auto-correlation technique, *IEEE Trans Sonics Ultrasonics* 1985 ; SU-32 : 458-464.
- 4) Newhouse VL, LeCong P, Furgason ES *et al* : On increasing the range of pulsed Doppler systems for blood flow measurement, *Ultrasound Med Biol* 1980 ; UMB-6: 233-237.
- 5) Hartley CJ : Resolution of frequency aliases in ultrasonic pulsed Doppler velocimeters, *IEEE Trans Sonics Ultrason* 1982 ; SU-28 : 69-74 .
- 6) Jaffe RS : Extended-range pulsed Doppler mean-frequency estimation based on mean-frequency prediction, Tech Rep G556-3, Ph D, Diss, Stanford Electronics Lab, Stanford Univ, Stanford, CA(1983.5).
- 7) Bonnefous O, Pesque P : Time domain formulation of pulse Doppler ultrasound and blood velocity estimation by cross-correlation, *Ultrason Imaging* 1986 ; 8 : 73-85.
- 8) 宮島泰夫, 高見沢欣也, 瀬尾育弉ほか: 時間領域エコー相互相関法による流速測定 - 従来の自己相関法との比較 -. 超音波医学1989 ; 16 (suppl II) : 363-364.
- 9) Tortoli P : A Tracking FFT processor for pulsed Doppler analysis beyond the Nyquist limit, *IEEE Trans Biomed Eng* 1989 ; BME-35 : 232-237.
- 10) Tortoli P, Valgimigli F, Guidi G *et al* : Clinical evaluation of a new anti-aliasing technique for ultrasound pulsed Doppler analysis, *Ultrasound Med Biol* 1989 ; 15(8) : 749-756.
- 11) Baek KR, Bae MH, Park SB : A new aliasing extension method for ultrasonic 2-dimensional pulsed Doppler systems, *Ultrason Imaging* 1989 ; 11: 233-244.
- 12) Katakura K, Nishiyama H, Ogawa T : Preliminary study for non-aliasing ultrasonic pulsed Doppler measurement. *AIUM* 1987 : 126.
- 13) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義 : 高速血流超音波ドプラ計測法. 日本超音波医学会基礎技術研究部会1987 ; BT87-11(US87-51) : 5-9.
- 14) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義 : 高速血流超音波ドプラ計測法. 超音波医学1988 ;

15 (suppl I) : 289-290.

- 15) Zrnic' DS, Mahapatra P : Two methods of ambiguity resolution in pulse Doppler weather radars, *IEEE Trans Aerosp Electron Syst* 1985 ; AES-21: 470-483.

第6章 二周期法に用いるMTIフィルタ

6.1 はじめに

カラードプラ装置¹⁾には測定可能な速さにナイキスト周波数による限界があり，限界以上の高速血流は方向と速度を間違えた表示となる問題点を有する．

そこで，第5章において不等間隔の超音波パルス送波による，二周期法²⁾³⁾を提案した．血流計測においては通常，低速度固定物体の強力な反射信号が血流信号に重畳し，計測速度を低下させる問題を有する．この問題の解決には，この低速不要信号を抑圧するMTI（Moving Target Indication）フィルタが必要となる．本章においては，この新しい不等間隔パルス送波方式に適用可能な2種類のMTIフィルタの構成法^{4)・6)}を提案し，その特徴を比較する．

6.2 各種MTIフィルタの構成^{4)・6)}

MTIフィルタは初めレーダの分野⁷⁾に於て，雲，海面，地上等からの不要反射信号（クラッタ）を抑圧し，移動目標を検出するのに用いられている．

医用超音波分野において，血流（主として赤血球）からの反射信号は，不要な血管壁からのクラッタに比べて20～30 dB 以上微弱である．そこで，直交検波波形のA/D変換後，ハイパスフィルタ（Digital High Pass Filter）により直流近辺の成分を抑圧させ，比較的高域の血流信号を検出する．従来のパルルドプラ法では，超音波パルスを等間隔で対象に向け送受し，隣接する信号の差を求めるMTI処理を行い，そのあとでドプラ周波数（位相差）を演算計測する．

二周期法による本高限界速パルルドプラ計測法²⁾³⁾では，超音波パルスの送波間隔は不等間隔であるために，従来のMTI処理方式をそのまま使用することのできないことが

ある．そこで各種超音波パルスの送波方式およびそれに応じたMTIフィルタの構成法の検討を行う．

6.2.1 和間隔MTI法⁴⁾

超音波パルスの送波をパルス繰返し時間長 $T, T+T_s, T, T+T_s, \dots$ と長短交互に行い ($T_s \ll T$)，両送波間隔の和である $2T+T_s$ (一般的に， $n(2T+T_s)$ ，但し， n は正整数，であればよい) を遅延時間とするMTIフィルタを構成する．例えば， $T=250\mu s$ ， $T_s=50\mu s$ のときは，遅延時間はそれらの和である $2T+T_s=550\mu s$ である．この時，不等間隔送波の効果により計測範囲は従来の T/T_s 倍 (5 倍) の $-1/(2T_s) \sim +1/(2T_s)$ ($-10 \sim +10$ kHz) に拡大される²⁾³⁾．ただし，後述するように， $\pm 1/(2T+T_s) = \pm 1818.2$ Hzごとに零点を有する櫛形フィルタになる．

6.2.2 個別間隔MTI法⁵⁾

超音波パルスの送波をパルス繰返し時間長 $T, T, T, \dots, T+T_s, T+T_s, \dots$ と長短連続して交互に行い ($T_s \ll T$)，それぞれの送波区間で対応する送波間隔 T および $T+T_s$ を遅延時間に持つようにMTIフィルタを構成する．例えば， $T=250\mu s$ ， $T_s=50\mu s$ のとき，遅延時間 $T=250\mu s$ および $T+T_s=300\mu s$ の2種類のMTIをそれぞれの送波区間にて使用する．この時も，計測範囲は $-1/(2T_s) \sim +1/(2T_s)$ (-10 kHz $\sim +10$ kHz) に拡大される．ただし，フィルタの零点が，それぞれ $\pm 1/T = \pm 4000$ Hz，および $\pm 1/(T+T_s) = \pm 3333.3$ Hzの倍数に生成するので， ± 10 kHzの計測範囲では ± 3333.3 Hz, ± 4000 Hz, ± 6666.6 Hz, ± 8000 Hz, ± 10000 Hz に存在する．

6.3 各MTIフィルタの動作原理

以下，前記2種類のMTIフィルタの各構成方法にしたがって，解析的に動作を検討する．位相比較器から得られる直交検波波形は複素数の位相信号である．この位相信号 (複素ドプラ信号と呼ぶ) は

$$D(t) = A(t) \exp[j(\omega_d t + \epsilon)] + W(t) + C(t) \quad (6.1)$$

で表せる．ここで， $\omega_d (=2\pi f_d)$ はドプラ角周波数， f_d はドプラ周波数， ϵ は初期位相である．また， $A(t)$ は信号の振幅値， $W(t)$ は雑音成分， $C(t)$ は血管壁によるクラッタであり，直流近傍の低周波数成分である．このとき， S/C （信号対クラッタ比）， S/N （信号対雑音比）を次式でそれぞれ定義する．

$$S/C = 20 \cdot \log_{10}(A(t)/C(t)) \quad (6.2)$$

$$S/N = 20 \cdot \log_{10}(A(t)/W(t)) \quad (6.3)$$

簡単のため，MTIフィルタは一次差分（High Pass Filter）を採用する．また，振幅 $A(t)$ は正規化によりパケット（分析フレーム）内1，クラッタ $C(t)$ は固定クラッタであり一定値 C とし，SN比は無限大（雑音成分 $W(t) = 0$ ）として理論解析する．

6.3.1 和間隔MTIフィルタの動作原理

パケット内で，和間隔MTI法における送波，すなわち超音波パルスの長短交互の送波（ $T, T+T_s, T, T+T_s, T, T+T_s, \dots$ ）により，深度 L （時間 $\tau = 2L/c$, c :音速）における対象物体からの反射信号の存在する時刻は， $n=1, 2, \dots, M$ として

$$t = \tau + (i/2 - 1/2)(2T+T_s) \quad \text{for } i=2n-1: 1, 3, 5, \dots, 2M-1; \text{ 奇数,}$$

$$= \tau + (k/2 - 1)(2T+T_s)+T \quad \text{for } k=2n: 2, 4, 6, \dots, 2M; \text{ 偶数}$$

である．なお i, k は超音波パルスの送波番号であり，交互に M 回ずつ送波する．この時刻における(6.1)式の位相信号は送波区間 T の標本値を $D_o(i)$ ，送波区間 $T+T_s$ の標本値を $D_e(k)$ とすれば

$$D_o(i) = \exp\{j(\omega(\tau + (i/2 - 1/2)(2T+T_s)) + \epsilon)\} + C \quad (6.4a)$$

$$D_e(k) = \exp\{j(\omega(\tau + (k/2 - 1)(2T+T_s)+T) + \epsilon)\} + C \quad (6.4b)$$

で表せる．フィルタの遅延時間を長短交互の送波の和の間隔 $2T+T_s$ とするためには，各時刻の差分信号は隣接間ではなく，一時刻おきに差分すればよい．そこで，奇数番目である送波区間 T のフィルタの出力を $S_o(i)$ ，偶数番目である送波区間 $T+T_s$ のフィルタの出力を $S_e(k)$ とすれば(6.4a)式，(6.4b)式からそれぞれ

$$S_o(i) = D_o(i) - D_o(i-2)$$

$$= \exp\{j(\omega(\tau + (i/2 - 1/2)(2T+T_s)) + \epsilon)\} + C$$

$$\begin{aligned}
 &= \exp\{j(\omega(\tau + (i/2 - 3/2)(2T+Ts)) + \epsilon)\} - C \\
 &= \exp\{j(\omega(\tau + (i/2 - 1/2)(2T+Ts)) + \epsilon)\} \{1 - \exp(-j\omega(2T+Ts))\}
 \end{aligned} \tag{6.5a}$$

$$\begin{aligned}
 S_e(k) &= D_e(k) - D_e(k-2) \\
 &= \exp\{j(\omega(\tau + (k/2 - 1)(2T+Ts)+T) + \epsilon)\} + C \\
 &\quad - \exp\{j(\omega(\tau + (k/2 - 2)(2T+Ts)+T) + \epsilon)\} - C \\
 &= \exp\{j(\omega(\tau + (k/2 - 1)(2T+Ts)+T) + \epsilon)\} \{1 - \exp(-j\omega(2T+Ts))\}
 \end{aligned} \tag{6.5b}$$

が得られる。ここで、(6.5a)式、(6.5b)式における右辺第2項が $\omega = 0$ において0になるため、これら各出力信号は周波数 $\omega = 0$ の成分が抑圧されるので、血管壁クラッタなどの固定妨害信号を除去できる。

以上が和間隔MTIの動作原理である。速度演算のために、二周期法²⁾³⁾においては、つぎに、第一の相関演算を行い、位相差ベクトルを得る。これらのベクトルを送波間隔 T の区間に対し $U_0(i)$ 、送波間隔 $T+Ts$ の区間に対し $U_e(k)$ とすると(6.5a)式、(6.5b)式からそれぞれ、

$$\begin{aligned}
 U_e(k) &= S_e(k) \cdot \text{conjg}[S_0(i)] \quad (\text{ただし, } k=i+1) \\
 &= \exp\{j\omega((k/2 - i/2 - 1/2)(2T+Ts)+T)\} \{1 - \exp(-j\omega(2T+Ts))\}^2 \\
 &= 2\exp(j\omega T) \{1 - \cos\omega(2T+Ts)\}
 \end{aligned} \tag{6.6a}$$

$$\begin{aligned}
 U_0(i) &= S_0(i) \cdot \text{conjg}[S_e(k-2)] \\
 &= \exp\{j\omega((i/2 - k/2 + 3/2)(2T+Ts) - T)\} \{1 - \exp(-j\omega(2T+Ts))\}^2 \\
 &= 2\exp(j\omega(T+Ts)) \{1 - \cos\omega(2T+Ts)\}
 \end{aligned} \tag{6.6b}$$

である。ただし、 $\text{conjg}[\]$ は複素共役を表す。通常、雑音の抑圧のため、この第一の相関の加算平均を行うところ、簡単のため雑音成分なしと仮定しているので省略している。

二周期法では、さらに位相差の差のベクトルを得るため、(6.6a)式、(6.6b)式に対して、第二の相関演算 Z_S

$$\begin{aligned}
 Z_S &= U_0(i) \cdot \text{conjg}[U_e(k)] \\
 &= 2\exp(j\omega(T+Ts)) \{1 - \cos\omega(2T+Ts)\} \cdot \text{conjg}[2\exp(j\omega T) \{1 - \cos\omega(2T+Ts)\}] \\
 &= 4\{1 - \cos\omega(2T+Ts)\}^2 \exp(j\omega Ts)
 \end{aligned} \tag{6.7}$$

を実施する。(6.7)式により、振幅値は $4\{1 - \cos\omega(2T+Ts)\}^2$ 、偏角は

$$\text{Arg}[Z_S] = \text{ATAN2}[\text{Im } Z_S, \text{Re } Z_S] = \omega T_s \quad (6.8)$$

と得られ、また(6.8)式の偏角からドプラ角周波数 ω_d

$$\omega_d = \text{ATAN2}[\text{Im } Z_S, \text{Re } Z_S] / T_s, \quad (6.9a)$$

あるいはドプラ周波数 f_d

$$f_d = \text{ATAN2}[\text{Im } Z_S, \text{Re } Z_S] / (2\pi T_s) \quad (6.9b)$$

を得る。ただし、 $\text{ATAN2}[y,x]$ は引き数の符号を考慮することにより、数学関数 $\tan^{-1}(y/x)$ が $\pm\pi$ (rad)の範囲で求まる計算機ルーチン名である。この長短交互の超音波パルスの送波方式において、和間隔のフィルタの遅延時間を持つMTIフィルタの構成を用いれば、ドプラ周波数（位相差の差）を正確に得られることが分かる。ただし、計測範囲である $-1/2T_s \sim +1/2T_s$ において、周波数 $\pm 1/(2T+T_s)$ の倍数周波数は零点となり、相関の振幅値が零となるから偏角（ドプラ周波数）は得られない。この零点の位置はMTIフィルタの種類や次数に依らない。

6.3.2 個別間隔MTIフィルタの動作原理⁵⁾

個別間隔MTIフィルタ法の超音波パルスの送波方式、すなわち超音波パルスの長短連続の送波（ $T, T, T, \dots, T+T_s, T+T_s, \dots$ ）に対し、深度 L （時間 $\tau = 2L/c$, c :音速）の対象からの反射信号の存在する時刻は、パケット内で、

$$\begin{aligned} t &= \tau + (p-1)T & \text{for } p: 1, 2, \dots, M, \\ &= \tau + MT + (q-1)(T+T_s) & \text{for } q: 1, 2, \dots, M \end{aligned}$$

である。この時刻における(6.1)式の位相信号は送波区間 T の標本値を $D_S(p)$ 、送波区間 $T+T_s$ の標本値を $D_L(q)$ とすれば

$$D_S(p) = \exp\{j(\omega(\tau + (p-1)T) + \epsilon)\} + C, \quad (\text{for } p: 1 \dots, M), \quad (6.10a)$$

$$D_L(q) = \exp\{j(\omega(\tau + MT + (q-1)(T+T_s)) + \epsilon)\} + C, \quad (\text{for } q: 1 \dots, M) \quad (6.10b)$$

とそれぞれ表せる。ただし、 p, q はそれぞれの送波間隔内における超音波パルス送波番号であり、ここでは p を M 回送波後 q を M 回同数にて送波することを表す。MTIフィルタの遅延時間はそれぞれの送波区間に対応する $T, T+T_s$ とする。送波区間 T のMTIフィルタの出力を $S_S(p)$ 、 $T+T_s$ のMTIフィルタの出力を $S_L(q)$ とすれば各差分信号は(6.10a)式、

(6.10b)式からそれぞれ

$$\begin{aligned} S_S(p) &= D_S(p) - D_S(p-1) \\ &= \exp\{j(\omega(\tau + (p-2)T) + \varepsilon)\} \exp(j\omega T) - 1 \}, \quad (\text{for } p : 2, \dots, M) \end{aligned} \quad (6.11a)$$

$$\begin{aligned} S_L(q) &= D_L(q) - D_L(q-1) \\ &= \exp\{j(\omega(\tau + MT + (q-2)(T+T_s)) + \varepsilon)\} \exp(j\omega(T+T_s)) - 1 \} \quad (\text{for } q : 2, \dots, M) \end{aligned} \quad (6.11b)$$

と得られる。(6.11a), (6.11b)式の右辺最終項により, これら各フィルタ出力信号は周波数 $\omega = 0$ の成分が抑圧され, したがって, 血管壁クラッタなどの固定妨害信号は除去できる。

以上が個別間隔MTIの動作原理であるが, 本方式においては, 位相差ベクトルを得るため, 第一の相関演算により, 送波間隔 T の区間 ((6.11a)式) に対し $U_S(p)$, 送波間隔 $T+T_s$ の区間 ((6.11b)式) に対し $U_L(q)$ とおけば

$$\begin{aligned} U_S(p) &= S_S(p) \cdot \text{conj}[S_S(p-1)] \\ &= 2\exp(j\omega T)\{1 - \cos \omega T\} \end{aligned} \quad (6.12a)$$

$$\begin{aligned} U_L(q) &= S_L(q) \cdot \text{conj}[S_L(q-1)] \\ &= 2\exp(j\omega(T+T_s))\{1 - \cos \omega(T+T_s)\} \end{aligned} \quad (6.12b)$$

をそれぞれ得る。ただし, $\text{conj}[\]$ は複素共役を表す。通常は, 雑音の抑圧のため, この第一相関の結果を加算平均するが, ここでは雑音成分なしと仮定しているので省略している。

二周期法では, さらに位相差の差のベクトルを得るため, (6.12a)式, (6.12b)式に対して, 第二の相関演算 Z_r

$$\begin{aligned} Z_r &= U_L(q) \cdot \text{conj}[U_S(p)] \\ &= 2\exp(j\omega(T+T_s))\{1 - \cos \omega(T+T_s)\} \cdot \text{conj}[2\exp(j\omega T)\{1 - \cos \omega T\}] \\ &= 4\{1 - \cos \omega(T+T_s)\}\{1 - \cos \omega T\}\exp(j\omega T_s) \end{aligned} \quad (6.13)$$

を実施する。(6.13)式により, 振幅値は $4\{1 - \cos \omega(T+T_s)\}\{1 - \cos \omega T\}$, 偏角は

$$\text{Arg}[Z_r] = \text{ATAN2}[\text{Im } Z_r, \text{Re } Z_r] = \omega T_s \quad (6.14)$$

と得られ, (6.14)式の偏角から重心周波数 ω_d

$$\omega_d = \text{ATAN2}[\text{Im } Z_r, \text{Re } Z_r] / T_s \quad (6.15a)$$

あるいはドプラ周波数 f_d

$$f_d = \text{ATAN2}[\text{Im } Z_r, \text{Re } Z_r] / (2\pi T_s) \quad (6.15b)$$

を得る．この超音波パルスの長短それぞれ連続する送波方式において，個別間隔の遅延時間を持つMTIフィルタの構成を用いれば，ドプラ周波数（位相差の差）を正確に得られる．ただし，計測範囲である $-1/2T_s \sim +1/2T_s$ において，周波数 $\pm 1/(T+T_s)$, $\pm 1/T$ およびその倍数周波数は零点であり，(6.13)式の相関の振幅値が零となるから偏角（ドプラ周波数）は得られない．

6.4 計測シミュレーション実験

二周期法において，提案した各MTIフィルタをクラッタ除去のために適用し，ドプラ周波数計測シミュレーションの結果について述べる．簡単のため，MTIフィルタとして一次FIRフィルタを採用する．長短両送波間隔はそれぞれ $T=250\mu s$, $T+T_s=300\mu s$ とする．雑音抑圧のための第一の相関演算の加算回数は長短両送波区間各4回，各方式とも共通としている．このとき $T_s=50\mu s$ であり，計測限界は $\pm 1/(2T_s)=\pm 10\text{ kHz}$ となり，従来の計測範囲 $-2\sim+2\text{ kHz}$ に対し本方式はこの5倍の $-10\sim+10\text{ kHz}$ に拡大する．

そこで，シミュレーション信号には入力ドプラ周波数 $f_d=-10\sim+10\text{ kHz}$ を 20 Hz ごとに与え，二周期法によるドプラ周波数の計測演算を実施する．(6.1)式のモデルドプラ信号の雑音成分 $W(t)$ の実部，虚部には白色雑音を与えた．白色雑音は，正規乱数 $N(0,1)$ により，実部，虚部それぞれ異なる初期値にて発生させている．なお，正規乱数は一様乱数12個から1個演算出力される．得た正規乱数はメモリに蓄え，フレームごとに，ランダム先頭番地から読み出し利用している．計測シミュレーション実験では，初期位相 $\epsilon=0$ ，雑音 $W(t)$ の実効値を一定値 ($|W(t)|=8$) とし，信号の振幅値 $A(t)$ とクラッタの振幅 $C(t)$ を変え，所要の S/N (信号対雑音比) と S/C (信号対クラッタ比) を設定する．なお， $S/N=48\text{ dB}$ の設定 ((6.3)式) のとき，血管壁のクラッタ $C=1596$

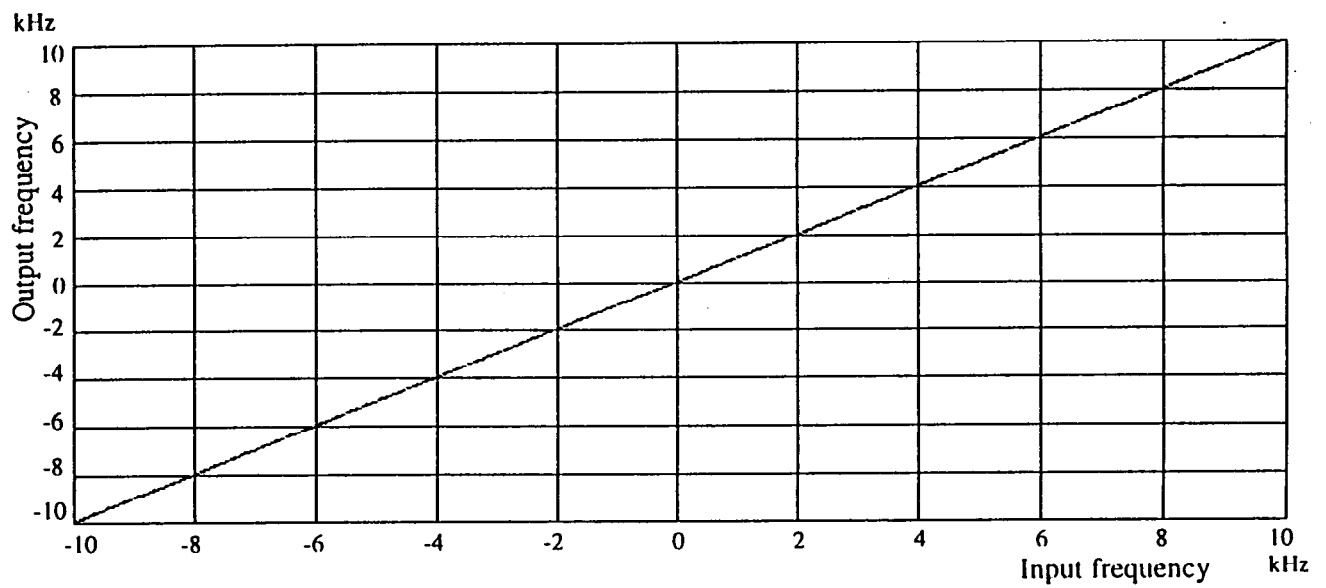


Fig. 6.1 Clutter free performance of the non-equally spaced pulse transmission method when no MTI filter was used. Four of each of the phase difference vectors T and $T+T_s$ are averaged ($T=250\ \mu\text{sec}$, $T+T_s = 300\ \mu\text{sec}$).

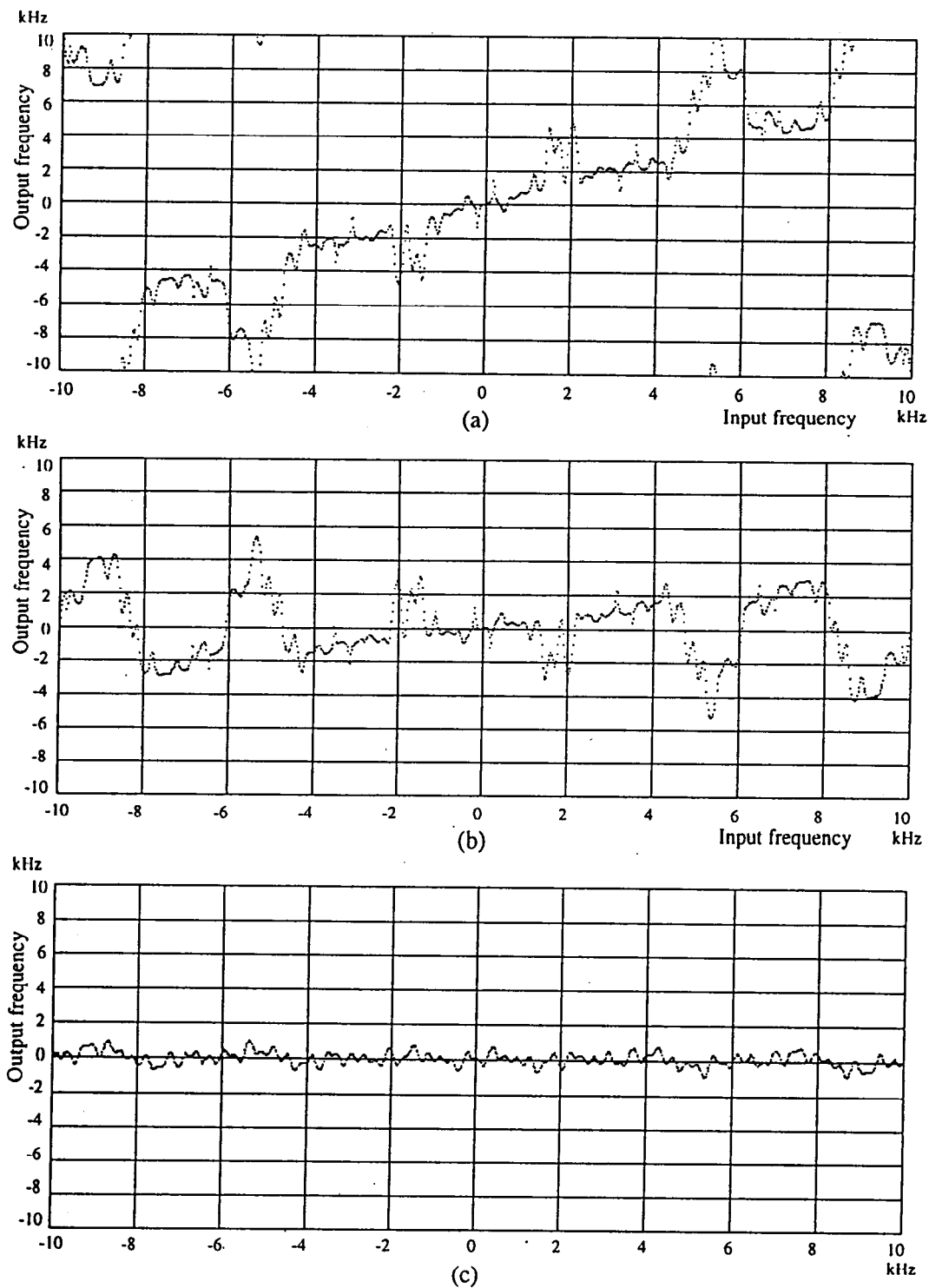


Fig. 6.2 Problem caused by clutter when no MTI filter was used under favorable conditions (i.e., $S/N=48$ dB) in the presence of several instances of clutter : (a) $S/C=2$ dB, (b) $S/C= -2$ dB, and (c) $S/C= -12$ dB.

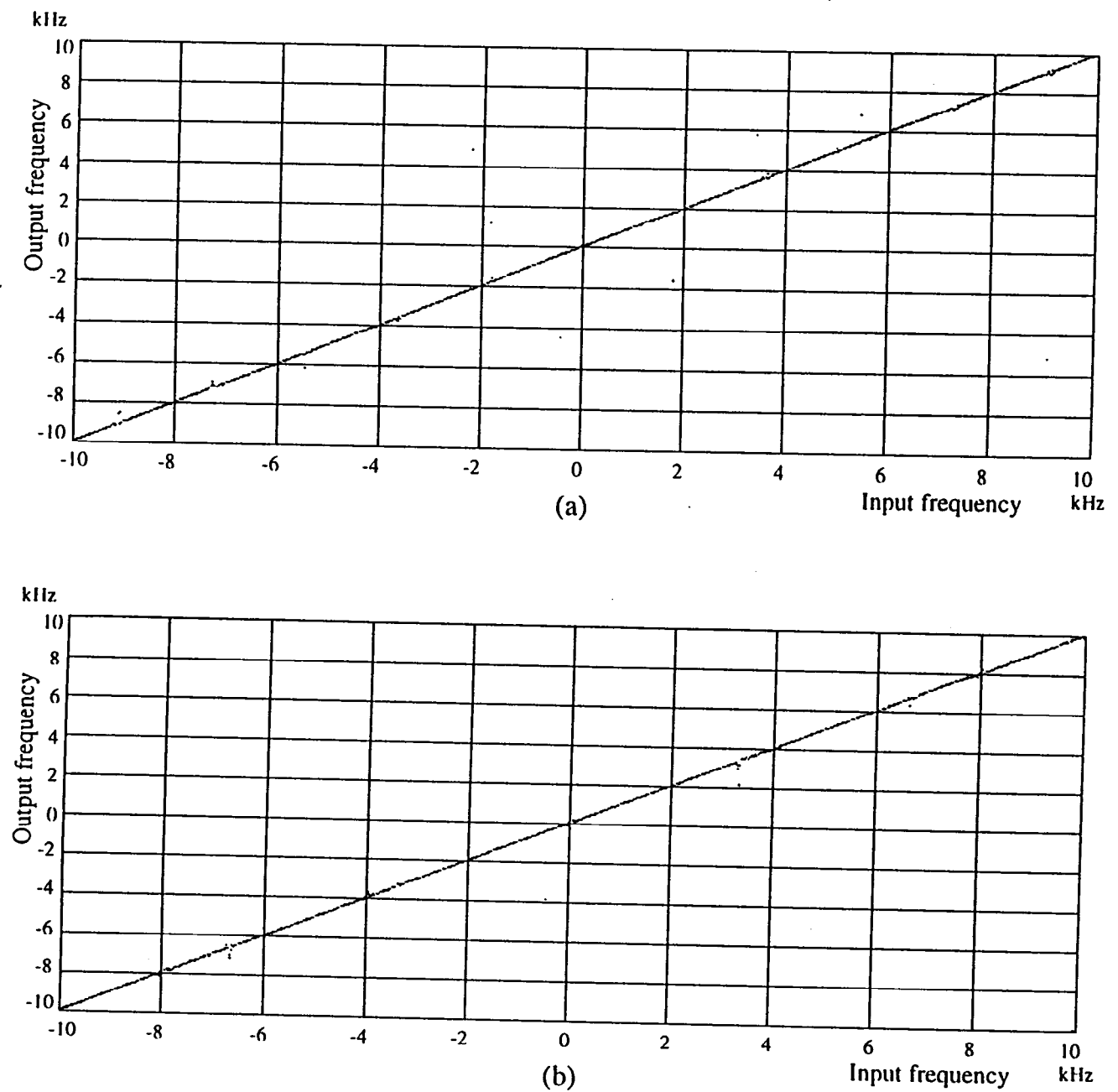


Fig. 6.3 Performance in the presence of weak clutter ($S/C=2$ dB) under favorable conditions ($S/N=48$ dB). Clutter is removed using (a) Sum-PRT-MTI, where $PRT=2T+T_s$ and (b) Respective-PRT-MTI, where $PRT=T$ and $T+T_s$. MTI is the first order FIR filter.

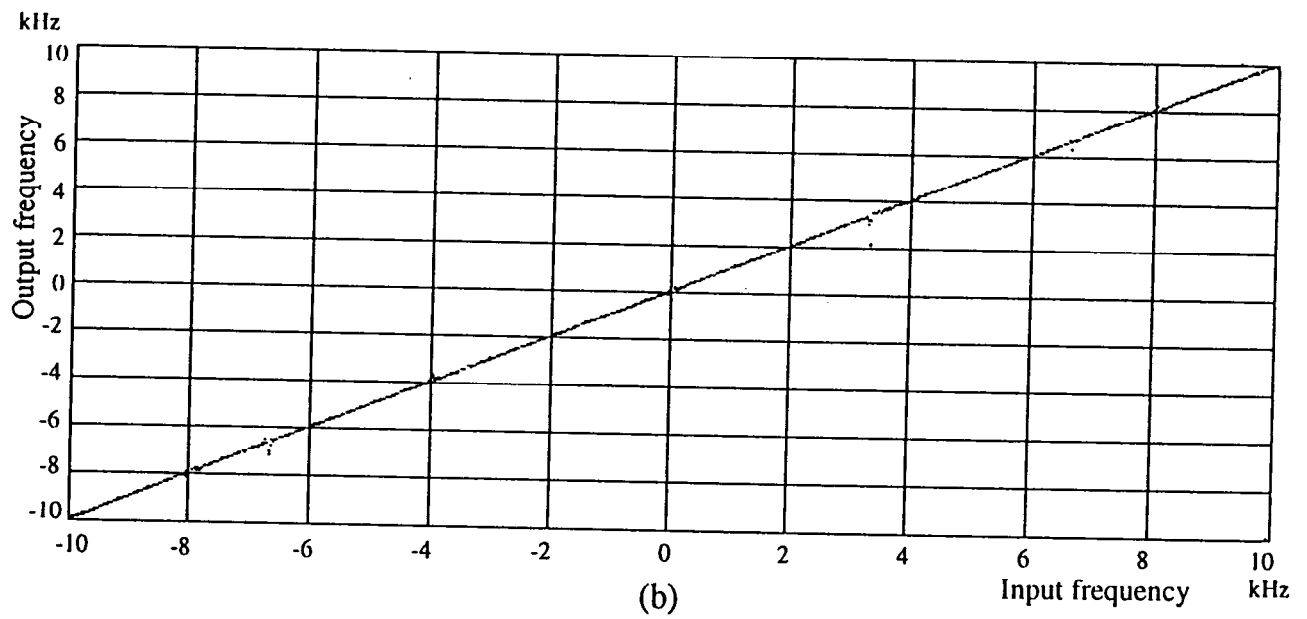
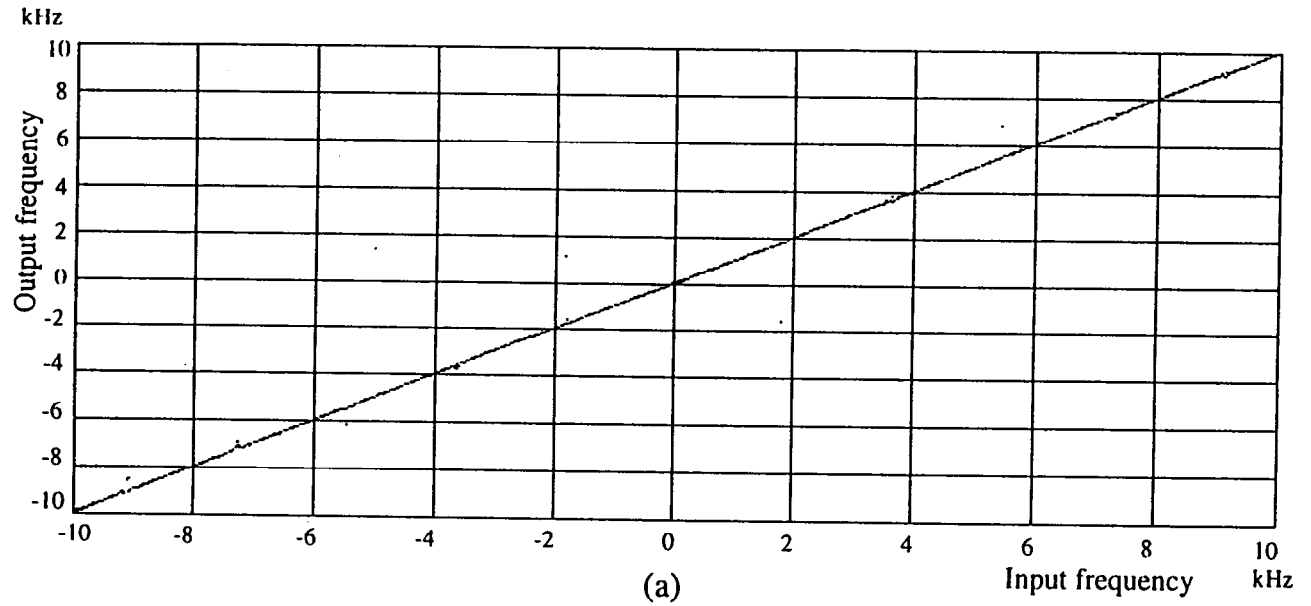


Fig. 6.4 Performance in the presence of strong clutter ($S/C = -36$ dB) under favorable conditions ($S/N = 48$ dB). Clutter has been removed using (a) Sum-PRT-MTI and (b) Respective-PRT-MTI. MTI is the first order FIR filter.

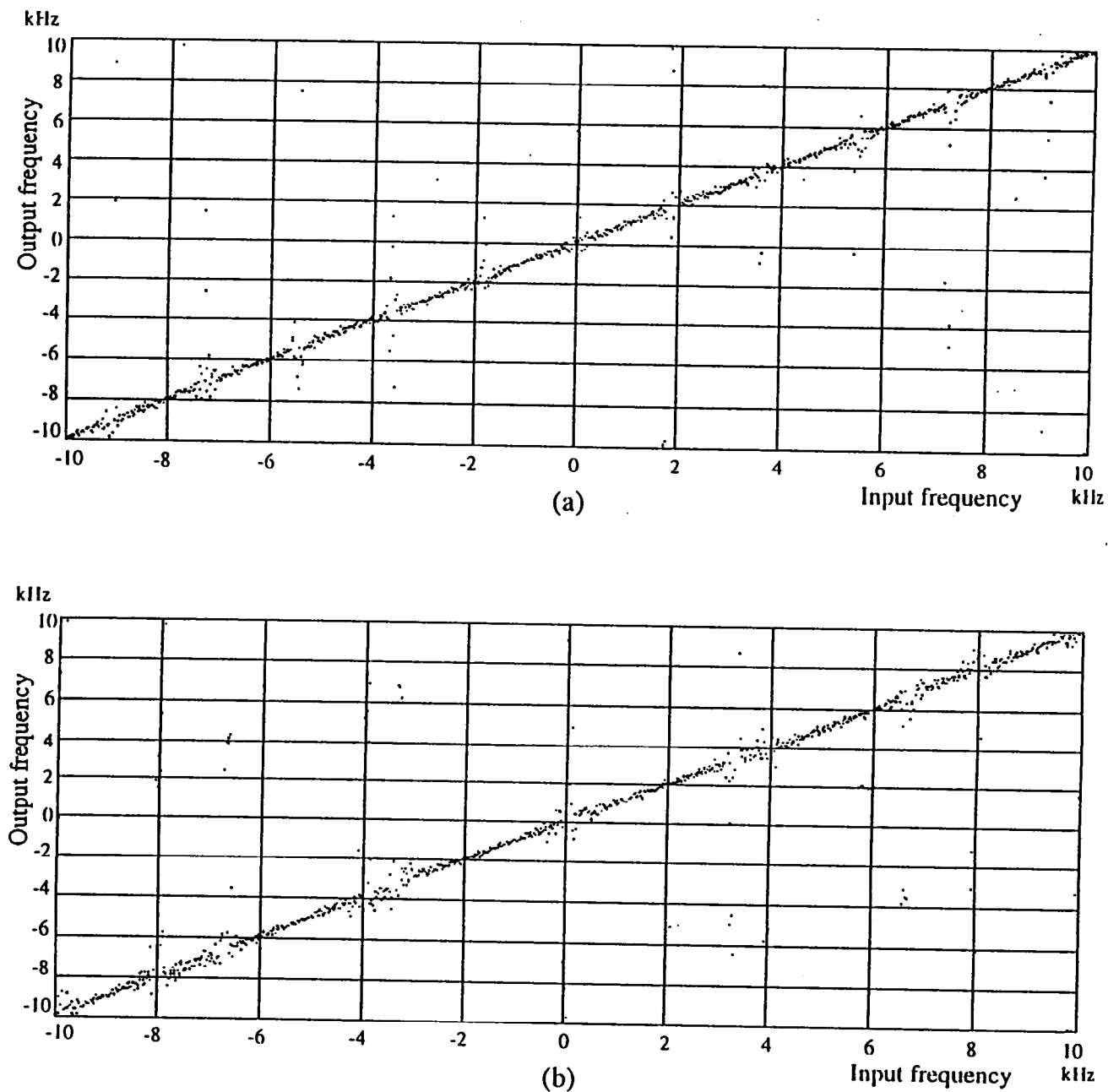


Fig. 6.5 Performance in the presence of strong clutter ($S/C = -36$ dB) when $S/N = 24$ dB.
Clutter has been removed using (a) Sum-PRT-MTI and (b) Respective-PRT-MTI.
MTI is the first order FIR filter.

とすれば、 $S/C=2$ dB、 $C=2529$ では $S/C=-2$ dB、 $C=126791$ では $S/C=-36$ dBの設定 ((6.2)式) になる。以下、図の横軸は入力ドプラ周波数、縦軸は本方式の演算により得た出力のドプラ周波数である。この出力ドプラ周波数が右上がりの対角線上にあれば、対象物体（血球）の運動方向が正しくそして計測精度が良いと言える。

そこでまず、 $S/N=48$ dBにてクラッタの存在しない ($C=0$) 場合は、MTIフィルタを用いなくとも、ドプラ周波数は速度計測限界 ($-10 \sim +10$ kHz) まで方向が正確に計測されている (Fig.6.1)。一方、同様の高 S/N ($S/N=48$ dB) にてMTIフィルタを用いなければ、弱いクラッタが存在する場合 ($S/C=2$ dB)、Fig.6.2(a)に示すように、計測速度の乱れの問題があるほか、速度計測限界内にも拘わらず、方向が正確に計測されない領域が出現する。クラッタが強くなるに従い ($S/C=-2$ dB)、MTIフィルタを用いなければ、ドプラ周波数は計測速度の低下があり、誤差が大きく方向も正確に計測されない問題がある (Fig.6.2(b))。クラッタがさらに強い場合には ($S/C=-12$ dB)、クラッタの周波数（直流信号）が計測されることとなり問題である (Fig.6.2(c))。

これに対し、提案した和間隔あるいは個別間隔のMTIフィルタを用いれば、クラッタが存在しても ($S/C=2$ dB)、 S/N のよい場合 ($S/N=48$ dB)、出力ドプラ周波数が正確に対角線上に得られ、 ± 10 kHzの入力に対し、 ± 10 kHzが得られる (Fig.6.3)。Fig.6.3(a)は和間隔のMTIフィルタによるもので、Fig.6.3(b)は個別間隔のMTIフィルタによるものである。つぎに、同様の高 S/N ($S/N=48$ dB) にてクラッタが強大な場合にも ($S/C=-36$ dB)、変わらず出力ドプラ周波数が正確に対角線上に得られることを確認した (Fig.6.4)。しかしながら、高 S/N にも拘わらず、 S/C にも関係なく、いずれも数箇所対角線上をはずれる明らかな計測誤差が見られる。これはMTIフィルタの零点のせいである。そこで、 $S/C=-36$ dBはそのまま、さらに、 S/N を下げて実験する ($S/N=24$ dB)。この場合の結果は (Fig.6.5)、出力ドプラ周波数はほぼ対角線上に得られるが、計測誤差が生じている箇所がより明瞭である。Fig.6.5(a)は和間隔のMTIフィルタによるもので、Fig.6.5(b)は個別間隔のMTIフィルタによるものである。零点は和間隔MTI法では、 $\pm 1/(2T+T_s) = \pm 1818.2$ Hzごと、すなわち ± 1818.2 Hz, ± 3636.4 Hz, $\pm$

5454.5 Hz, ± 7272.7 Hz, ± 9090.9 Hz の 10 箇所 (Fig.6.6) , 個別間隔MTI法では $\pm 1/T$ および $\pm 1/(T+T_s)$, すなわち ± 3333.3 Hz, ± 4000 Hz, ± 6666.6 Hz, ± 8000 Hz, ± 10000 Hz の 10 箇所 (Fig.6.7) に存在する. Fig.6.3ないしはFig.6.5に見られる計測誤差のある箇所はこの周波数と一致している. 零点の悪影響はS/Nの劣化に応じてより明確となっている. この原因は零点付近にある信号は振幅が著しく減衰するので, (6.9)式および(6.15)式の $\text{ATAN2}[y,x]$ は演算精度が落ち計測が不正確になるからである. 二周期法では, ナイキスト限界を超える速度計測限界の拡大に伴い, 特にMTIフィルタの零点の悪影響が現れ計測が不正確になる点は問題である. 従来のパルスドプラ法ではこのようなことは起きないけれど, 従来方式はナイキスト限界 $\pm 1/2T = \pm 2$ kHzの範囲外では三角関数の周期性により, 折り返しを繰返し生じ, 正しい出力値が得られない (Fig.6.8) .

提案したいずれのMTIフィルタを用いても, 本方式の計測範囲 $-10 \sim +10$ kHz ($-1/(2T_s) \sim +1/(2T_s)$) においてクラッタを除去でき, 設定した($T/T_s=$)5 倍の速度計測限界まで方向が正確に (折り返しを生じることなく) 理論どおり計測されることが確認された.

6.5 各MTIフィルタの特徴と比較⁶⁾

CFM (Color Flow Mapping) では, 超音波パルスを同一方向へ複数回送受し, ビーム上の各深度の血流信号を得, ビームを超音波プローブのアレイ方向へスキャンし, 所要の領域を1フレームの画像とし, 毎秒10フレーム程度の動画像で処理表示する. 位相差ベクトルのパケット内の加算を長短送波区間, 各N回, フィルタの次数Pとするとき, 和間隔MTI法, 個別間隔MTI法は, 所要パケット長が $(N+P)(2T+T_s)$ となる. これに対して, 従来方式のパケット長 $(N+P)T$ と比べると, 表示に際してはFR (Frame Rate) が半分弱になると見込まれるが, CFMへ適用可能である. 表示角度範囲を半分にすれば, 同一FRが得られるからである. なお, 高S/N状況下ではパケット内の加算を各N/2 回に減

Delay Time $Z^{-1} = 2T + T_s$

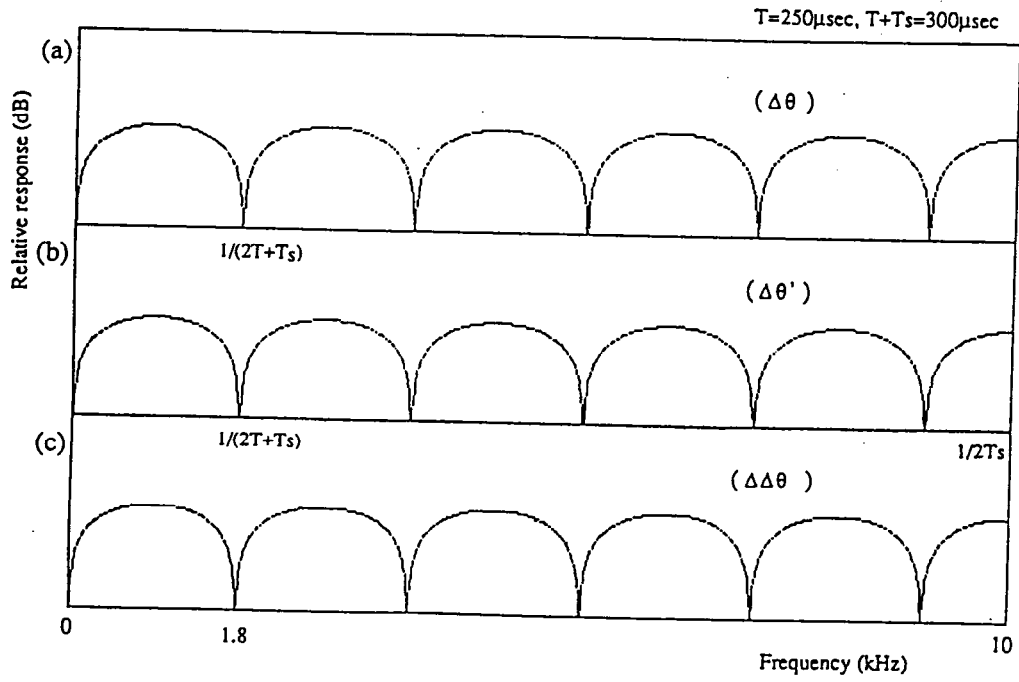


Fig. 6.6 Amplitude responses of Sum-PRT-MTI, where delay time is (a) $2T + T_s$ for $\text{PRT} = T$ and (b) $2T + T_s$ for $\text{PRT} = T + T_s$, also. (c) Synthesized response of (a) and (b).

Delay Time $Z^{-1} = T, T + T_s$

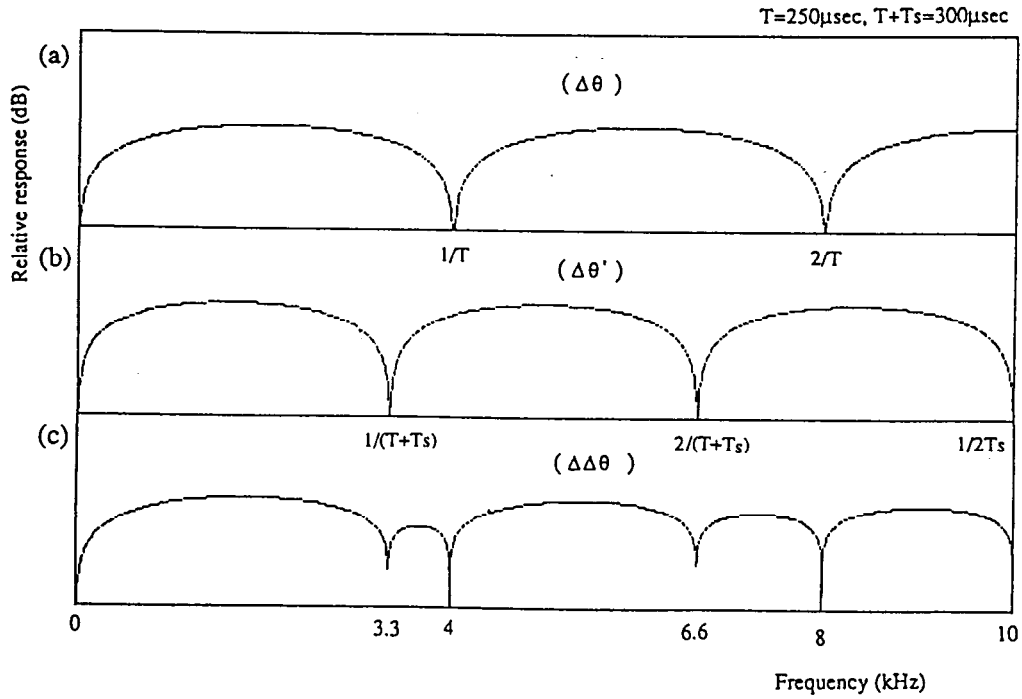


Fig. 6.7 Amplitude responses of Respective-PRT-MTI, where delay time is (a) T for $\text{PRT} = T$, and (b) $T + T_s$ for $\text{PRT} = T + T_s$. (c) Synthesized response of T and $T + T_s$.

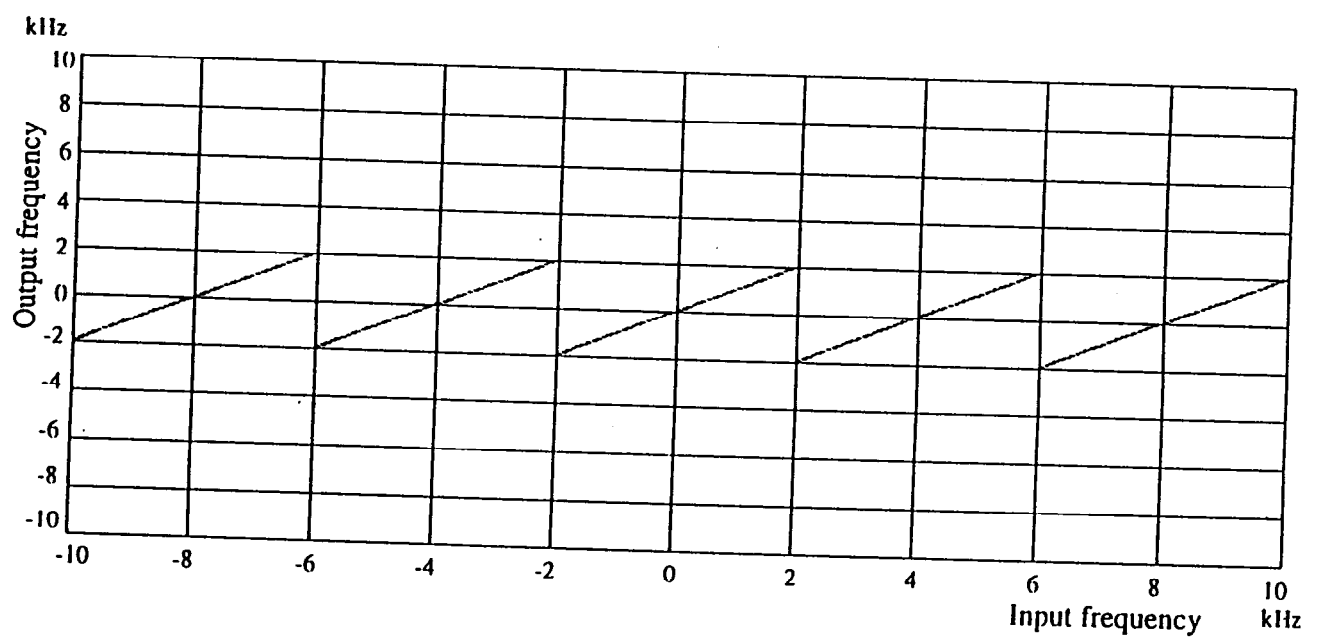


Fig. 6.8 Results obtained with the conventional method. Aliasing occurs outside the interval from $-1/(2T)$ to $+1/(2T)$, because of the periodicity of trigonometric function, where $T=250 \mu\text{sec}$, when $S/C = -36 \text{ dB}$ and $S/N=48 \text{ dB}$.

らせば、表示角度範囲は元のままで、同一FRとなる。しかし、従来のS/Nで同一の加算回数では表示のS/Nは低下する。パケット長は画像の1ピクセルの平均周波数を得るために必要なデータ取得の時間長である。例えば、 $N=4$, $P=1$, $T=250\mu\text{s}$, $T_s=50\mu\text{s}$ のとき1ピクセル当り、通常では、パケット長が $(N+P)T=1.25\text{ ms}$ のところ、 $(N+P)(2T+T_s)=2.75\text{ ms}$ を要する。

つぎに、和間隔MTI法、個別間隔MTI法のフィルタの周波数特性を、フィルタの次数 $P=1$ と仮定し比較する。速度計測範囲が5倍 ($T/T_s=5$) のとき和間隔MTI法は10個の零点が計測範囲中に存在し、その内の2個は (Fig.6.6) 通常計測範囲中 ($-1/2T \sim +1/2T$) の $\pm 1/(2T+T_s)$ に存在する。個別間隔MTI法では10個の零点が、 $\pm 1/T$ および $\pm 1/(T+T_s)$ の各倍数周波数に存在する (Fig.6.7)。したがって、個別間隔MTI法は通常計測範囲 ($-1/2T \sim +1/2T$) では零点が存在せず、従来方式とほぼ同一のフィルタ特性が得られ、通常計測範囲ではその点で有利である。しかし、和間隔MTI法は零点の谷が個別間隔MTI法のそれより急峻なので、信号成分の劣化が少なく計測誤差はより小さい。フィルタの次数を増すことにより、周波数特性はより急峻なものが得られ、計測誤差の改善にはなる。またフィルタの種類により零点の谷の形状が異なり、より急峻なものが得られる。さらにまた相関 (位相差) 演算の加算回数を増せばS/Nは改善されるが、FRに影響が少ない加算回数の検討を要する。なお、零点の位置はフィルタの次数 P には依存しない。和間隔MTI法あるいは個別間隔MTI法のどちらがよりCFMに適するのか、フィルタの種類と次数など、より最適なフィルタは更に検討を要する。

6.6 まとめ

超音波パルスを不等間隔に血流に向け送波し、位相差の差を演算することを特徴とし、ドプラ周波数を計測する二周期法において、クラッタを除去するのに必要なMTIフィルタの各構成法およびその特徴と比較を報告した。

不等間隔送波方式では長短パルスを交互に送波する方式、および、一つのパルス繰返

し間隔で連続して送波後，続いてもう一つのパルス繰返し間隔で送波する方式がある．提案した各MTIフィルタの遅延時間は，前者は和間隔MTI法によりパルスの長短送波の和間隔，後者では個別間隔MTI法により個別の間隔に設定する．

フィルタ動作を位相比較器のモデル信号を用い解析し検証した．ブラインド周波数の問題，測定周波数領域内にMTIフィルタの零点が現れ，その近辺は計測不可領域があることを二周期法の演算方式に関連づけて解析的に明らかにした．また，シミュレーション実験においてもブラインド周波数の問題を確認した．

今後，和間隔MTI法あるいは個別間隔MTI法のどちらがよりCFMに適するのか，最適なMTIフィルタ，装置構成の検討を行い実用化を進めたいと思う．

参考文献

- 1) 滑川孝六，原田烈光，河西千廣：超音波ドップラーによるリアルタイム血流映像装置．電子情報通信学会論文誌D1987；J70-D：1413-1440.
- 2) Katakura K, Nishiyama H, Ogawa T: Preliminary study for non-aliasing pulsed Doppler measurement. *AIUM* 1987: 126.
- 3) Nishiyama H, Katakura K: Non-equally-spaced pulse transmission for non-aliasing ultrasonic pulsed Doppler measurement. *J Acoust Soc Jpn (E)* 1992; **13**: 215-222.
- 4) 西山久司，小川俊雄，片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法(IV) - MTIフィルタ - . 超音波 医学 1989；16 (suppl II)：295-296.
- 5) 西山久司，片倉景義：高限界速パルスドプラ計測法における各種MTIフィルタの構成法．音響学会秋季論文集 1992；1047-1048.
- 6) 西山久司，片倉景義：高限界速パルスドプラ計測法におけるMTIフィルタの一比較検討．音響学会春季論文集 1993；723-724.
- 7) Skolnik MI: *Introduction to Radar Systems*, 2nd Ed: McGRAW-HILL, 1981; Chap.4 MTI and Pulse Doppler Radar: 101-148.

第7章 四種類のパルス繰返し周波数を用いる四周期法による

不等間隔パルス送波方式の信号対雑音比の改善

7.1 はじめに

超音波により生体の血液の流速分布を計測しカラー画像で表示する装置¹⁾（カラードプラ法，CFM，CDFI，あるいはドプラ断層法など略称がある）は広く利用され，心臓病等の迅速な診断に役立っている．しかし，この装置による定量的計測の大きな妨げの一つは測定可能な速さにナイキスト周波数による限界があり，限界以上の高速血流は血流の方向と速度の誤った表示となることである．そのため臨床実施では²⁾，カラードプラ法と連続波ドプラ法（CW 法）を併用し，カラードプラ法により狭窄部位を特定し，CW 法で，5 m/s 以上の高速血流速度を表示確認させ，弁狭窄症などドプラ断層所見を得る．HPRF法³⁾では，このナイキスト周波数の限界を大きくできるが，計測深度・計測速度の不確定性の制約により，パルス繰返し周波数を上げると深度の不確定さが増す．しかし熟練者には，CW 法と同程度の，特定部位の高速血流速度を計測できるので臨床的には有用である．

一方，第5章で提案した二周期法⁴⁾⁵⁾はパルス繰返し周期の設定が T と $T+T_s$ ($T_s \ll T$) のとき，計測深度は従来どおり不確定にならず，計測限界を T/T_s 倍に向上させることが原理的に可能である．例えば， $T=250\ \mu\text{s}$ (4 kHz)， $T+T_s=300\ \mu\text{s}$ (3.33 kHz) のとき，周波数限界が $5(=T/T_s)$ 倍の ± 10 kHz，計測深度 $CT/2 = 1500\ (\text{m/s}) \cdot 250(\mu\text{s})/2 = 18.75\ \text{cm}$ を保ったままにである．しかしながら，信号対雑音比 (S/N) が劣化する上，拡大した計測域にはMTIフィルタの零点付近がブラインド周波数⁶⁾となる問題がある．

本章では，CFMへの適用を前提に，この二周期法が従来同等のS/Nで計測表示できるよう，改善策を検討する．以下，7.2節では二周期法の問題点を例示し，対策の着眼点について述べる．7.3節では4種類のパルス繰返し周期を用いる四周期法を提案し，

ブラインド周波数の問題について解析し、和間隔MTI法あるいは個別間隔MTI法によるどちらのMTIフィルタを用いても、ブラインド周波数の問題が解決可能であることを検証する。また、四周期法のS/N改善方式を提案し、位相差の差のベクトルの加算回数を増加させるための、個別間隔MTI法あるいは和間隔MTI法における演算方式の比較検討をする。さらに、7.4節では四周期法で得られる情報に基づき、従来の位相差のエイリアシングを補正する位相差補正方式によるS/N改善表示策を示す。7.5節の計測シミュレーション実験では、個別間隔MTI法と和間隔MTI法の送波方式につき計測演算誤差の比較を行う。そして、提案した四周期法のS/N改善方式の効果を評価し、位相差補正方式の有用性を考察する。おわりに、本方式のいくつかの適用限界例について示す。

7.2 二周期法の問題点と対策の着眼点

CFM (Color Flow Mapping)では超音波の走査ビームに沿った任意深度の一ピクセルの速度の画像値を得るため、繰返し周期 T で超音波パルスの送受を N 回繰返し、相関値を演算加算し（第一の相関演算と呼ぶ）、相関値の偏角（位相差でありドブラ周波数に比例）をカラー表示する。この時間区間をパケットという。二周期法⁴⁾⁵⁾では、つぎにこれに加えて若干長い繰返し周期 $T+T_s$ の超音波パルスの送受を N 回繰返し、相関値を得て、複素共役積により両相関値の相関演算を実施し（第二の相関演算と呼ぶ）、相関値の偏角（位相差の差でありドブラ周波数に比例）を得る。計測限界は $\pm 1/(2T)$ から $\pm 1/(2T_s)$ に向上するが、従来方式と比べS/Nが低下する。その上、MTIフィルタの零点が拡大した測定周波数領域内に存在するので、その近辺は計測不可領域（ブラインド周波数またはブラインド速度）となる。MTIフィルタは位相信号における固定物体（血管壁など）からの不要信号成分を抑圧するのに必要不可欠であり、前章で述べている。

Fig.7.1とFig.7.2はこの問題点を示す計算機シミュレーション実験結果である。病的心臓の映像を目的に、計測深度は従来のまま計測限界を5倍に向上させるよう、不等間隔

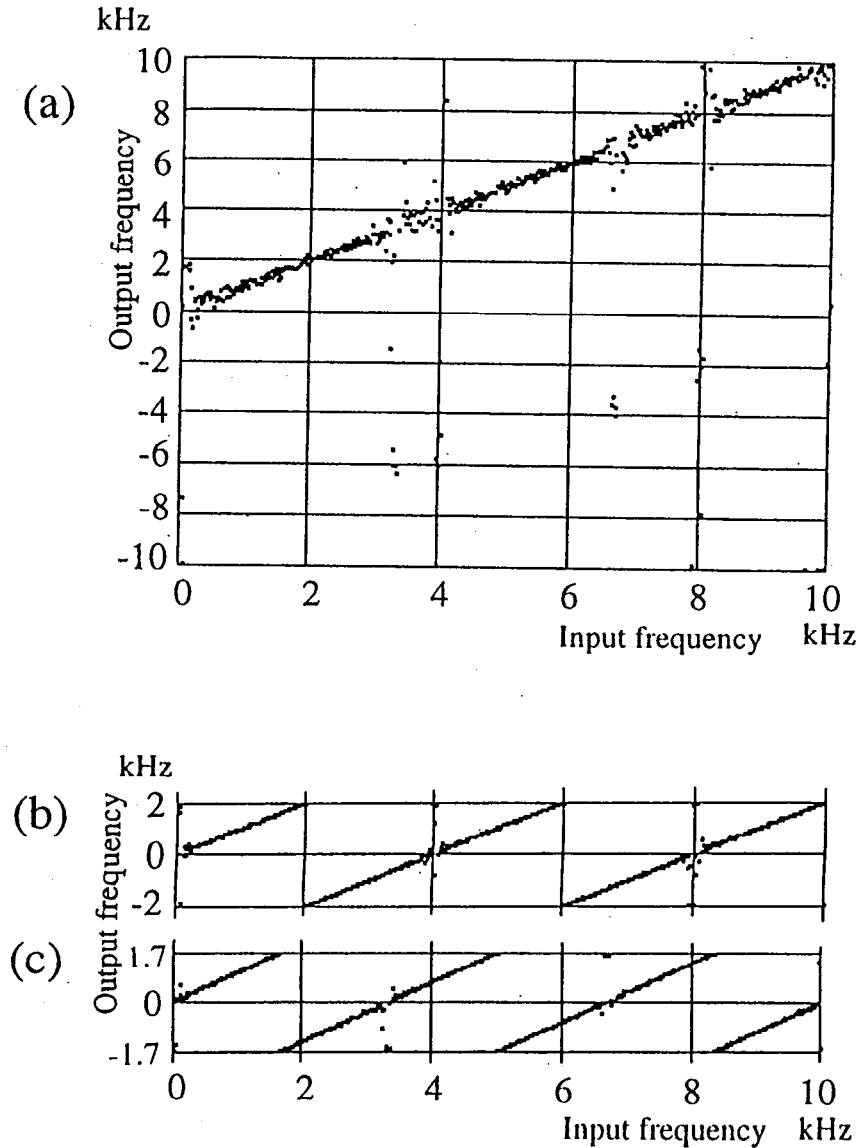


Fig. 7.1 Examples of non-equally spaced pulse transmission method (2-PRT) for $S/N = 24$ dB under the ratio $T/T_s = 5$, $1/T_s = 20$ kHz, where two pulse repetition times are T and $T+T_s$, and each of four phase difference vectors is averaged. Input Doppler frequency is changed from +10 to +9990 Hz in 20 Hz increments. Output Doppler frequency is shown by (a) the difference between two phase differences at lag T_s , the phase differences at (b) lag T , and (c) lag $T+T_s$. A first-order MTI filter is used, in accordance with the respective-PRT-MTI technique.

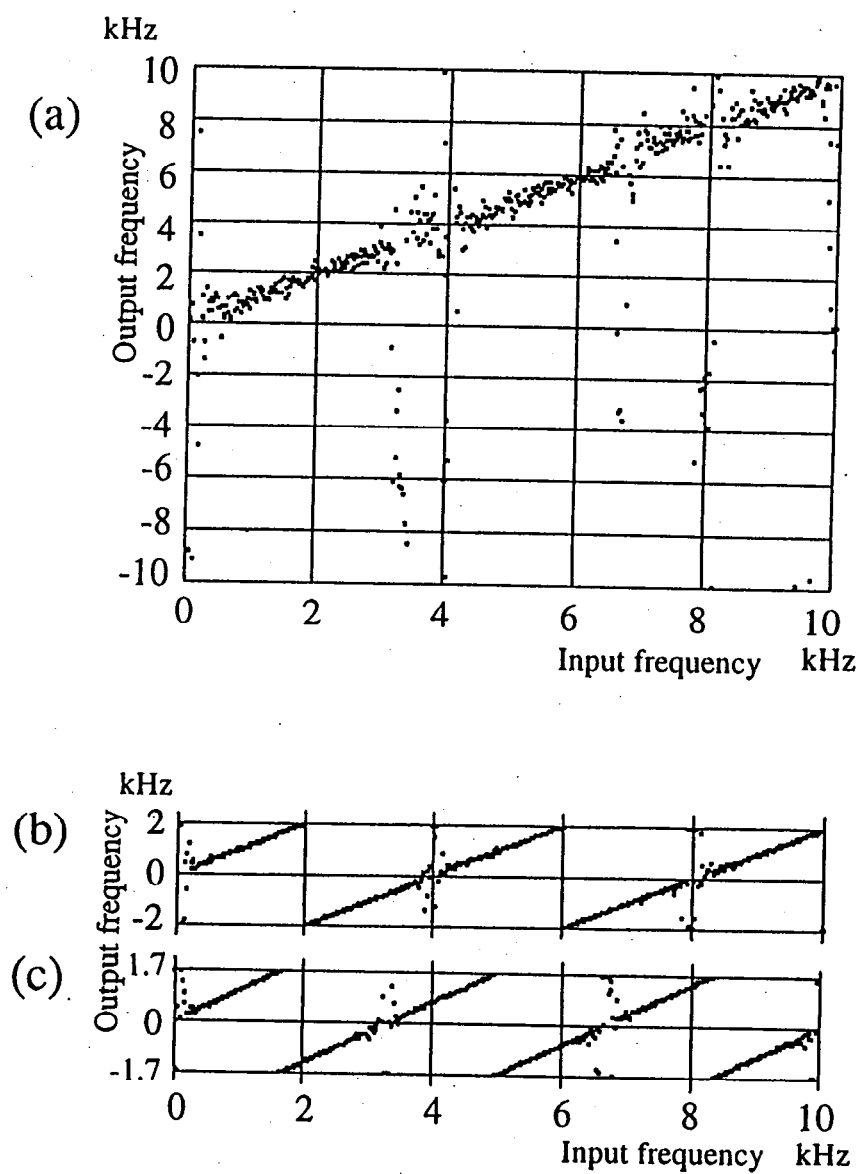


Fig. 7.2 S/N is decreased to only 18 dB. Other conditions remain as in Fig. 7.1.

送波を $T=250\ \mu\text{s}$, $T+T_s=300\ \mu\text{s}$ とし、個別間隔MTI法⁶⁾に基づく1次のMTIフィルタを各送波区間にて使用している。実験では位相比較器の出力に相当する信号を合成し、ドプラ周波数を20 Hzごとに+10~+9990 Hzに推移させる。二周期法の第一の相関演算の加算回数Nは各4回(計8回)であり、第二の相関演算により得た位相差の差を周波数に変換し表示している(Figs.7.1(a), 7.2(a))。併せて、各図の下段(Figs.7.1(b), 7.1(c), 7.2(b), 7.2(c))は第一の相関演算による長短繰返し周期の位相差を周波数に変換し表示している。

入力信号の信号対クラッタ比(S/C)は-36 dBとし、S/Nを24 dB(Fig.7.1)と18 dB(Fig.7.2)に変え比較している。いずれもブラインド周波数近辺で計測誤差が特に増大しているのが分かる。計測範囲の0 Hz~+10 kHzでは0 Hz, 3333.3 Hz, 4000 Hz, 6666.7 Hz, 8000 Hz, 10000 Hzにフィルタの零点が存在するので、その付近がブラインド周波数(測定不可周波数)だからである。Fig.7.2では、入力S/Nの6 dB低下に伴い各計測値の分布の増加が著しい。相関値の相関演算のせいである。

しかしながら、それにも拘わらず第一の相関演算の計測値の分布(Fig.7.1(b), 1(c)とFig.7.2(b), 2(c))には大きな変化は見られない。ところが、S/Nの6 dB低下により繰返し周期Tでは(Fig.7.2(b))、0 Hz, 4000 Hz, 8000 Hz、繰返し周期 $T+T_s$ では(Fig.7.2(c))、0 Hz, 3333.3 Hz, 6666.7 Hz, 10000 Hzの零点周波数付近にはやはり影響があり、精度がより劣化しているのが目立つ。長短繰返し周期の位相差はこのフィルタの零点付近を除けば、計測限界の $1/(2T)=2000\ \text{Hz}$, $6000\ \text{Hz}$ および $1/(2(T+T_s))=1666.7\ \text{Hz}$, $5000\ \text{Hz}$, $8333.3\ \text{Hz}$ で周期的に折り返しを生じながらも、精度良く計測表示されている。

そこで、この長短繰返し周期の位相差のどちらか精度の良いほうを選択し、位相差の差の情報からこの選択した位相差のエイリアシングを補正した上で表示することが可能かどうか、以下試みる。

そのため、7.3節ではブラインド周波数の問題を解決させ、7.4節では位相差を誤りなく補正するエイリアシングの補正方式について検討する。

7.3 多周期法によるブラインド速度の解決

二周期法により速度計測限界の向上するが、MTIフィルタの零点が計測限界内に顕在化する。個別間隔MTI法を用いると $1/T$, $1/(T+T_s)$ の倍数周波数は信号の振幅値が零となることから、位相差演算において複素共役積の振幅値が零点近辺では劣化するので、正確な偏角（ドプラ周波数）は得られない⁶⁾。このブラインド周波数（ブラインド速度）の問題を解決するために多周期法を考案した。超音波パルスの送波方式を工夫し、パケット内でMTIフィルタを組み合わせることで特性の改善を行い、周波数の零点を補償することにより、測定不能周波数を解消させることを検討する。多周期法は二周期法の演算が基本である。以下、第6章の(6.1)式のモデルドプラ信号を用いて解析し、ブラインド周波数の問題が解決可能であることを示す。

7.3.1 三周期法によるブラインド周波数の解消⁶⁾⁷⁾

三周期法では、例えば T , $T+T_s$ と $T+2T_s$ といった T_s ごとに異なる三種類の送波間隔を用いて、超音波パルスの送波を行えば、零点を解消させることができる。 T と $T+T_s$ を第一の組にして交互に複数回送受し、 $T+T_s$ と $T+2T_s$ を第二の組にして交互に複数回送受し、それぞれ位相差の演算加算をする。雑音を抑圧させ、周波数の変動を安定化させるためである。各繰返し周期は T_s の整数倍であり、例えば、 $T/T_s=5$ のとき、 $5T_s$, $6T_s$, $7T_s$ の関係である。MTIフィルタの構成は和間隔MTI法を用いる。すなわち、第一の組に両送波間隔の和である $2T+T_s$ をそして第二の組に $2T+3T_s$ をMTIフィルタの遅延時間として用いる。

このとき、複素ドプラ信号（(6.1)式）にMTIフィルタの演算処理（一次差分）を実施後、二周期法の演算により、第一の組の繰返し周期 T と $T+T_s$ では位相差の差のベクトルを U_a と表せば、

$$U_a = 4|1 - \cos \omega (2T+T_s)|^2 \exp(j \omega T_s) \quad (7.1)$$

を得る（第6章、(6.7)式参照）。このとき、 $1/(2T+T_s)$ の周波数ごとにフィルタに零点が生じ、零点では U_a の振幅値が零となるためドプラ周波数 ω_d は得られない。これ

が和間隔MTI法を用いる二周期法におけるブラインド周波数の問題である。三周期法では、つぎに、第二の組の送波間隔 $T+T_s$ と $T+2T_s$ では位相差の差のベクトルを U_b と表せば、同様に、MTIフィルタの演算処理の実施後、二周期法の第二の相関演算によれば、

$$U_b = 4\{1 - \cos \omega (2T+3T_s)\}^2 \exp(j \omega T_s) \quad (7.2)$$

を得る（第6章、(6.7)式参照）。このときまた、 $1/(2T+3T_s)$ の周波数ごとにフィルタに零点が生じ、 U_b の振幅値が零となるため、零点ではドプラ周波数 ω_d は得られない。

三周期法では、そこで、(7.1)式と(7.2)式を加算演算することにより、すなわち、

$$\begin{aligned} U_a + U_b &= 4\{1 - \cos \omega (2T+T_s)\}^2 \exp(j \omega T_s) + 4\{1 - \cos \omega (2T+3T_s)\}^2 \exp(j \omega T_s) \\ &= 4\{(1 - \cos \omega (2T+T_s))^2 + (1 - \cos \omega (2T+3T_s))^2\} \exp(j \omega T_s) \end{aligned} \quad (7.3)$$

を得る。このとき、これらの零点 $1/(2T+T_s)$ 、 $1/(2T+3T_s)$ は $1/T_s$ の整数倍の周波数以外では互いに一致することはないから、本計測範囲 $-1/(2T_s) \sim +1/(2T_s)$ では、(7.3)式の振幅値が零になることはなく、その偏角からドプラ周波数 ω_d が得られる。ゆえに、フィルタの零点を解消させ、ブラインド周波数の問題が解決可能である。

なお、三周期法では、個別間隔MTI法によるMTIフィルタを用いてもブラインド周波数が残存し、役には立たない。というのは T_s ごとに異なる三種類の繰返し周期 T 、 $T+T_s$ と $T+2T_s$ において、繰返し周期 T 、 $T+T_s$ で用いる個別のMTIフィルタで生じる零点 $1/T$ と $1/(T+T_s)$ 、繰返し周期 $T+T_s$ と $T+2T_s$ で用いる個別のMTIフィルタで生じる零点 $1/(T+T_s)$ と $1/(T+2T_s)$ においては、加算後の位相差の差のベクトルに零点 $1/(T+T_s)$ が共通に存在するので、このブラインド周波数が解消できないからである。

7.3.2 四周期法によるブラインド周波数の解消

四周期法では、例えば T 、 $T+T_s$ 、 $T+2T_s$ と $T+3T_s$ といった T_s ごとに異なる四種類の繰返し周期で超音波パルスの送波を行なう。雑音を抑圧させ、周波数の変動を安定化させるためそれぞれ複数回送受し、各繰返し周期の平均位相差ベクトルを得て、さらにそのベクトル間の相関値を得るために複素共役積演算を実施する。MTIフィルタの構成は個別間隔MTI法、和間隔MTI法のいずれも可能である。

まず、和間隔MTI法を用いる場合、繰返し周期 T と $T+T_s$ を交互に複数回送受し、続い

て $T+2T_s$ と $T+3T_s$ を交互に複数回送受する．MTIフィルタの遅延時間は第一の組の繰返し周期 T と $T+T_s$ では、両繰返し周期の和 $2T+T_s$ 、第二の組の $T+2T_s$ と $T+3T_s$ ではその和 $2T+5T_s$ をそれぞれ用いる．このとき、ドプラ信号 ((6.1) 式) に対してMTIフィルタの演算処理後、二周期法の演算により、第一の組の繰返し周期 T と $T+T_s$ では第一の相関演算による位相差ベクトルをそれぞれ U_e 、 U_o で表せば、

$$U_e = 2\{1 - \cos \omega (2T+T_s)\} \exp(j \omega T) \quad (7.4a)$$

$$U_o = 2\{1 - \cos \omega (2T+T_s)\} \exp(j \omega (T+T_s)) \quad (7.4b)$$

を得る（第6章、(6.6a), (6.6b) 式参照）．二周期法では、さらに位相差の差のベクトルを U_A と表せば、 U_A を得るため、(7.4a), (7.4b) 式に対して第二の相関演算

$$\begin{aligned} U_A &= U_o \cdot \text{conj}[U_e] \\ &= 4\{1 - \cos \omega (2T+T_s)\}^2 \exp(j \omega T_s) \end{aligned} \quad (7.5)$$

を実施する．ただし、 $\text{conj}[]$ は複素共役を表す．この結果、 $1/(2T+T_s)$ の倍数周波数はフィルタの零点が生じ、零点では(7.5)式の U_A の振幅値が零となるためドプラ周波数 ω_d は得られない．これが和間隔MTI法を用いる二周期法におけるブラインド周波数の問題である．なお、通例第一の相関演算において、送波回数に対応して複数個の（ N 個の）位相差ベクトルを加算するところ、省略している．以下の第一の相関演算においても同様で、位相差ベクトルの加算は省略する．

さて四周期法では、第二の組の繰返し周期 $T+2T_s$ と $T+3T_s$ における第一の相関演算による位相差ベクトルをそれぞれ U_{e2} 、 U_{o2} で表せば、

$$U_{e2} = 2\{1 - \cos \omega (2T+5T_s)\} \exp(j \omega (T+2T_s)) \quad (7.6a)$$

$$U_{o2} = 2\{1 - \cos \omega (2T+5T_s)\} \exp(j \omega (T+3T_s)) \quad (7.6b)$$

を得る（第6章、(6.6a), (6.6b) 式参照）．同様に位相差の差のベクトルを U_B と表せば、さらに U_{e2} と U_{o2} との第二の相関演算により

$$\begin{aligned} U_B &= U_{o2} \cdot \text{conj}[U_{e2}] \\ &= 4\{1 - \cos \omega (2T+5T_s)\}^2 \exp(j \omega T_s) \end{aligned} \quad (7.7)$$

が得られる．ここでは、 $1/(2T+5T_s)$ の倍数周波数にフィルタの零点が生じ、零点で

は(7.7) 式の U_B の振幅値が零となるためドプラ周波数 ω_d が得られない。しかしながら、四周期法では、(7.5) 式と(7.7) 式を加算演算することにより、すなわち、

$$U_A + U_B = 4\{1 - \cos \omega (2T + T_s)\}^2 + \{1 - \cos \omega (2T + 5T_s)\}^2 \exp(j \omega T_s) \quad (7.8)$$

を得る。これらの零点、 $1/(2T + T_s)$ および $1/(2T + 5T_s)$ の倍数周波数は、 $1/T_s$ の整数倍の周波数以外では互いに一致することはない。したがって、本周波数計測範囲 $-1/(2T_s) \sim +1/(2T_s)$ では、(7.8) 式の振幅値が零になることはないので、その偏角からドプラ周波数 ω_d が得られる。ゆえに、和間隔MTI法を用いた四周期法により零点を解消させ、ブラインド周波数の問題を解決することが可能である。

つぎに、個別間隔MTI法を用いる場合、繰返し周期 T 、 $T + T_s$ 、 $T + 2T_s$ と $T + 3T_s$ をそれぞれ複数回送受する。そして、それぞれの繰返し周期 T 、 $T + T_s$ 、 $T + 2T_s$ そして $T + 3T_s$ が各送波区間にてMTIフィルタの個別の遅延時間となる。このとき、繰返し周期 T と $T + T_s$ では、第一の相関演算による位相差ベクトルをそれぞれ U_S 、 U_L で表せば、

$$U_S = 2\{1 - \cos \omega T\} \exp(j \omega T) \quad (7.9a)$$

$$U_L = 2\{1 - \cos \omega (T + T_s)\} \exp(j \omega (T + T_s)) \quad (7.9b)$$

を得る（第6章、(6.12a)、(6.12b) 式参照）。二周期法ではさらに(7.9a)、(7.9b) 式に対する第二の相関演算による位相差の差のベクトルを U_C と表せば、

$$\begin{aligned} U_C &= U_L \cdot \text{conj}[U_S] \\ &= 4\{1 - \cos \omega (T + T_s)\} \{1 - \cos \omega T\} \exp(j \omega T_s) \end{aligned} \quad (7.10)$$

を得る。このとき、 $1/T$ と $1/(T + T_s)$ の倍数周波数がそれぞれ零点になる。この零点ではドプラ周波数 ω_d が得られない。これが個別間隔MTI法を用いる二周期法におけるブラインド周波数の問題である。

さて四周期法では、つづく繰返し周期 $T + 2T_s$ と $T + 3T_s$ における第一の相関演算による位相差ベクトルをそれぞれ U_{S2} 、 U_{L2} で表せば、

$$U_{S2} = 2\{1 - \cos \omega (T + 2T_s)\} \exp(j \omega (T + 2T_s)) \quad (7.11a)$$

$$U_{L2} = 2\{1 - \cos \omega (T + 3T_s)\} \exp(j \omega (T + 3T_s)) \quad (7.11b)$$

を得る（第6章、(6.12a)、(6.12b) 式参照）。同様に、位相差の差のベクトルを U_d と表

せば, U_{S2} と U_{L2} との第二の相関演算により

$$\begin{aligned} U_d &= U_{L2} \cdot \text{conjg}[U_{S2}] \\ &= 4\{1 - \cos \omega (T+3T_s)\} \{1 - \cos \omega (T+2T_s)\} \exp(j \omega T_s) \end{aligned} \quad (7.12)$$

が得られる。このとき, $1/(T+2T_s)$ と $1/(T+3T_s)$ の倍数周波数に零点が生じ振幅値が零になる。そのせいで(7.12)式において, この零点ではドブラ周波数 ω_d が得られない。

しかしながら, 四周期法では, 加算平均値を U_{cd} と表し, (7.10)式と(7.12)式を加算平均演算することにより, すなわち,

$$\begin{aligned} U_{cd} &= (U_c + U_d) / 2 \\ &= 2\{1 - \cos \omega (T+T_s)\} \{1 - \cos \omega T\} \\ &\quad + \{1 - \cos \omega (T+3T_s)\} \{1 - \cos \omega (T+2T_s)\} \exp(j \omega T_s) \end{aligned} \quad (7.13)$$

を得る。これらの零点 $1/T$, $1/(T+T_s)$, $1/(T+2T_s)$, $1/(T+3T_s)$ は $1/T_s$ の整数倍の周波数以外では互いに一致することはないから, (7.13)式右辺の振幅項が零になることはない。なぜなら, 例えば $T/T_s=5$ の設定では, 振幅値は $2\{1 - \cos \omega (6T_s)\} \{1 - \cos \omega (5T_s)\} + \{1 - \cos \omega (8T_s)\} \{1 - \cos \omega (7T_s)\}$ であり, この振幅値が零となるのは $\omega = 2\pi n / T_s$ (n : 整数), ω が $1/T_s$ の整数倍の周波数のときである。したがって, 本計測範囲 $-1/(2T_s) \sim +1/(2T_s)$ では(7.13)式の振幅値が零になることはないので, 偏角からドブラ周波数 ω_d が得られる。ゆえに, 個別間隔MTI法を用いた四周期法によっても和間隔MTI法を用いた四周期法と同様, やはり零点を解消させブラインド周波数の問題を解決できる。

以上, 一次差分のMTIフィルタで解析し検証したが, 本方式によればMTIフィルタの種類と次数に関係なく, ブラインド周波数は解消することは明らかである。

7.3.3 個別間隔MTI法を用いた四周期法におけるS/N改善

個別間隔MTI法を用いた四周期法では, S/N改善の観点から, 繰返し周期 $T+T_s$ と $T+2T_s$ に対する位相差の差のベクトルをも得て加算することができる。その位相差の差のベクトルを U_e と表せば, (7.9b), (7.11a)式を用いて, U_{S2} と U_L との第二の相関演算により, すなわち,

$$U_e = U_{S2} \cdot \text{conjg}[U_L]$$

$$= 4\{1 - \cos \omega (T+T_s)\} \{1 - \cos \omega (T+2T_s)\} \exp(j \omega T_s) \quad (7.14)$$

が得られる。そこで、(7.10) 式、(7.12) 式と(7.14) 式を加算平均し、加算平均値を U_{cde} と表せば、すなわち、

$$\begin{aligned} U_{cde} &= (U_c + U_d + U_e) / 3 \\ &= (4/3) \{ (1 - \cos \omega (T+T_s))(1 - \cos \omega T) + (1 - \cos \omega (T+3T_s))(1 - \cos \omega (T+2T_s)) \\ &\quad + (1 - \cos \omega (T+2T_s))(1 - \cos \omega (T+T_s)) \} \exp(j \omega T_s) \end{aligned} \quad (7.15)$$

を得る。加算により振幅項が加算回数分だけ増加するので、雑音抑圧効果が期待できる。なお、雑音項は省略し解析しているが、対する白色雑音成分は加算回数の平方根で増加するからである。理論的には、白色雑音は時間 T_s 離れれば無相関であり、したがって本演算における雑音成分は零だが、加算回数が有限なので、雑音値が存在することになる。

さらに、四周期法の個別間隔MTI法における送波方式を考察すれば、繰返し周期の差の2倍の位相差の差のベクトルをも得られる。繰返し周期 T と $T+2T_s$ 間、および繰返し周期 $T+T_s$ と $T+3T_s$ 間、での差の $2T_s$ に関してである。ただし、正確な（折り返しのない）計測範囲は繰返し周期 T_s のそのの半分、 $-1/(4T_s) \sim +1/(4T_s)$ である。そこで、(7.15) 式から得られる偏角を $\Delta \Delta \theta_r(T_s)$ と表せば、

$$\begin{aligned} \Delta \Delta \theta_r(T_s) &= \text{Arg}[U_{cde}] = \text{ATAN2}[\text{Im } U_{cde}, \text{Re } U_{cde}] \\ &= 2\pi f_d T_s \end{aligned} \quad (7.16)$$

と得られる。ただし、 $\text{Re } U_{cde}$ は U_{cde} の実部、 $\text{Im } U_{cde}$ は虚部である。また、 $\text{ATAN2}[y, x]$ は引き数の符号の考慮により、数学関数 $\tan^{-1}(y/x)$ が $\pm \pi$ (rad) の範囲で求まる計算機ルーチン名である。さて、この偏角 $\Delta \Delta \theta_r(T_s)$ を参照値として、繰返し周期 $2T_s$ の位相差の差のベクトルの折り返しを補正し、 T_s のベクトルに変換後(7.15) 式に加算しS/N改善を図ることが考えられる。なお、繰返し周期の差の3倍、繰返し周期 T と $T+3T_s$ 間の差 $3T_s$ の位相差の差のベクトルをも得て折り返しを補正後、 T_s のベクトルに変換後加算することは可能だが、利点は多くないと思われる。

以下、この方式に関して(7.15) 式～(7.23) 式にしたがって説明する。すなわち、第二の相関演算により、繰返し周期 T と $T+2T_s$ 間の時間差 $2T_s$ の位相差の差のベクトルを U_p

と表せば, (7.9a), (7.11a) 式を用いて

$$\begin{aligned} U_p &= U_{S2} \cdot \text{conj}[U_S] \\ &= 4\{1 - \cos \omega (T+2T_s)\} \{1 - \cos \omega T\} \exp(j \omega 2T_s) \end{aligned} \quad (7.17a)$$

また, 繰返し周期 $T+T_s$ と $T+3T_s$ 間の時間差 $2T_s$ の位相差の差のベクトルを U_q と表せば, (7.9b), (7.11b) 式を用いて

$$\begin{aligned} U_q &= U_{L2} \cdot \text{conj}[U_L] \\ &= 4\{1 - \cos \omega (T+3T_s)\} \{1 - \cos \omega (T+T_s)\} \exp(j \omega 2T_s) \end{aligned} \quad (7.17b)$$

がそれぞれ得られる. このとき, $1/T$, $1/(T+2T_s)$, $1/(T+T_s)$ と $1/(T+3T_s)$ の倍数周波数は零点である. 目標周波数が零点に一致すれば, (7.17a) 式と(7.17b) 式の振幅値がそれぞれ零になるので, この零点ではドブラ角周波数 ω_d が得られない. そこで, (7.17a) 式と(7.17b) 式の加算平均値を U_{pq} で表し, 両式を加算平均演算すれば, すなわち,

$$\begin{aligned} U_{pq} &= (U_p + U_q) / 2 \\ &= A_{pq} \cdot \exp(j \omega 2T_s) \end{aligned} \quad (7.18a)$$

where

$$A_{pq} = 2\{ (1 - \cos \omega (T+2T_s))(1 - \cos \omega T) + (1 - \cos \omega (T+3T_s))(1 - \cos \omega (T+T_s)) \} \quad (7.18b)$$

を得る. この零点 $1/T$, $1/(T+2T_s)$, $1/(T+T_s)$ と $1/(T+3T_s)$ は $1/T_s$ の整数倍の周波数以外では互いに一致はしないので, 零点の悪影響が緩和される. したがって, $-1/(2T_s) \sim +1/(2T_s)$ の範囲で振幅項 A_{pq} が零になることはない.

ここで, U_{pq} の偏角を $\Delta \Delta \theta_r(2T_s)$ と表せば,

$$\begin{aligned} \Delta \Delta \theta_r(2T_s) &= \text{Arg}[U_{pq}] = \text{ATAN2}[\text{Im } U_{pq}, \text{Re } U_{pq}] \\ &= 2 \pi f_d 2T_s \end{aligned} \quad (7.19)$$

で与えられる. (7.19) 式のドブラ周波数 f_d は $\pm 1/(4T_s)$ を越えるとエイリアシングを生じるので, このまま U_{pq} を(7.15) 式に加算しS/N改善を図ることはできない. 同じ速度の計測に対し $\Delta \Delta \theta_r(2T_s)$ は $\Delta \Delta \theta_r(T_s)$ に較べて位相が2倍回転しているからである. そのためには, $\Delta \Delta \theta_r(T_s)$ ((7.16) 式)を参照値として $\Delta \Delta \theta_r(2T_s)$ のエイリアシングを補正した上で位相を変更し, 位相ベクトルに変換後(複素数値), 加算すれば可能である. すなわち,

$$U_{re} = (\operatorname{Re} 3U_{cde} + 2A_{pq} \cdot \cos \theta_r) / 5 \quad (7.20a)$$

$$U_{im} = (\operatorname{Im} 3U_{cde} + 2A_{pq} \cdot \sin \theta_r) / 5 \quad (7.20b)$$

where

$$\theta_r = \Delta\Delta\theta_r(2T_s) / 2 \quad \text{for } \Delta\Delta\theta_r(T_s) \cdot \Delta\Delta\theta_r(2T_s) \geq 0 \quad (7.21a)$$

$$= \Delta\Delta\theta_r(2T_s) / 2 + \pi \quad \text{for } \Delta\Delta\theta_r(T_s) \geq 0 \ \& \ \Delta\Delta\theta_r(2T_s) < 0 \quad (7.21b)$$

$$= \Delta\Delta\theta_r(2T_s) / 2 - \pi \quad \text{for } \Delta\Delta\theta_r(T_s) < 0 \ \& \ \Delta\Delta\theta_r(2T_s) \geq 0 \quad (7.21c)$$

と実施すればよい。(7.21a) 式の条件を満たす場合、 $\Delta\Delta\theta_r(2T_s)$ は $\Delta\Delta\theta_r(T_s)$ と同一方向に存在するので位相変更の処理のみでよい。(7.21b) 式の条件を満たす場合 $\Delta\Delta\theta_r(2T_s)$ が負方向に一度のエイリアシングを生じることを補正し、(7.21c) 式の条件を満たす場合 $\Delta\Delta\theta_r(2T_s)$ が正方向に一度のエイリアシングを生じることを補正し、位相の変換処理を行う必要がある。この補正変換処理は $\Delta\Delta\theta_r(T_s)$ が $\pi/4$ 程度の正確さがあれば正しく働く。

最終的に得る偏角 $\Delta\Delta\theta_{gr}$ と表せば、(7.20a) 式、(7.20b) 式から

$$\begin{aligned} \Delta\Delta\theta_{gr} &= \operatorname{Arg}[U_{im}/U_{re}] = \operatorname{ATAN2}[U_{im}, U_{re}] \\ &= 2\pi f_d T_s \quad \text{for } (U_{re}^2 + U_{im}^2)^{1/4} \geq P_{am} \end{aligned} \quad (7.22a)$$

$$= \Delta\Delta\theta_{0r} \quad \text{otherwise} \quad (7.22b)$$

と得られる。なお、 $1/T_s$ の整数倍の周波数の近辺では、MTIフィルタのせいで振幅成分 $(U_{re}^2 + U_{im}^2)^{1/4}$ が減衰し、 $\operatorname{ATAN2}$ の精度が悪化し $\Delta\Delta\theta_{gr}$ に大誤差が発生することを避けるため、振幅域値 P_{am} により既知の値 $\Delta\Delta\theta_{0r}$ を与え区別する。

したがって、四周期法によるドプラ周波数 f_d は(7.22a) 式から

$$f_d = \Delta\Delta\theta_{gr} / (2\pi T_s) \quad (7.23)$$

と得られる。

結局、位相差の差のベクトルの加算回数は5回に相当し、(7.13) 式と比べれば、2.5倍 ((7.15) 式と比べれば、1.7倍) 増加するのでS/Nの改善が図れる。その上使用するデータの packets 長は増加しないのは利点である。ただし、S/Nの劣化に応じて(7.16) 式の $\Delta\Delta\theta_r(T_s)$ が不正確となると(7.21) 式の変換が誤差を生むので限界になる。

パケット内における演算処理方式を工夫し、FR (Frame Rate[fr/s]) に影響がないよ

うにしなければならない。(7.15) 式と(7.18) 式は並列に演算可能なので回路を余分に設ければ、処理時間は伸びない。しかし、補正変換処理 ((7.20a) 式～(7.21c) 式) は $\Delta\Delta\theta_r(T_s)$ を得た後の処理となるので、処理時間短縮の工夫の必要がある。そのために、 θ の値は $\Delta\Delta\theta_r(T_s)$ と $\Delta\Delta\theta_r(2T_s)$ との関係を予め演算しメモリに記憶しておけば良い。入力値である $\Delta\Delta\theta_r(2T_s)$ の変化域は $[-2\pi, +2\pi]$ 、 $\Delta\Delta\theta_r(T_s)$ の変化域は $[-\pi, +\pi]$ であり、出力値 θ の変化域は $[-\pi, +\pi]$ である。しかし、(7.20) 式の演算時間の増加は避けられない。

7.3.4 和間隔MTI法を用いた四周期法におけるS/N改善

同様のS/N改善方式が和間隔MTI法においても可能である。個別間隔MTI法とは若干異なる点もあるので、重複するが、以下説明する。

和間隔MTI法を省みれば、やはり繰返し周期 $T+T_s$ と $T+2T_s$ との位相差の差のベクトルをも得て加算しS/N改善することができる。その位相差の差のベクトルを U_C と表せば、 U_C を得るため、(7.4b)、(7.6a) 式に対して第二の相関演算を実施すれば、すなわち、

$$\begin{aligned} U_C &= U_{e2} \cdot \text{conjg}[U_o] \\ &= 4\{1 - \cos \omega(2T+T_s)\} \{1 - \cos \omega(2T+5T_s)\} \exp(j\omega T_s) \end{aligned} \quad (7.24)$$

を得る。加算平均値を U_{ABC} と表し、(7.5) 式、(7.7) 式と(7.24) 式を加算平均すれば、すなわち、

$$\begin{aligned} U_{ABC} &= (U_A + U_B + U_C) / 3 \\ &= (4/3) \{ (1 - \cos \omega(2T+T_s))^2 + (1 - \cos \omega(2T+5T_s))^2 \\ &\quad + (1 - \cos \omega(2T+T_s))(1 - \cos \omega(2T+5T_s)) \exp(j\omega T_s) \} \end{aligned} \quad (7.25)$$

を得る。振幅値が増加するので、雑音抑圧効果が期待できる。

さらに、繰返し周期の差の2倍、 T と $T+2T_s$ の差および $T+T_s$ と $T+3T_s$ の差、 $2T_s$ の位相差の差のベクトルも得られる。このとき折り返しのない計測範囲は繰返し周期 T_s のその半分、 $-1/(4T_s) \sim +1/(4T_s)$ である。そこで、 U_{ABC} の偏角を $\Delta\Delta\theta_s(T_s)$ と表せば、

$$\begin{aligned} \Delta\Delta\theta_s(T_s) &= \text{Arg}[U_{ABC}] = \text{ATAN2}[\text{Im } U_{ABC}, \text{Re } U_{ABC}] \\ &= 2\pi f_d T_s \end{aligned} \quad (7.26)$$

を得る。この偏角 $\Delta\Delta\theta_s(T_s)$ を参照値として、繰返し周期 $2T_s$ の位相差の差のベクトル

の折り返しを補正し、 T_s のベクトルに変換後、(7.25) 式に加算できる。

すなわち、繰返し周期 T と $T+2T_s$ における時間差 $2T_s$ の位相差の差のベクトルを U_f 、また、 $T+T_s$ と $T+3T_s$ における位相差の差のベクトルを U_g と表せば、第二の相関演算により、(7.4a)、(7.6a) 式を用いて、

$$\begin{aligned} U_f &= U_{e2} \cdot \text{conjg}[U_e] \\ &= 4\{1 - \cos \omega(2T+T_s)\}1 - \cos \omega(2T+5T_s)\} \exp(j \omega 2T_s) \end{aligned} \quad (7.27a)$$

また、(7.4b)、(7.6b) 式を用いて、

$$\begin{aligned} U_g &= U_{o2} \cdot \text{conjg}[U_o] \\ &= 4\{1 - \cos \omega(2T+T_s)\}1 - \cos \omega(2T+5T_s)\} \exp(j \omega 2T_s) \end{aligned} \quad (7.27b)$$

をそれぞれ得る。S/N改善のため、(7.27a)と(7.27b) 式の加算平均値を U_{fg} で表し、加算平均演算すれば、すなわち、

$$\begin{aligned} U_{fg} &= (U_f + U_g) / 2 \\ &= B_{fg} \cdot \exp(j \omega 2T_s) \end{aligned} \quad (7.28a)$$

where

$$B_{fg} = 4\{1 - \cos \omega(2T+T_s)\}1 - \cos \omega(2T+5T_s)\} \quad (7.28b)$$

を得る。ここでは、零点 $1/(2T+T_s)$ 、 $1/(2T+5T_s)$ の悪影響は緩和されない。そのため、(7.28b) 式の振幅項 B_{fg} が $-1/(2T_s) \sim +1/(2T_s)$ の範囲で零になることがあるので振幅値に応じて不正確な位相差を除去する必要がある。しかしながら、零点 以外では U_{fg} は 3 dBのS/N改善効果は見込まれる。

そこで、 U_{fg} の偏角を $\Delta \Delta \theta_s(2T_s)$ と表せば、

$$\begin{aligned} \Delta \Delta \theta_s(2T_s) &= \text{Arg}[U_{fg}] = \text{ATAN2}[Im U_{fg}, Re U_{fg}] \\ &= 2 \pi f_d 2T_s \quad \text{for } \sqrt{|U_{fg}|} \geq Ps1 \end{aligned} \quad (7.29a)$$

$$= \Delta \Delta \theta_{0s1} \quad \text{otherwise} \quad (7.29b)$$

を得る。ただし、零点 $1/(2T+T_s)$ 、 $1/(2T+5T_s)$ 近辺では振幅項 B_{fg} が零に近づくので、ATAN2の精度が悪化し $\Delta \Delta \theta_s(2T_s)$ に大誤差が発生することを避けるため、域値 $Ps1$ により $\Delta \Delta \theta_{0s1}$ を与え区別し対策している。(7.29a) 式の周波数 f_d は $\pm 1/(4T_s)$ を越えるとエイリアシングを生じるので、S/N改善を図るためには、(7.26) 式の $\Delta \Delta \theta_s(T_s)$ を参照値

として $\Delta\Delta\theta_s(2T_s)$ のエイリアシングを補正した上、位相を変更し、位相ベクトル（複素数値）に変換後、(7.25) 式に加算すれば可能である。すなわち、

$$U_{rs} = (\text{Re}3U_{ABC} + 2B_{fg} \cdot \cos \theta_s) / 5 \quad (7.30a)$$

$$U_{is} = (\text{Im}3U_{ABC} + 2B_{fg} \cdot \sin \theta_s) / 5 \quad (7.30b)$$

where

$$\theta_s = \Delta\Delta\theta_s(2T_s) / 2 \quad \text{for } \Delta\Delta\theta_s(T_s) \cdot \Delta\Delta\theta_s(2T_s) \geq 0 \quad (7.31a)$$

$$= \Delta\Delta\theta_s(2T_s) / 2 + \pi \quad \text{for } \Delta\Delta\theta_s(T_s) \geq 0 \ \& \ \Delta\Delta\theta_s(2T_s) < 0 \quad (7.31b)$$

$$= \Delta\Delta\theta_s(2T_s) / 2 - \pi \quad \text{for } \Delta\Delta\theta_s(T_s) < 0 \ \& \ \Delta\Delta\theta_s(2T_s) \geq 0 \quad (7.31c)$$

と実施する。

最終的に得る偏角 $\Delta\Delta\theta_{gs}$ と表せば、(7.30a), (7.30b) 式から

$$\begin{aligned} \Delta\Delta\theta_{gs} &= \text{Arg}[U_{is} / U_{rs}] = \text{ATAN2}[U_{is}, U_{rs}] \\ &= 2\pi f_d T_s \quad \text{for } (U_{rs}^2 + U_{is}^2)^{1/4} \geq P_{s2} \end{aligned} \quad (7.32a)$$

$$= \Delta\Delta\theta_{0s2} \quad \text{otherwise} \quad (7.32b)$$

を得る。なお、 $1/T_s$ の整数倍の周波数の近辺では振幅値 $(U_{rs}^2 + U_{is}^2)^{1/4}$ が零に近づくので、ATAN2の精度が悪化し $\Delta\Delta\theta_{gs}$ に大誤差が発生することを避けるため、域値 P_{s2} により $\Delta\Delta\theta_{0s2}$ を与え区別する。やはり、位相差の差のベクトルの加算回数は5回に相当し、(7.8) 式と比べれば、2.5倍（(7.25) 式と比べれば、1.7倍）に増加するのでS/Nの改善が図れる。その上使用するデータの packets 長は増加しない。

和間隔MTI法においても個別間隔MTI法と同様のS/N改善が可能であることおよび同様の利点があることが明らかとなった。ただし、和間隔MTI法が若干不利であるのは時間差 $2T_s$ の位相差の差のベクトルの加算値 U_{fg} にブラインド周波数が残存する点である。

7.4 S/N改善表示方式の提案

7.4.1 四周期法における位相差 $\Delta\theta$ の活用

ブラインド周波数の問題が解決するので、計測範囲に測定不可周波数は無くなる。しかし、複素共役積演算により位相差の差のS/Nは通常より落ちるため、Figs.7.1, 7.2で明らかなように、位相差の差 $\Delta\Delta\theta$ は計測誤差が通常の位相差 $\Delta\theta$ より大きい。

この対策として、繰返し周期 T の位相差ベクトルを Z_n 、位相差を $\Delta\theta_n$ 、 $T+T_s$ の位相差ベクトル Z_m 、位相差 $\Delta\theta_m$ と表せば、四周期法により得る位相差の差 $\Delta\Delta\theta_g$ はナイキスト帯域を言い当てるための指標として用い、 $\Delta\theta_n$ あるいは $\Delta\theta_m$ のどちらか精度の良い位相差を選択後、 $\Delta\Delta\theta_g$ による指標を参照して選択した位相差のエイリアシングを補正して表示させるものとする。

どちらかを選択する理由は、7.2節で述べたが低 S/N の場合、個別間隔MTI法では、
 (1) 前述の如く計測範囲 $-1/(2T_s) \sim +1/(2T_s)$ において、位相差ベクトル Z_n は零点、 $\pm 1/T$ の倍数周波数、また Z_m は零点、 $\pm 1/(T+T_s)$ の倍数周波数において振幅値が劣化し偏角が不正確になること、
 (2) Z_n と Z_m を加算すれば、異なるフィルタ特性で処理され、振幅特性の異なる影響を受けているので、加算ベクトルの方向が未知の周波数に応じて変動し、したがってドプラ周波数との関係が不明となるからである。

一方和間隔MTI法では、繰返し周期 T の位相差ベクトル Z_p 、位相差を $\Delta\theta_p$ 、繰返し周期 $T+2T_s$ の位相差ベクトル Z_k 、位相差を $\Delta\theta_k$ と表せば、 $\Delta\theta_p$ と $\Delta\theta_k$ のどちらか精度の良いものを選択すれば、個別間隔MTI法と同様にエイリアシングを補正して表示させることが可能である。このときも選択する理由は、 Z_p は零点 $\pm 1/(2T+T_s)$ 、 Z_k は零点 $\pm 1/(2T+5T_s)$ の倍数周波数において偏角が不正確となるからである。

そこで、精度の良い位相差を得るのに考えられることは、雑音レベルできまる選択の閾値 P_{w1} を設け、 S/N の良い方の位相差ベクトルを選択することである。以下、個別間隔MTI法に関して述べると、選択するための位相差の候補 $\Delta\theta_n$ あるいは $\Delta\theta_m$ に対して、選択した位相差ベクトル Z 、その位相差を $\Delta\theta_g$ と表せば、

$$Z = Z_n = A_n \exp(j \Delta\theta_n) \quad \text{for } |Z_n| \geq P_{w1} \text{ \& } |Z_m| \geq P_{w1} \quad (7.33a)$$

$$= Z_m = A_m \exp(j \Delta\theta_m) \quad \text{for } |Z_m| \geq P_{w1} > |Z_n| \quad (7.33b)$$

$$= Z_0 = A_0 \exp(j \Delta\theta_0) \quad \text{for } |Z_m| < P_{w1} \text{ \& } |Z_n| < P_{w1} \quad (7.33c)$$

と条件に応じて選択する。したがって、選択した位相差 $\Delta\theta_g$

$$\Delta\theta_g = \text{Arg}[Z] = \text{ATAN2}[\text{Im } Z, \text{Re } Z]$$

$$= \Delta\theta_n = 2\pi f_d T \quad \text{for } Z=Z_n \quad (7.34a)$$

$$= \Delta\theta_m = 2\pi f_d (T+T_s) \quad \text{for } Z=Z_m \quad (7.34b)$$

$$= \Delta\theta_0 = 2\pi f_0 T \quad \text{for } Z=Z_0 \quad (7.34c)$$

が得られる．なお， $\Delta\theta_0 (=2\pi f_0 T)$ を零落ち位相， f_0 を零落ち周波数と呼ぶ．大誤差の表示を零周波数に落として区別するためである．得られるドプラ周波数の測定限界は(7.34a) 式から $\pm 1/(2T)$ ，あるいは(7.34b) 式から $\pm 1/(2(T+T_s))$ であり，この周波数で周期的にエイリアシングを生じる．(7.33a) 式のように Z_n を優先するのは，周波数領域で考えれば $\Delta\theta_n$ は $\Delta\theta_m$ よりこのエイリアシングの周期が長いからである．位相差ベクトル Z を得るための加算回数を従来通りにすれば，得られる位相差 $\Delta\theta_g$ の S/N は従来並みである．

7.4.2 四周期法の位相差の差の情報による位相差のエイリアシングの補正方式⁸⁾

位相差の補正方式は，四周期法で得た位相差の差 $\Delta\Delta\theta_g$ はおよそその値と見なし，何回折り返したかの（ナイキスト帯域を言い当てる）指標として，選択した位相差 $\Delta\theta_g$ のエイリアシングを補正する．指標を E_s ，補正後の位相差を $\Delta\theta_{cg}$ で表し，補正位相差または補正值と呼べば，選択した位相差 $\Delta\theta_g$ とは

$$\Delta\theta_{cg} = \Delta\theta_g + n \cdot 2\pi ; (2n-1)\pi < E_s \leq (2n+1)\pi ,$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (7.35a)$$

where

$$E_s = \Delta\Delta\theta_{gr} \cdot T/T_s \quad \text{for } Z=Z_n \quad (7.35b)$$

$$= \Delta\Delta\theta_{gr} \cdot (T+T_s)/T_s \quad \text{for } Z=Z_m \quad (7.35c)$$

の関係で与えられる．したがって，(7.35a) 式の整数 n が言い当てられればエイリアシングの解決した位相差が従来並の S/N にて得ることが可能と期待できる．この整数 n を折り返しの補正数，あるいは略して補正数と呼ぶ．例えば，(7.35a) 式にて， E_s が補正数 $n=1$ を満たすときは $\Delta\theta_g$ が負方向へ一度のエイリアシングを生じるので $+2\pi$ を補正し， $n=-2$ を満たすならば $\Delta\theta_g$ が正方向へ二度のエイリアシングを生じるので -4π が補正される． $n=0$ を満たすならば $\Delta\theta_g$ が通常の計測範囲の $\pm\pi$ 以内にあり，補正の必要はない．

しかしながら，低い S/N 条件では指標 E_s が $(2n+1)\pi$ ($n: 0, \pm 1, \pm 2, \dots$) の各境界付近では誤る可能性があり，期待どおり補正が働かない懸念がある．例えば，位相差 $+\pi$ の境界近辺では指標 E_s が雑音のせいで，真値は $+\pi$ を越えない値なのに，誤って

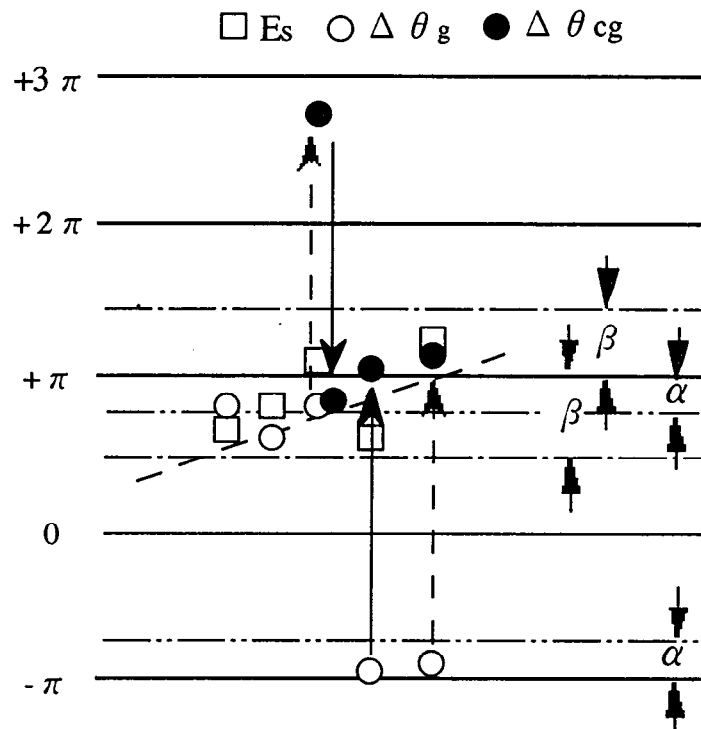


Fig. 7.3 The correction algorithm is used to recorrect errors resulting from phase differences when an aliased phase differences is erroneously corrected. Arrow with solid lines shows recorection; arrow with dashed line, correction.

$+\pi$ を越えた値を満たす．そのため，補正方式は補正数 $n=1$ と誤り（ $n=0$ のところ），位相差を $\Delta\theta_g + 2\pi$ と誤って補正することになり問題である．逆に真値は $+\pi$ を越えた値なのに，指標 E_S が誤って $+\pi$ を越えない値を満たし， $n=0$ と誤り（ $n=1$ で， $\Delta\theta_g + 2\pi$ とすべき）位相差を $\Delta\theta_g$ と誤って補正する可能性がある．折り返しが誤って補正され問題である．

7.4.3 誤補正位相差の訂正方式

誤補正位相差の訂正方式（以下，訂正方式と略称する）はこの点を改善するために必要となる．そこで新たな情報として位相差 $\Delta\theta_g$ を利用する．位相差 $\Delta\theta_g$ は指標 E_S より S/N が良いから確実である．指標 E_S が誤っても，負方向（正方向）のエイリアシングを生じているならば， $\Delta\theta_g$ が $-\pi$ 付近の値（ $+\pi$ 付近の値）となる現象を利用する．例えば，Fig.7.3 に示した如く $(2n+1)\pi$ の境界の一つ， $+\pi$ の境界での振る舞いを述べれば， $\Delta\theta_g$ が $+\pi$ 付近にあるならば，指標 E_S が $n=1$ を満たし $+\pi \sim +3\pi$ を示しても $+\pi$ を少し越えたところに存在するならば，エイリアシングの補正誤りを生じていると見なせる．そこで，補正值 $\Delta\theta_{cg}$ から 2π を差し引くことにより補正誤りを訂正できる．あるいは， $\Delta\theta_g$ が $-\pi$ 付近にあるならば，指標 E_S が $n=0$ を満たし $-\pi \sim +\pi$ を示しても， E_S が $+\pi$ 付近に存在すればエイリアシングの補正誤りを生じていると見なし，補正值 $\Delta\theta_{cg}$ に 2π を加算することにより補正誤りを訂正できる．これ以外の場合，エイリアシングの補正誤りは生じていないと見なす．すなわち，つぎに示す訂正方式において， $\Delta\theta_g$ に関する訂正閾値 α と指標 E_S に関する訂正閾値 β を設け， $+(2n+1)\pi$ の境界付近では補正值 $\Delta\theta_{cg}$ は

$$\Delta\theta_{cg} = \Delta\theta_{cg} + 2\pi \quad \text{if } (2n+1)\pi - \beta < E_S \leq (2n+1)\pi \quad \text{and } \Delta\theta_g < -\pi + \alpha \quad (7.36a)$$

$$= \Delta\theta_{cg} - 2\pi \quad \text{if } (2n+1)\pi < E_S \leq (2n+1)\pi + \beta \quad \text{and } \Delta\theta_g > +\pi - \alpha \quad (7.36b)$$

$$= \Delta\theta_{cg} \quad \text{otherwise} \quad (7.36c)$$

where

$$0 < \alpha \leq 0.5\pi, \quad 0 < \beta \leq \pi \quad (7.36d)$$

と訂正処理を実施する．ここで，閾値 α ， β は例えば， $\alpha = 0.3\pi \sim 0.5\pi$ ， $\beta = 0.5\pi \sim 0.7\pi$ が有効と思われる．表示には $\Delta\theta_g$ ではなく，この補正位相差 $\Delta\theta_{cg}$ を用いる． $\Delta\theta_{cg}$ は従来方式の S/N が保証されるからである．ただし，この補正方式の雑音による誤動作を防ぐには，指標 E_s の走査線間あるいは深度間のパケット間で平滑化し，平均値が連続する値を示すときに働かせてもよい．

最終的に，ドプラ周波数 f_d は(7.36) 式から

$$f_d = \Delta\theta_{cg} / (2\pi T) \quad \text{for } Z=Z_n \quad (7.37a)$$

$$= \Delta\theta_{cg} / \{2\pi (T+T_s)\} \quad \text{for } Z=Z_m \quad (7.37b)$$

と得られる．なお，計測限界は従来の T/T_s 倍の $-1/(2T_s) \sim +1/(2T_s)$ である．以下，位相差の補正方式は訂正方式も含めて補正方式と略称する．

7.5 計測シミュレーション実験と考察

7.5.1 実験方法と演算計測誤差の評価方法

提案した各方式によるドプラ周波数計測実験を行い，結果について考察する．MTI フィルタはトレンド除去MTI⁹⁾または一次MTIを採用する．トレンド除去MTIとは，位相信号のトレンド成分を得て，そのトレンド成分を信号から差し引く演算による．計測範囲 5 倍に拡大させる繰返し周期パラメータは $T=250\mu s$ ， $T_s=50\mu s$ とするので，計測範囲は $-10 \sim +10$ kHz となる．

計測シミュレーション実験では演算時間節約のため，位相信号 ((6.1) 式) において正領域のみ入力ドプラ周波数を与える．雑音があると多少異なるが，無雑音のとき計測値は周波数の原点，零 Hz に対し点対称だからである．繰返し周期 $T_s=50\mu s$ で生成し ($t = T_s i$, $i = 0, 1, 2, \dots$) 配列メモリに蓄え，各パケットごとに各送波方式に応じて読み出す．配列メモリから，1 点ごとに読み出せば繰返し周期 $T_s=50\mu s$ の位相信号となる．四周期法の繰返し周期 $T=250\mu s$ ， $T+T_s=300\mu s$ ， $T+2T_s=350\mu s$ ， $T+3T_s=400\mu s$ の位相信号はそれぞれ 5 点，6 点，7 点，8 点ごとに配列メモリから読み出しドプラ周波数の

計測演算を実施する。雑音成分 $W(t)$ の実部，虚部には白色雑音を与える。なお，白色雑音は，正規乱数 $N(0,1)$ により実部，虚部それぞれ異なる初期値にて発生させている。正規乱数は一様乱数12個から1個演算出力される。得た正規乱数はメモリに蓄え，各パケットごとにランダムな先頭番地から読み出し，繰返し利用している。初期位相 $\epsilon = 0$ ，雑音の実効値を一定値（ $|W(t)| = 8$ ）とし，信号の振幅値 $A(t)$ とクラッタの振幅 $C(t)$ を変え，所望の S/N および S/C を設定している。以下，図の横軸は入力ドプラ周波数，縦軸は各方式の演算により得た出力ドプラ周波数である。なお，位相差あるいは位相差の差は周波数に変換し，表示する。

計測演算誤差の定量的評価方法として，入力ドプラ周波数 f_d と演算計測値 $E(f_d)$ との差を次式の誤差偏差平方和RMSE（以下，誤差平方和と呼ぶ）

$$RMSE = 10 \log_{10} \sum_{k=0}^{M-1} \{ E(f_d) - f_d \}^2 / M \quad (7.38a)$$

where

$$f_d = k \Delta f_d + f_{di} \quad \text{for } k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (7.38b)$$

を用いる。ただし， M はパケット数， f_{di} はドプラ周波数の初期値， Δf_d は周波数のきざみである。入力 $S/N = 48 \sim 3$ dBに変えて各方式のRMSEを得て比較する。この表示は，横軸は入力 S/N (dB)，縦軸は正規化している。以下，二周期法を2-PRT，四周期法を4-PRTと略称することがある。

7.5.2 和間隔MTI法と個別間隔MTI法の送波方式による二周期法の演算計測誤差の比較

和間隔MTIの送波方式（ $T, T+T_s, T, \dots$ ）と個別間隔MTIの送波方式（ $T, T, \dots, T+T_s, T+T_s, \dots$ ）における二周期法の演算，および従来の送波方式（ $T_s, T_s, \dots$ ）につき，高 S/N から低 S/N に入力条件を変えて各演算計測結果を比較評価する。雑音抑圧のための二周期法の第一の相関演算の加算回数 $N = 8$ 回（計16回），従来方式の加算回数 $N = 16$ 回である。ここではクラッタ $C = 0$ とし，MTIフィルタの処理は省いている。MTIフィルタの性能の差異による計測値への影響を避けるためにである。シミュレーショ

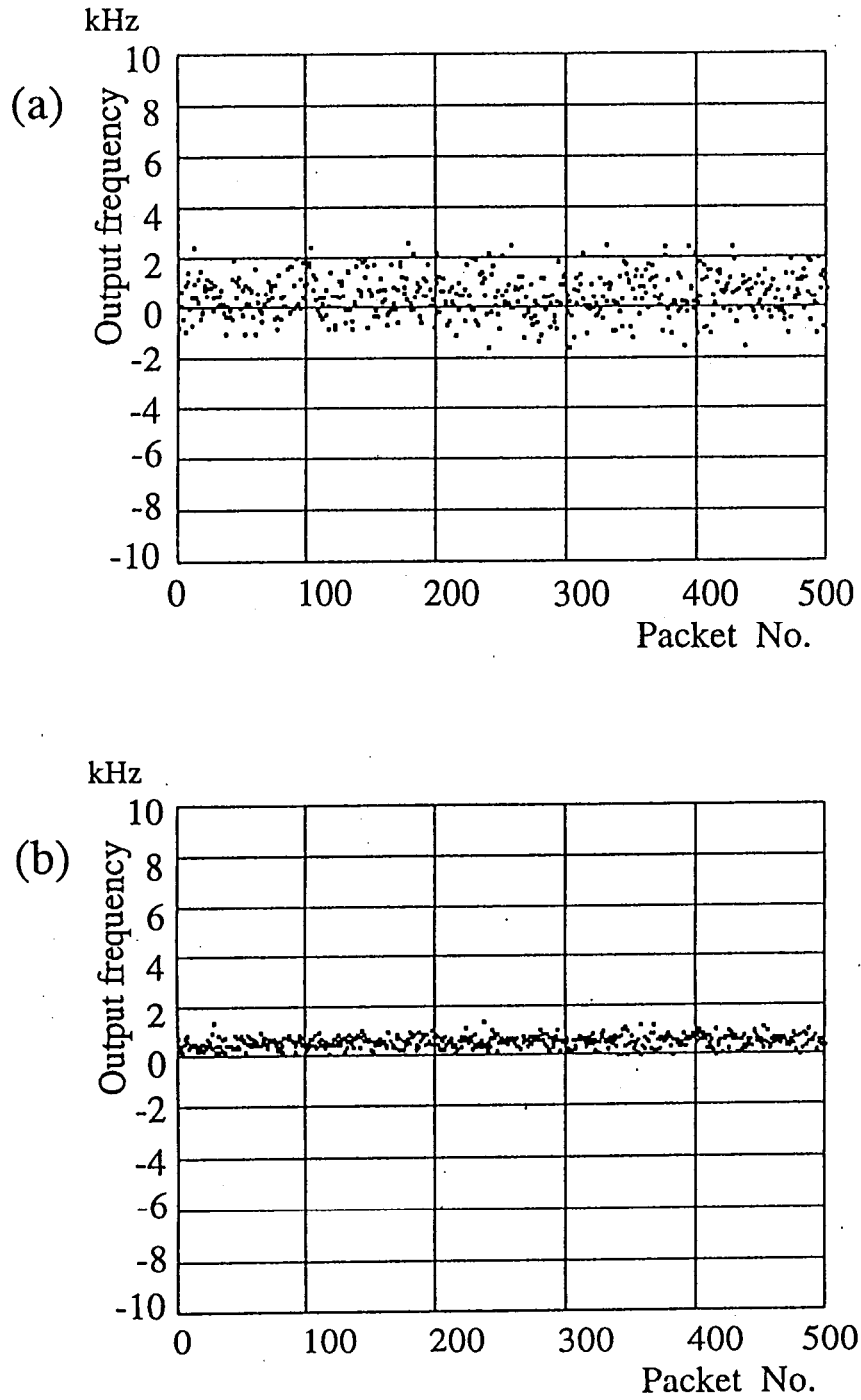


Fig. 7.4 Comparison between estimates with 2-PRT using (a) sum-PRT-MTI and (b) respective-PRT-MTI when $S/N = 12$ dB with $T/T_s = 5$ and $1/T_s = 20$ kHz. An input Doppler frequency of quadrature signal, 500 Hz, is fed into the system. No MTI is used, because no clutter is present.

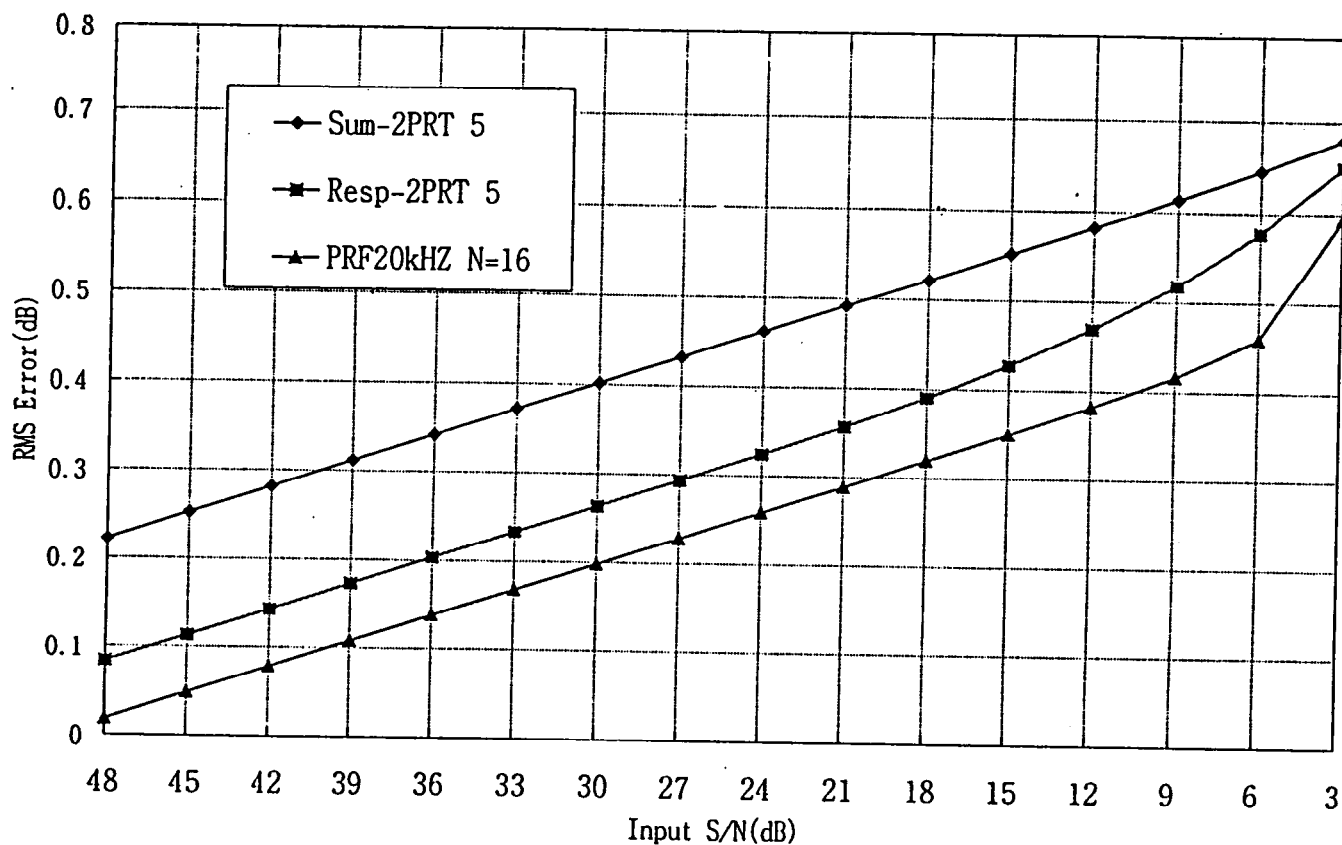


Fig. 7.5 Normalized RMSE versus Input S/N. Input S/N is varied in 3-dB decrements from 48 to 3 dB; all other conditions remain as shown in Fig. 7.4. RMSE indicates root mean square error between the input Doppler frequency and estimates with the diamond shape (◆) indicates 2-PRT and sum-PRT-MTI technique; the square (■), 2-PRT and respective-PRT-MTI technique; and the triangle (▲), the conventional method.

ン信号には、入力ドプラ周波数 $f_d=500$ Hzを選び演算計測を実施し、出力ドプラ周波数を表示し比較する。エイリアシングを生じることにより発生する大誤差を避けるためである。なお、表示は $M=1000$ パケットの前半500パケットである。

入力 $S/N=48\sim 3$ dBにおいて表示し観察比較したところ、27 dB以上では各方式の間にドプラ周波数は顕著な差異は見られなかった。入力 $S/N=21\sim 6$ dBでは表示上明らかな差異が見られた。和間隔MTIの送波方式、個別間隔MTIの送波方式の順に計測値の分布が小さい。計測値の分布が帯域 $2\text{ kHz}(=2/T)$ を越えるのを追跡検査すると、和間隔MTIの送波方式では入力 $S/N=12$ dB (Fig.7.4(a)) である。このとき個別間隔MTIの送波方式が明らかに計測値の分布が小さいことが分かる (Fig.7.4(b))。和間隔MTIの送波方式に比べて、個別間隔MTIの送波方式は明らかに S/N が良い。

誤差平方和 (Fig.7.5) には差異が明瞭に現れている。図中 Sum-2PRT 5 は和間隔MTIの送波方式、Resp-2PRT 5 は個別間隔MTIの送波方式、三角印は従来方式による結果を示す。入力 S/N 換算（誤差平方和が同一の値となる入力 S/N のこと）によれば、入力 $S/N=15$ dB以上では和間隔MTIと個別間隔MTIの送波方式との差がおよそ12 dBの差がある。入力 $S/N=15\sim 6$ dBに対しては6 dB以上の差がある。全体的に和間隔MTIの送波方式は個別間隔MTIの送波方式に比べ、およそ3～12 dB以上の差があり劣っている。

この理由として、個別間隔MTIの送波方式では送波 T が連なり、続いて送波 $T+T_s$ が連なるので、各送波の第一の相関演算における雑音相関演算値の加算が重なっている。これは従来方式の演算と同一であり、従来方式と同一の雑音抑圧効果がある。これに対して、和間隔MTIの送波方式においては、送波 T と送波 $T+T_s$ が交互に繰り返される。それに伴い第一の相関演算ではそれぞれの雑音相関演算値が一つ飛びに加算されるので、従来方式とは異なり雑音抑圧効果が小さいと考えられる。

そこで、和間隔MTIの送波方式は評価実験対象から外し、以下の実験ではクラッタ ($S/C=-36$ dB)を加えて、和間隔MTI法より優れていることが明らかとなった個別間隔MTI法に基づくMTIフィルタの処理を中心に行い、評価実験を実施する。

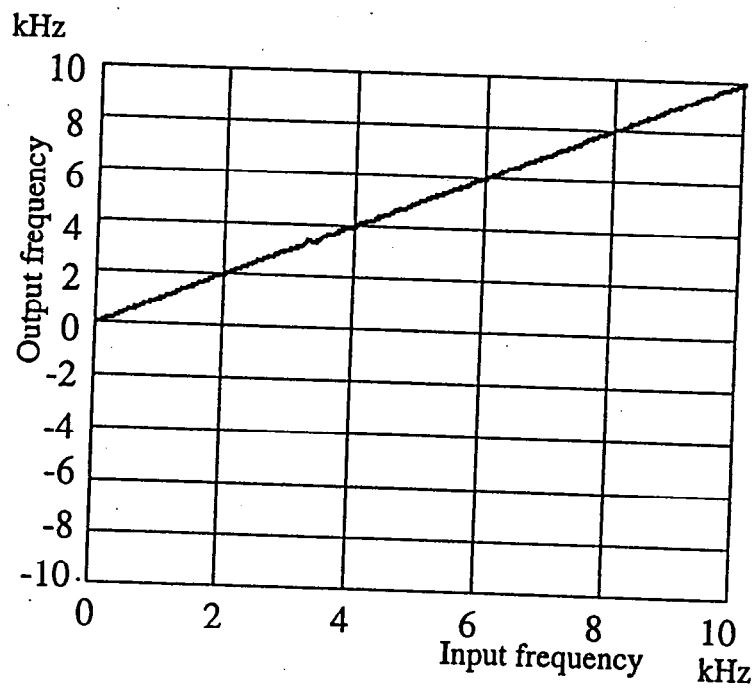


Fig. 7.6 Reference Es, obtained using the S/N Improvement technique in 4-PRT and respective-PRT-MTI for high input S/N = 48 dB. Five vectors representing differences between the two phase differences, where each sequence of eight phase difference vectors is averaged (total, 32). Trend-MTI filter, which can remove the trend of quadrature signal is used.

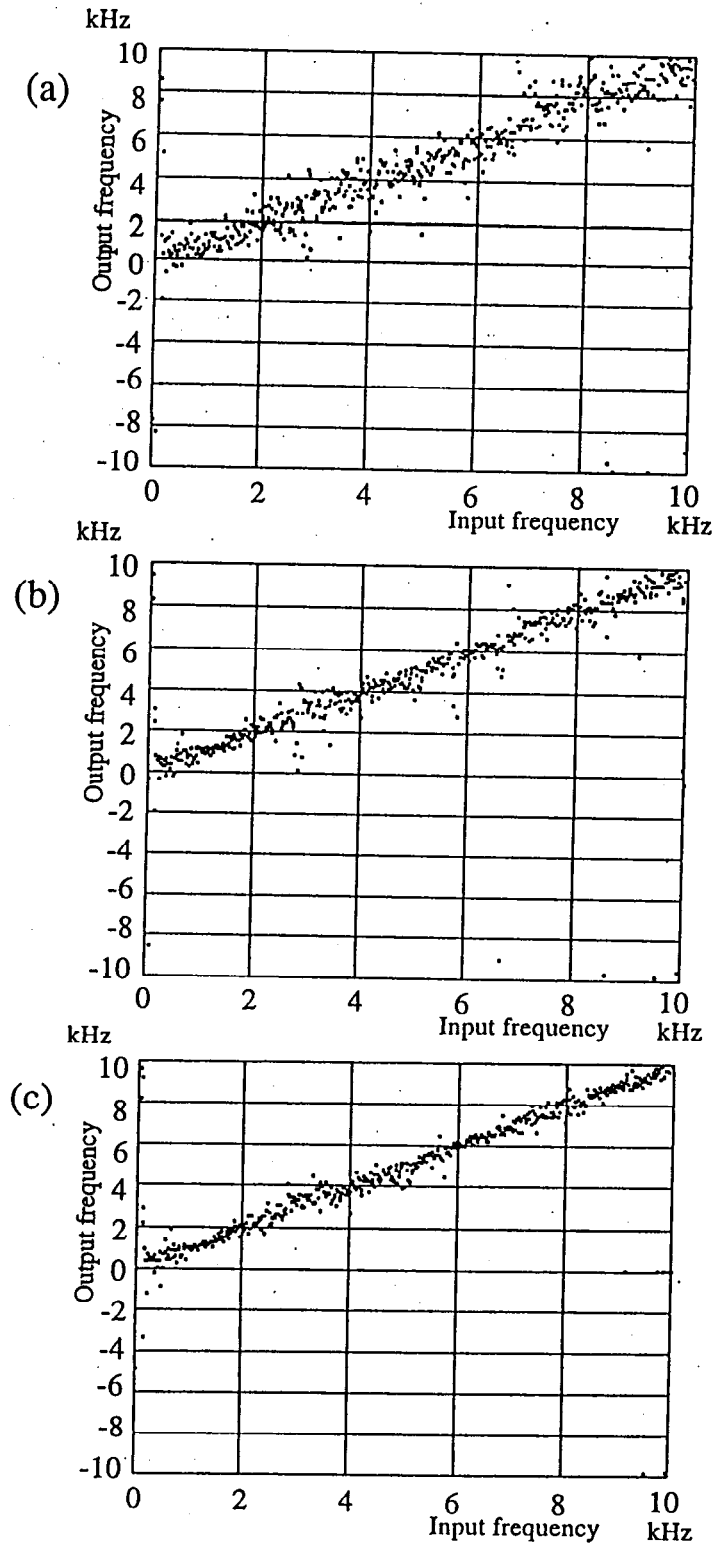


Fig. 7.7 Effectiveness for $S/N = 6$ dB by S/N improvement in 4-PRT using the respective-PRT-MTI with the numbers of summation of the difference vectors between two phase differences, (a) 2, (b) 3, (c) 5 (included S/N Improvement technique), where each sequence of eight phase difference vectors is averaged (total, 32). Trend-MTI filter, which can remove the trend of the quadrature signal, is used.

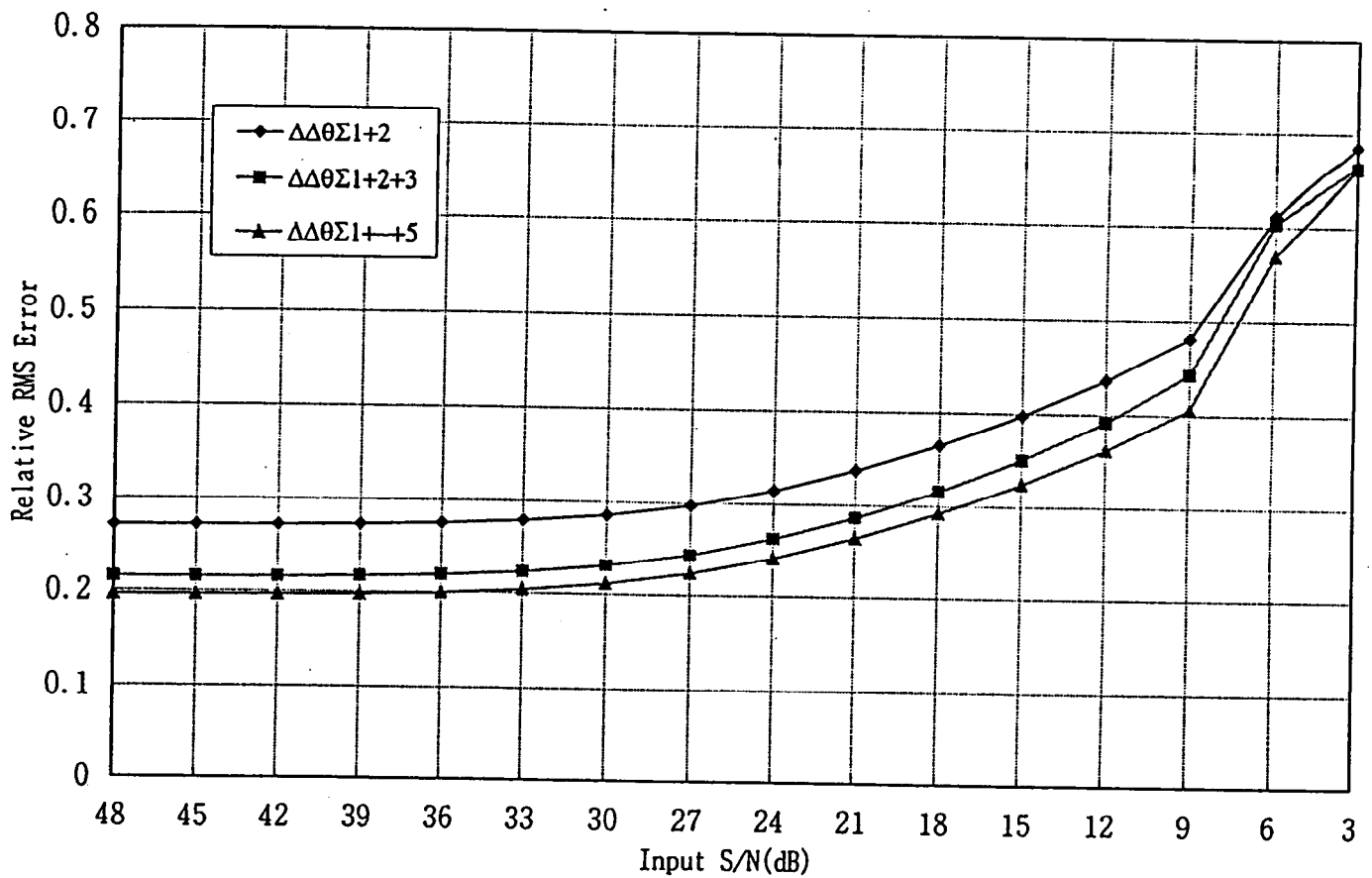


Fig. 7.8 Normalized RMSE vs Input S/N. Input S/N is varied in 3 dB decrements from 48 dB to 3dB, while other conditions remain the same as in Fig. 7.7. The numbers of summation of the difference vectors between two phase differences indicated by the diamond shape (◆), 2 ; square (■), 3 ; and triangle (▲), 5.

7.5.3 四周期法の個別間隔MTI法におけるS/N改善効果

7.3.3項の四周期法の個別間隔MTI法 におけるS/N改善方式 ((7.17)~(7.23) 式) による計測値は、まず良好なS/N= 48 dB (Fig.7.6) にて出力周波数が対角線上に乗るので、方式の正常動作が確認できる。入力ドブラ周波数 f_d を20 Hzごとに+10~+9990 Hzに推移させるため、(7.38b) 式において $f_{di}=+10$ Hz, $\Delta f_d=20$ Hz, $M=500$ を与えた。位相差ベクトルの加算回数 $N=8$ 回 (計32回) , MTIフィルタはトレンド除去MTIである。

Fig.7.7は低いS/N=6 dBでの結果を表示している。Fig.7.7(a)は(7.13) 式, Fig.7.7(b)は(7.15) 式により, Fig.7.7(c) は(7.17)~(7.23) 式による。位相差の差のベクトルの加算回数がそれぞれ2回 (Fig.7.7(a)) , 3回 (Fig.7.7(b)) とS/N改善方式による5回 (Fig.7.7(c)) の比較である。どの図においても計測値はほぼ対角線上に集まっている。Fig.7.7(a)により冒頭に示した二周期法におけるブラインド周波数の問題 (Figs.7.1, 7.2) の解消が確認できる。なお、四周期法のフィルタの零点は $\pm 1/T=\pm 4000$ Hz, $\pm 1/(T+T_s)=\pm 3333.3$ Hz, $\pm 1/(T+2T_s)=\pm 2857.1$ Hzおよび $\pm 1/(T+3T_s)=\pm 2500$ Hzの各倍数周波数にある。計測範囲の+0 Hz~+10 kHz では 2500 Hz, 2857.1 Hz, 3333.3 Hz, 4000 Hz, 5000 Hz, 5714.2 Hz, 6666.6 Hz, 7500 Hz, 8000 Hz, 8571.3 Hz, 10000 Hz は零点周波数であり, Figs. 7.7(a), 7.7(b)において大誤差がみられるのはこの付近である。この零点周波数近辺では、精度が低下するからである。しかしながら、Fig.7.7(c) では加算回数の増加にともないS/Nが改善するので、零点に起因する大誤差が軽減し、明らかな計測精度の改善がみられる。位相差の差ベクトルのS/N改善方式の効果である。

誤差平方和から (Fig.7.8) , 位相差の差ベクトルの加算回数5回 (三角印) のS/N改善方式は加算回数2回 (◆印) の方式と比べて、入力S/N換算では、入力S/N =48~18 dBで12 dB以上、入力S/N =18~9 dBで 6 dB以上、入力S/N = 9~3 dBでは 1.5~1 dB程度の改善がある。加算回数3回 (四角印) の方式と比べても、入力S/N= 9 dB以上で 3~2 dBの改善がある。入力S/N = 9~3 dBでは 1.0~0.1 dB程度の改善がある。S/N改善方式の効果を定量的に示すことができた。なお、比較的低いS/Nのとき +10 kHz 付近では、折り返しによる誤差と+0 Hz付近ではMTIフィルタの偏差による誤差が僅かにあ

る。誤差平方和はそれを避けた領域 ($f_d = 1010 \sim 9590$ Hz, $M=430$) で評価している。正当な定量的評価に影響を及ぼすからである。例えば, $+10$ kHzの入力に対し, エイリアシングが一度生じることにより -10 kHzの出力があると, 誤差平方和におよそ最大 $10\log_{10}\{(+10000 - (-10000))^2 / 430\} = 59.7$ dB の増加にもなるからである。

7.5.4 位相差の補正方式の評価

個別間隔MTI法における四周期法の $\Delta\Delta\theta_{gr}$ ((7.22) 式) を指標 E_S に用いる補正方式 ((7.35), (7.36) 式) は, 良好な $S/N = 48$ dB (Fig.7.9(a)) にて正しく働いている。計測値は対角線上に正確にならび何ら誤差は見られない。 S/N が良いので, 用いた指標 E_S (前出の Fig.7.6) との差異は判別できないほどである。低い $S/N=9$ dB (Fig.7.9(b)), あるいは $S/N=6$ dB (Fig.7.9(c)) の条件に対して, やはり補正方式は正しく働き, 対角線上にならぶ正確な計測値を得ている。なお, $S/N=6$ dB のときは前出の Fig.7.7(c) が補正方式で用いた指標 E_S である。

その上, 訂正方式 ((7.36a)~(7.36c) 式) が効果的に働いているので, 折り返しの補正数 n ((7.35a) 式) の切り替わる境界 2 kHz ($+\pi$), 6 kHz ($+3\pi$) 付近も補正誤りの発生は見られない。というのはこの $S/N=6$ dB の結果に対して, 試しに訂正方式を除いたところ, この境界 2 kHz, 6 kHz の各 ± 4 kHz, すなわち -2 kHz, $+6$ kHz, $+2$ kHz, $+10$ kHz 付近に補正誤りが現れることで (Fig.7.9(d)), この訂正方式の効果が確認できる。なお訂正方式では閾値 $\alpha = 0.3\pi, 0.4\pi, 0.5\pi, \beta = 0.5\pi, 0.6\pi, 0.7\pi$ を組み合わせて検討した結果, 適当な閾値 $\alpha = 0.5\pi, \beta = 0.6\pi$ の組み合わせを決めている。したがって, 訂正方式を含めて補正方式の考え方は基本的に問題のないことが確認できる。

Fig.7.9を得るに際し, 出力拒絶の閾値 $P_{am}=10\sim 350$, 選択の閾値 $P_{w1}=60\sim 210$ に変えて大誤差が出現しないよう検討している。閾値を大きくすると大誤差は出ないが, 零落ちが増加し正常出力値が減る。また, $+10$ kHz 付近では, 折り返しによる誤差と $+0$ Hz 付近では MTI フィルタによる偏差による誤差が僅かにあるので, これを避けるため 200 Hz 以下および 9800 Hz 以上の出力値は指標 E_S を零にする処理をしている。その結果, 閾値 $P_{am} = 80, P_{w1}=150$ の設定で, $S/N=9$ dB では (Fig.7.9(b)) 全個数 500 点に対し零

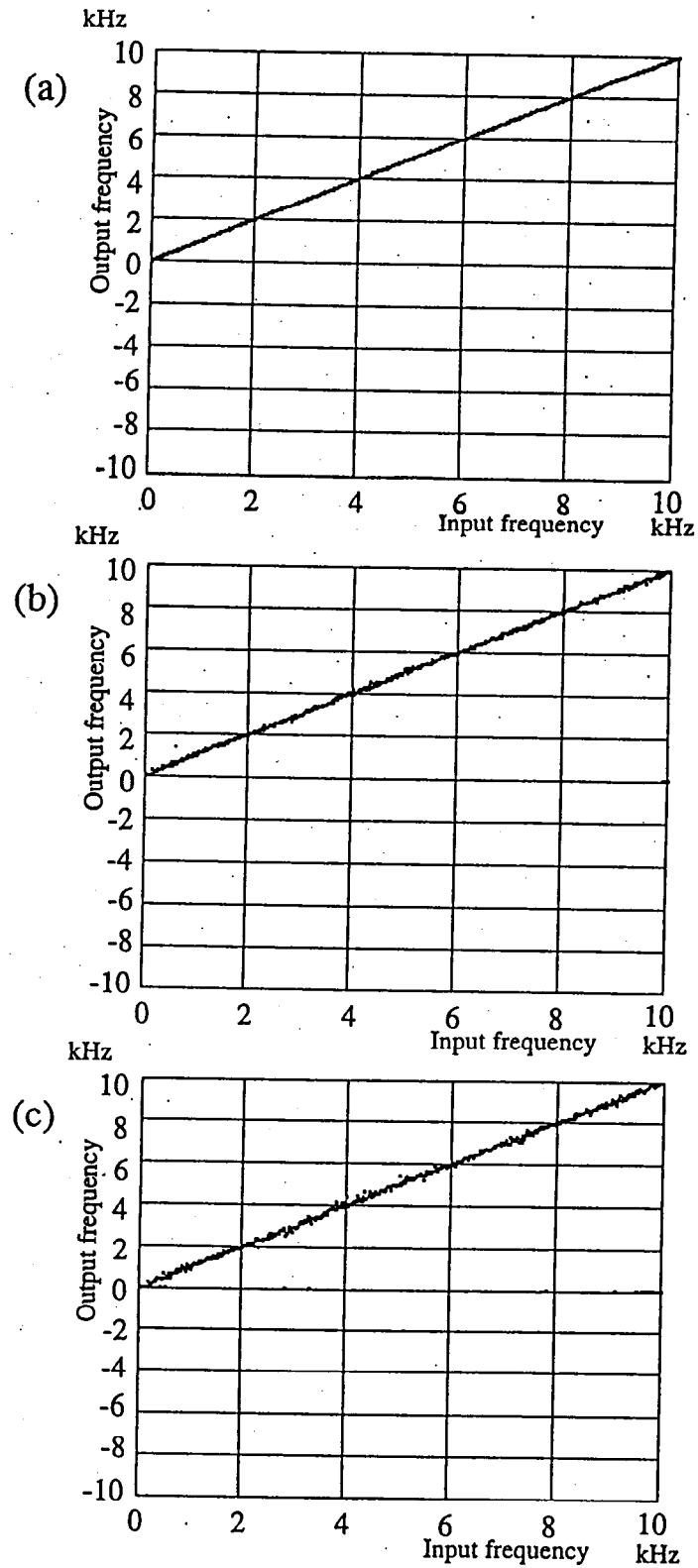


Fig. 7.9 Effectiveness of correction algorithm using the reference E_s with the 4-PRT using the respective-PRT-MTI technique for $S/N =$ (a) 48 dB, (b) 9 dB, and (c) 6 dB.

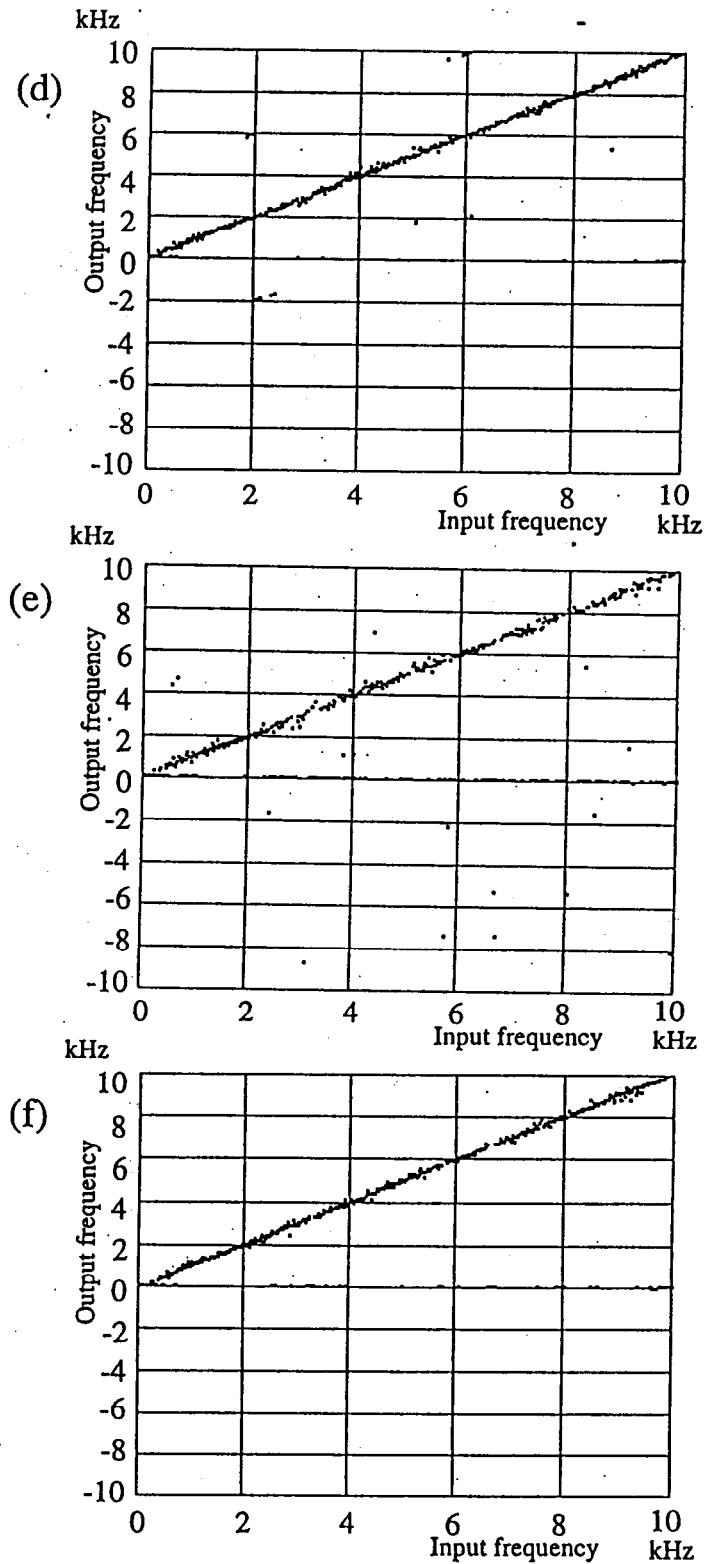


Fig. 7.9 Continued. (d) Error estimates appear because the complement correction algorithm was skipped for $S/N = 6$ dB. (e) It is obviously insufficient that the numbers of summation of phase differences N is 8 (total, 32) for lower $S/N = 3$ dB. (f) N is then increased to 18 (total, 72) for the same $S/N = 3$ dB.

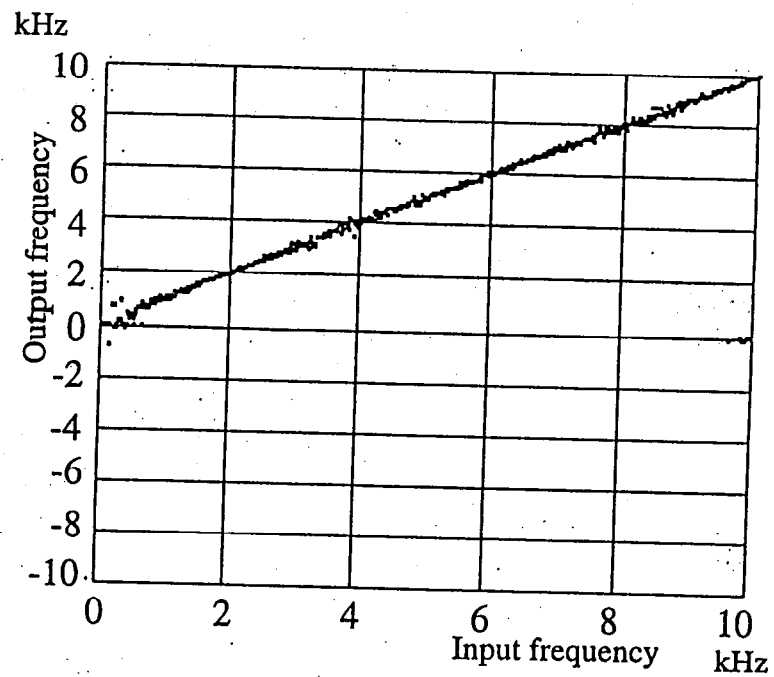


Fig. 7.10 Demonstration of correction algorithm using the reference E_s with the 4-PRT using respective-PRT-MTI technique for relatively high $S/N = 21$ dB, where the phase differences were not averaged; $N=1$ (total, 4), and the MTI filter is of the first order.

落ち17点，残り483点の正常の出力値， $S/N=6$ dBでは（Fig.7.9(c)）零落ち27点，残り473点の正常の出力値を得ている． S/N 低下に伴い零落ちは増加する．計測範囲の中間域には $S/N=9$ dBでは，零落ちが全くないが， $S/N=6$ dBでは極わずか見られる．信号電力が減少するためであり，フィルタの零点による悪影響である．

この位相差ベクトルの加算回数 $N=8$ （計32回）なら，ある程度の雑音に対しても問題のないことが確認できる．低 S/N のための+0 Hzおよび+10 kHz付近の誤差を避ける処理による若干の零落ちは見えるけれど，低い $S/N=6$ dBのときは，とくに指標 E_s （Fig.7.7 (c)）と比べ明らかに精度が良くなるので，本補正方式は S/N がたいへん良くなるのと同様の効果をもたらしている．なお，パケット間での指標の移動平均は未実施である．

7.5.5 エイリアシングの補正方式の能力限界例

さらに低い $S/N=3$ dBの条件では， $N=8$ （計32回）にては指標 E_s に誤りが増加するため，全帯域に散らばる補正誤りが発生した（Fig.7.9(e)）．成績は全個数500点の内零落ち143点，補正誤りが17点あり，正常出力値は残り340点である．そこで，閾値 $Pw1=150$ ， $Pam=80$ は変えず，加算回数を2倍以上の $N=18$ （計72回）に増加させた（Fig.7.9(f)）．その結果，位相差ベクトルの S/N が改善し，指標誤りが減少するので補正方式は正しく機能することが分かった．なお成績は，零落ち64点（12.8%）で計測の中間域に多数確認でき，補正誤り0点，残り436点は正常の出力値である．

この加算回数 $N=18$ では，パケット長 $(N+1)(4T+6T_s)=19 \cdot 1300=24.7$ msecであり，カラードプラのMモード並みのデータ取得時間が必要である．しかしながら，比較的良好な $S/N=21$ dBにては，わずかに加算回数 $N=1$ （計4回）で，一次MTIフィルタを用いて好結果（Fig.7.10）が得られた．パケット長は $(N+2)(4T+6T_s)=3 \cdot 1300=3.9$ msecであり，カラードプラのBモードへ適用の可能性がある．

おわりに，どの程度の悪条件まで指標誤り無く補正可能か，加算回数を変えて検査究明する．加算回数の少ないときは一次MTIフィルタ，多いときにはトレンド除去MTIフィルタを用いる．入力 $S/N=48$ dBから3 dBずつ下げて能力限界を検査実施すると，出力拒絶の閾値に引っかかるので次第に零落ちの個数が増える．その結果をまとめると補正誤

り無しの効果的補正が働くのは、一次MTIフィルタでは、 $N=1$ （計4回）にて $S/N=21$ dBまで（Fig.7.10），そのとき零落ち20点， $N=2$ （計8回）にて $S/N=18$ dBまで，そのとき零落ち23点である。

続いてトレンド除去MTIでは、 $N=4$ （計16回）にて $S/N=12$ dBまで，そのとき零落ち34点， $N=6$ （計24回）にて $S/N=9$ dBまで，そのとき零落ち23点， $N=8$ （計32回）にて $S/N=6$ dBまで（Fig.7.9(c)），そのとき零落ち27点， $N=18$ （計72回）にて $S/N=3$ dBまで（Fig.7.9(f)），そのとき零落ち64点で残りは正常出力値である。ただし、補正誤りを無くするためにトレンド除去MTIフィルタの場合、パラメータの閾値を $N=4$ では $P_{am}=340$ ， $N=6$ では $P_{am}=163$ に調整変更し、一次MTIでは $P_{am}=650$ を設定している。なお、 $S/N=3$ dBの条件を除き、 S/N をさらに3 dB下げても計測は可能だけれど、零落ち100点（20%）を越えた。ちなみに $N=6$ の $S/N=6$ dBでは、零落ち144点である。

かくのごとく加算回数を上げれば指標の S/N が改善するので、それに応じて補正の働く限界が向上することが分かる。限界を越えると指標が誤るので補正方式は能力の限界に達し、その結果、計測値は領域の全帯域の $\pm 1/(2T_s)=\pm 10$ kHzに散布する。

7.6 まとめ

超音波パルスを対象に向け不等間隔に送波し、位相差の差を演算することを特徴とする高速血流ドプラ計測法において、四種類のパルス繰返し周波数を用いる四周期法、 S/N 改善を考慮した四周期法の加算演算方式及び、位相差の差を指標として、折り返しを生じた位相差を補正することにより、通常並みの S/N でドプラ周波数を得る位相差の補正方式を提案した。四周期法においては、個別間隔MTI法あるいは和間隔MTI法に基づくいずれのMTIフィルタを用いても、ブラインド周波数の問題を解決可能であることを解析的に検証した。

シミュレーション実験において、個別間隔MTI法の送波方式が和間隔MTI法より位相差の差を得る演算方式の S/N が優れていること、四周期法は低い S/N 条件でさへブラインド周波数が解消すること、四周期法の S/N 改善方式は位相差の差の推定誤差軽減に大

きな効果があることを確認した。位相差の補正方式では、個別間隔MTI法に基づくMTIフィルタを用いる四周期法により得られた指標を用いて、通常の5倍の計測限界において従来並S/Nでドプラ周波数を得て表示した。この補正方式が有効に働くには、低いS/N = 6 dBでは加算回数N=8（計32回）、より低いS/N = 3 dBではN=18（計72回）が必要である。しかしながら、比較的良好なS/N=21 dBにては、N=1（計4回）、中程度のS/N=12 dBでは、N=4（計16回）で好結果を得た。

今後は、四周期法の装置構成の検討を行い実用化を進めたいと思う。なお、本方式は医用分野に限らず、パルスドプラ計測一般に適用可能である。

参考文献

- 1) 滑川孝六, 原田烈光, 河西千廣: 超音波ドップラーによるリアルタイム血流映像装置. 電子情報通信学会論文誌D1987; J70-D: 1413-1440.
- 2) 尾本良三編著: カラーアトラスリアルタイムドプラ断層心エコー図法, 診断と治療社, 改訂第2版, 1987: 35-37, 71, 96.
- 3) 宮沢総介, 鈴木茂, 佐々木達海ほか: High Pulse Repetition Frequency Doppler (HPRF) 法の臨床的意義. 超音波医学1986; 13: 7-14.
- 4) Katakura K, Nishiyama H, Ogawa T: Preliminary study for non-aliasing ultrasonic pulsed Doppler measurement. 32nd AIUM. 1987; 126.
- 5) Nishiyama H, Katakura K: Non-equally-spaced pulse transmission for non-aliasing ultrasonic pulsed Doppler measurement. *J Acoust Soc Jpn (E)* 1992; 13: 215-222.
- 6) 西山久司, 片倉景義: 不等間隔超音波パルス送波による高限界速パルスドプラ計測法におけるMTIフィルタの検討. 超音波医学1996; 23: 341-348.
- 7) 西山久司, 片倉景義: 高速血流超音波ドプラ計測法 - S/N改善の一検討 -. 日本超音波医学会基礎技術研究部会1990; BT90-4: 21-28.
- 8) 西山久司, 片倉景義: 高速血流超音波ドプラ計測法(VI) - 位相差の差 $\Delta\Delta\theta$ による位相差 $\Delta\theta$ の一補正方式の検討 -. 超音波医学1990; 17 (suppl II): 453-454.
- 9) 西山久司, 橋本康弘, 片倉景義ほか: 高速血流超音波ドプラ計測法 - 加速度積分法におけるMTIフィルタの考察 -. 音響学会春季論文集1991; 701-702.

第8章 結 論

本研究で得られた成果を要約するとともに、今後の課題について論じる。

成果の要約

速度直接差分法関係：

- 1) エイリアシングを除去するための、予測値演算を不要とする速度直接差分法を考案した。本方式の原理的計測限界は加速度エイリアシングの発生する、位相差の差 $\Delta\Delta\theta_n$ （加速度に対応）が $\pm\pi$ に達するときである。これは血流計測の実用面からも、パルス送波間隔PRTを適切に考慮すれば問題とはならない。
- 2) 数値シミュレーションおよびファントムモデル流信号において、従来方式の限界の5倍の位相差（速度）が正確に計測出来、S/N劣化なしにナイキスト限界を大きく越えられる本方式の効果を確認した。頸動脈血流計測実験において、従来方式と比較しS/N劣化なしにナイキスト限界を超え計測できる本方式の効果を確認した。
- 3) 低S/N条件下で位相差の差が誤計測され、位相差（速度に相当）が 2π 跳躍することを解析により究明し、この現象を偽加速度エイリアシングと名付けた。この見かけ上の偽加速度エイリアシングを防止する3種類の位相差の補正方式、すなわち、振幅監視による補正方式、平均位相監視による補正方式および周期監視による補正方式（心拍周期に対応し位相差を定期的に監視修正する方式）、また、この3種類の補正方式を組み合わせた複合補正方式を提案した。頸動脈血流計測実験において各補正方式の効果を個別に確認した。複合補正方式によれば初期値の計測誤りが生じても、一心拍以内に訂正復帰可能であることを確認した。
- 4) 実用化の可能性を見だし、Mモードのカラードプラ法へ適用する際の基礎資料

が得られた。初期値の計測誤りは四周期法（または二周期法）との組み合わせにより、解決する見込みがある。

二周期法および四周期法関係：

- 5) 超音波パルスの不等間隔送波により位相差の差を演算することを特徴とする二周期法を提案した。最大計測可能ドプラ周波数は、二つの異なるパルス繰返し周期、 T と $T+T_s$ の差の2倍の逆数、すなわち $\pm 1/(2T_s)$ であることを検証した。なお、従来方式の計測限界は $\pm 1/(2T)$ であり、 T/T_s 倍に拡大する。
- 6) 二周期法におけるシミュレーション実験によれば、高S/N条件下ではナイキスト周波数限界の30倍の速度を演算計測することが可能であった。頸動脈血流の臨床計測においては、エイリアシングの現象が生じることなく、方向の正確な平均ドプラ周波数（速度）の計測が確認できた。従来方式における周波数のゼロシフトによる方式とは異なり、周波数の正負の両方向に変化する心臓血流信号についてナイキスト周波数の限界を越えて血流速度が計測できた。しかし、本方式のカラードプラが現実の臨床状況に適用されるためには、信号対雑音比（S/N）の向上などの研究が必要であることが明らかとなった。
- 7) 不等間隔送波方式におけるクラッタの除去に必要なMTIフィルタの各構成法およびその特徴と比較を報告した。不等間隔送波方式では長短パルスを交互に送波する方式、および、一つのパルス繰返し間隔で連続して送波後、続いてもう一つのパルス繰返し間隔で送波する方式がある。提案したMTIフィルタの遅延時間は、前者はパルスの長短送波の和間隔、後者では個別の間隔に設定すればよい。
- 8) フィルタ動作を位相比較器のモデル信号を用い解析し検証した。ブラインド周波数の問題、測定周波数領域内にMTIフィルタの零点が現れ、その近辺は計測不可領域があることを二周期法の演算方式に関連づけて解析的に明らかにした。また、シミュレーション実験においてもブラインド周波数の問題を確認した。
- 9) 四種類のパルス繰返し周波数を用いる四周期法、S/N改善を考慮した四周期法の

S/N改善加算演算方式（S/N改善方式）及び、位相差の補正表示方式、すなわち、四周期法により得た位相差の差を指標とし、折り返しを生じた従来方式による位相差を補正することにより、従来並みのS/Nでドブラ周波数を得る位相差の補正方式を提案した。

- 1 0) 四周期法において、個別間隔MTI法あるいは和間隔MTI法に基づくいずれのMTIフィルタを用いる際も、ブラインド周波数の問題を解決可能であることを解析的に検証した。
- 1 1) 四周期法のシミュレーション実験では、（1）個別間隔MTI法の送波方式が和間隔MTI法より位相差の差を得る演算方式のS/Nが優れていること、（2）四周期法により低S/N条件下でさへブラインド周波数が解消すること、（3）四周期法のS/N改善方式は位相差の差の推定誤差の軽減に効果があることを確認した。
- 1 2) 四周期法の位相差の補正方式では、個別間隔MTI法に基づくMTIフィルタを用いる四周期法の情報を用いて、従来の5倍の計測限界において従来並S/Nでドブラ周波数を得て表示した。この補正方式が有効に働くには、低いS/N = 6 dBでは加算回数 $N=8$ （計32回）、より低いS/N = 3 dBでは $N=18$ （計72回）が必要である。しかしながら、比較的良好なS/N = 21 dBにては、 $N=1$ （計4回）、中程度のS/N = 12 dBでは、 $N=4$ （計16回）で好結果を得た。
- 1 3) 以上これらのことで、実用化へ向けて、カラードプラ法へ適用する際の基礎的資料が得られた。

今後の課題

- 1) Mモードのカラードプラ法に速度直接差分法を適用するには、初期値設定の安定化あるいはMTIフィルタの構成法などの検討をさらに進め、複合補正方式を含めた速度直接差分法に四周期法（あるいは、二周期法）とを組合わせた方式の装置構成の検討を行い血流計測に適用することが考えられる。初期値設定に四周期法（あるいは、二周期法）を用いるとよく、計測中の誤りは四周期法（あるいは、

二周期法)との組み合わせた方式で、解決する見込みがある。

- 2) また、Mモードカラードプラ法には、四周期法（あるいは、二周期法）を利用することも考えられる。すなわち、四周期法（あるいは、二周期法）で得た位相差の差の情報による位相差の補正方式を適用することも可能性がある。前項で述べた方式とどちらが適当か比較検討が要る。
- 3) 個別間隔MTI法によるMTIフィルタを用いる、四周期法での装置構成の検討、臨床実験を行い実用化を進める資料を得たい。カラードプラ法に適用するには、フレームレイトを下げない方式の検討が必要である。というのは、四周期法は従来と比べさらに繰返し周期 $T+T_s$, $T+2T_s$, $T+3T_s$ を追加し、それらの各位相差ベクトルを得るための加算回数が要するため、パケット長は $(N+p)(4T+6T_s)$ となり、従来方式と比べれば、パケット長は4倍以上となる欠点がある。フレームレイトが $1/4$ 、あるいはフレームレイトを同じに保てば表示視野角が $1/4$ となり問題である。この対策としては、隣接の走査線間で T_s ごとに異なる4種類の繰返し周期を用い4走査線単位で四周期法の計測演算を行い、表示には四周期法で得た4走査線中の位相差の差の情報を用い、各走査線の位相差を補正する演算方式を実施することが考えられる。この場合、4走査線中で速度（位相差の差）が大きく変動しないことが要求される。
- 4) 上記のことを考慮した簡易な装置の試作により、（M側）研究医の協力のもと、病気の心臓などの臨床状況に適用し、本方式の医用超音波分野における有効性と適用性を論じなければならない。
- 5) 演算処理量などカラードプラ断層法に適用可能かどうか、なお装置規模の検討が必要である。

発表論文目録

「原著論文」

- 1) 西山久司, 片倉景義：高速血流超音波パルスドプラ計測における速度直接差分法の提案と基本実験．超音波医学1995；22：225-229.
- 2) 西山久司, 片倉景義：高速血流超音波パルスドプラ計測における速度直接差分法の問題点とその対策．超音波医学1996；23：101-108.
- 3) Nishiyama H, Katakura K : Non-equally-spaced pulse transmission for non-aliasing ultrasonic pulsed Doppler measurement. *J Acoust Soc Jpn* (E) 1992 ; 13-4 : 215-222.
- 4) 西山久司, 片倉景義：不等間隔超音波パルス送波による高限界速パルスドプラ計測法におけるMTIフィルタの検討．超音波医学1996；23：341-348.
- 5) 西山久司：四周期法による高限界速パルスドプラ計測における不等間隔パルス送波方式の信号対雑音比の改善．超音波医学1997；24：1809-1825.

「講演論文」

- 6) 西山久司, 片倉景義, 小川俊雄：高速血流超音波ドプラ計測法．超音波医学1987；14 suppl II：295-296, (1987年11月).
- 7) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法．日本超音波医学会基礎技術研究部会1987；BT87-11：5-9, (1987年12月).
- 8) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法．超音波医学1988；15 suppl I：289-290, (1988年 6月).
- 9) Nishiyama H, Katakura K, Ogawa T : Non-aliasing ultrasonic pulsed Doppler measurement. *Ultrasonic Imaging and Tissue Characterization Symp* 1988, [Abstracts].
- 10) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法(III) - 周波数分析 - . 超音波医学1989；16 suppl I：371-372, (1989年 5月).
- 11) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法(IV) - MTIフィルタ - . 超音波医学1989；16 suppl II：295-296, (1989年10月).
- 12) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法 - MTIフィルタ - .

- 日本超音波医学会基礎技術研究部会1989；BT89-16：5-10, (1989年11月).
- 13) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法 (V) - S/N改善の一検討-. 超音波医学1990；17 suppl I：219-220.
- 14) 西山久司, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法 - S/N改善の一検討-.
日本超音波医学会基礎技術研究部会1990；BT90-4：21-28, (1990年 6月).
- 15) 西山久司, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法 (VI) - 位相差の差 $\Delta \theta$ による位相差 $\Delta \theta$ の一補正方式の検討 -. 超音波医学1990；17 suppl II：453-454.
- 16) Nishiyama H, Katakura K, Ogawa T : Non-aliasing ultrasonic Doppler frequency analysis with new MTI filter. *Ultrasonic Imaging and Tissue Characterization Symp* 1990, [Abstracts].
- 17) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法 - 加速度積分法の基礎的検討 -. 信学技報1991；US91-5：25-32 (1991年4月) .
- 18) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法 (VII) - 加速度積分法の構成と問題点 -. 超音波医学1991；18 suppl I：539-540.
- 19) Nishiyama H, Ogawa T, Katakura K : New non-aliasing pulsed Doppler measurement using the difference of two phase differences. *Med Biol Eng Comp* 1991; 29 Suppl : 548.
- 20) 西山久司, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法 (VIII) - 加速度積分法における周波数分析 -. 超音波医学1991；18 suppl II：275-278, (1991年11月).
- 21) 西山久司, 橋本康弘, 片倉景義ほか：高速血流超音波ドプラ計測法 - 加速度積分法におけるMTIフィルタの考察 -. 音響学会春季論文集1991：701-702.
- 22) 西山久司, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法 (IX) - 二周期法への加速度積分法の適用 -. 超音波医学1992；19 suppl II：533-534, (1992年 11月).
- 23) 西山久司, 片倉景義：高限界速パルスドプラ計測法. 超音波医学1992；19 suppl II：49-50.
- 24) 西山久司, 片倉景義：高限界速パルスドプラ計測法における各種MTIフィルタの構成法. 音響学会秋季論文集 1992；1047-1048.
- 25) 西山久司, 片倉景義：高限界速パルスドプラ計測法におけるMTIフィルタの一比較検討. 音響学会春季論文集 1993；723-724.

- 26) 西山久司, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法 (X) - 二周期法における
加速度成分の検討 -. 超音波医学1993 ; 20 suppl I : 211-212, (1993年5月).

「共著の講演論文」

- 27) Katakura K, Nishiyama H, Ogawa T : Preliminary study for non-aliasing ultrasonic pulsed Doppler measurement. *AIUM* 1987 : 126, [Abstracts].
- 28) Katakura K, Nishiyama H, Ogawa T : Responses of the non-aliasing pulsed Doppler method. *WFUMB* 1988, *J Ultrasound Med* ; 7(10) : s39 s283, [Abstracts].
- 29) 小川俊雄, 西山久司, 片倉景義：高速血流超音波ドプラ計測法-加速度積分法の提案
と原理実験 -. 日本超音波医学会基礎技術研究部会 ; BT90-10 : 5-8, (1991
年3月).
- 30) Ogawa T, Nishiyama H, Katakura K : Non-aliasing pulsed Doppler using an acceleration
-integration method. *Ultrasonic Imaging and Tissue Characterization Symp* 1991
[Abstracts].
- 31) Katakura K, Nishiyama H, Ogawa T : Non-equally-spaced pulse transmission for non-aliasing
pulsed Doppler method. *WFUMB & WFS '94, Ultrasound Med Biol* 1994 ; 20 suppl 1 :
s69[Abstracts].

「その他の超音波分野（ドプラ以外）の講演論文」

- 32) Cain CA, 西山久司, 片倉景義：非線形パラメータB/Aの超音波測定法について。超
音波医学1985 ; 12 suppl II : 301-302.
- 33) Cain CA, 西山久司, 片倉景義：非線形パラメータB/Aの超音波測定法について。
日本超音波医学会基礎技術研究部会1986 ; BT85-3 : 21-24.
- 34) Cain CA, 西山久司, 片倉景義：超音波反射方式による非線形パラメータB/A映像法
の研究。超音波医学1986 ; 13 suppl II : 611-612.

国内出願特許目録

- 35) 片倉景義, 小川俊雄, 石川静夫, 西山久司, 児玉真塩: パルスドプラ計測装置.
特開昭62-169073. (出願1986年1月22日)
- 36) 西山久司, 片倉景義ほか: パルスドプラ計測装置. 特開昭64-32846. (出願1987年
7月29日)
- 37) 西山久司, 片倉景義ほか: パルスドプラ計測装置. 特開昭64-37936. (出願1987年
8月5日)
- 38) 西山久司, 片倉景義ほか: パルスドプラ計測装置. 特開平1-139042. (出願1987年
11月27日)
- 39) 西山久司, 片倉景義, 石川静夫: パルスドプラ計測装置. 特開平1- 153144.
(出願1987年12月11日)
- 40) 西山久司, 片倉景義, 小川俊雄, 石川静夫: パルスドプラ計測装置. 特開平
1-291841. (出願1988年5月20日)
- 41) 西山久司, 片倉景義ほか: パルスドプラ計測装置. 特開平3-80842. (出願1988年
8月23日)
- 42) 西山久司, 小川俊雄, 片倉景義: パルスドプラ計測装置. 特開平2-203849. (出願
1989年2月3日)
- 43) 橋本康広, 西山久司, 神田浩, 片倉景義: 高限界測パルスドプラ計測装置. 特願平
2-24550. (出願1990年2月5日)
- 44) 西山久司, 片倉景義ほか: パルスドプラ計測装置. 特開平2-134144. (出願1990年
11月16日)
- 45) 西山久司, 片倉景義ほか: パルスドプラ計測装置. 特開平4-189348. (出願1990年
11月26日)
- 46) 西山久司, 片倉景義ほか: パルスドプラ計測装置. 特開平4-197250. (出願1990年
11月28日)
- 47) 西山久司, 片倉景義ほか: パルスドプラ計測装置. 特開平4-269949. (出願1991年
3月26日)

- 48) 西山久司, 片倉景義ほか：パルスドプラ計測装置. 特開平4-197250. (出願1990年11月28日)
- 49) 西山久司, 片倉景義ほか：パルスドプラ計測装置. 特開平4-269949. (出願1991年3月26日)
- 50) 西山久司, 片倉景義ほか：パルスドプラ計測装置. 特開平4-279846.
- 51) 西山久司：パルスドプラ計測装置. 特願平9-254912. (出願1997年9月26日)

外国出願特許目録

- 52) Nishiyama H, Katakura K, Ogawa T : PULSE DOPPLER FLOW SPEED METER.
USP4,905,206 Feb 21 1990.
- 53) Nishiyama H, Katakura K, Ishikawa S, Ogawa T : PULSE DOPPLER FLOW SPEED
METER. USP4,955,386 Sep 11 1990.
- 54) Nishiyama H, Katakura K, Ogawa T : PULSE DOPPLER FLOW SPEED METER.
USP4,995,397 Feb 26 1991.
- 55) Katakura K, Ogawa T, Ishikawa S, Kodama M, Nishiyama H : ULTRASONIC
VELOCITY METER. USP4,751,847 Jun 21 1988.
- 56) Ogawa T, Nishiyama H, Katakura K, Ishikawa S : ULTRASONIC DOPPLER METER.
USP4,884,448 Dec 5 1989.

謝 辞

1975年4月入社，中央研究所配属，11月まで日立多賀工場での工場実習，中研6部で複腕ロボットの制御ソフト開発の研修後，1977年以降パッシブソナー目標類別方式，音声の認識と合成方式の研究を経験後，1981年9部の医用超音波の研究ユニットに移り，生体組織の非線形パラメータB/A計測方式，カラードプラ装置における血流速度の計測限界向上方式および高S/N速度計測演算方式の研究に従事した．その中で，本論文は血流速度の計測限界向上方式の研究につきまとめている．

本研究は1985年9月に開始した．アロカ社のカラードプラ装置（世界初）が実用化されると，東芝（株）も同様の装置を発表した．当時，共同研究者が二周期法と名付け，超音波パルスの不等間隔送波による位相差の差の計測演算方式による，ナイキスト周波数を越える高速血流の速度計測方式を考案した．そこで，この二周期法による血流計測実験を試みたところ，ナイキスト周波数を越える計測は可能だが，従来方式と比較してS/Nなどが大きく劣ることが判明した．実用化には，既存回路に付加する程度の規模が望まれた．筆者は高S/N演算方式の研究を主としていたが，速度計測限界向上方式を，いつしか生涯の研究課題とも考えるようになっていた．その後，研究職を離れることとなったが，二周期法などの研究を論文にまとめる機会が与えられた．

本博士論文をまとめるにあたり，懇切なご指導を賜った，大槻茂雄教授（東京工業大学精密工学研究所）に先ず深謝いたします．審査に際し，ご意見ご助言頂いた，上羽貞行教授，上田光宏教授，関根松夫教授，渡辺澄夫助教授に心から感謝したい．

1992年2月防衛技術推進本部に移動後，機会を与えていただいた村上啓一元本部長（現日立中部電機社長），保田勲本部長，潮田真元部長（現日立電子FA事業部），「神様の与えた時間と思って書くように」と元気づけていただいた磯田篤男前部長，中村功部長，お世話になった美藤共生部長代理，西田宏主任技師に深謝いたします．

派遣先の中央研究所MS部でシミュレーション実験の追加補充と論文執筆を行った．横山哲前部長，山本悦治部長に感謝いたします．

特に，（株）光電製作所理事片倉景義博士（元中央研究所主管研究員）には，ソナー目標類別以降，研究の御指導を戴き銘記し深謝したい．原著論文の構成と執筆指導，さらに審査前には貴重な時間を裂き，心暖まるご指導をもいただき感謝に耐えません．

最後に，MS部梅村晋一郎主任研究員，石川静夫技師ほか672ユニットおよびMS部関係者の皆様，（株）日立メディコ神田浩主管技師長，小川俊雄主任技師，篠村隆一主任技師（いずれも元中央研究所MS部686ユニット），（株）日立メディコの技研・超設の関係者の皆様に深謝いたします．