



超音波ドプラ診断装置の自動化に関する研究

馬場, 達朗

(Degree)

博士 (工学)

(Date of Degree)

2006-09-25

(Date of Publication)

2012-09-04

(Resource Type)

doctoral thesis

(Report Number)

甲3755

(URL)

<https://hdl.handle.net/20.500.14094/D1003755>

※ 当コンテンツは神戸大学の学術成果です。無断複製・不正使用等を禁じます。著作権法で認められている範囲内で、適切にご利用ください。



神戸大学博士論文

超音波ドプラ診断装置の 自動化に関する研究

2006 年 8 月

馬場達朗

目 次

論文要旨	i-vi
第1章 序論	1
第1節 背景	1
第2節 問題点と課題	5
第3節 研究の目的と論文の構成	8
参考文献	9
第2章 超音波信号処理とドプラ自動化開発項目	15
第1節 超音波送受信信号処理	15
1. 生体内での超音波伝播特性	15
2. フェイズドアレイ	16
3. 超音波走査法と収集データ	19
4. 音場	20
第2節 超音波ドプラ信号処理	22
1. 超音波ドプラ信号処理システム	22
2. ウォールフィルタ処理	25
2-1. CFM 用ウォールフィルタの動向	27
2-2. スペクトラムドプラ用ウォールフィルタの方式選定	29
2-3. スペクトラムドプラ用DSP 高速アルゴリズムの開発	32
2-4. ウォールフィルタの今後の動向	33
3. ドプラ周波数解析処理	34
3-1. スペクトラムドプラの周波数解析(FFT 法)	34
3-2. CFM の周波数解析(複素自己相関法)	36
3-3. FFT 法と複素自己相関法の性能比較	37
4. ドプラオーディオ信号処理	40
4-1. デジタル処理の目標性能	40
4-2. デジタル信号処理方式の検討	41
4-3. ドプラオーディオの折返し対策	44
4-4. 複素デジタルフィルタの実装	49
5. 信号処理アーキテクチャの変化と今後の動向	51
第3節 要素技術開発項目の検討	54
参考文献	57

第3章	ドプラ自動化の要素技術開発	62
第1節	自動ゲイン補正	63
1.	ドプラ信号処理とダイナミックレンジ	63
1-1.	ダイナミックレンジ	63
1-2.	ゲイン調整	64
2.	従来の問題点	65
2-1.	ミラー効果	65
2-2.	量子化ノイズ	66
2-3.	ダイナミックレンジの拡大	67
3.	方式検討	70
3-1.	目標性能を満たすシステム	70
3-2.	実現規模を抑えた最適システム	71
4.	結果	72
5.	まとめ	73
第2節	自動トレース信号処理	74
1.	流体力学	74
2.	自動トレース信号処理	75
3.	現状の問題点	78
4.	閾値設定アルゴリズム	78
5.	シミュレーションによる確認	81
6.	まとめ	82
第3節	自動心拍周期検出信号処理	83
1.	ドプラ計測の現状	83
2.	心拍周期検出技術の動向と問題点	84
3.	周波数領域での心拍周期検出の可能性検討	85
4.	信号処理	86
4-1.	ABPF方式の心拍周期検出処理	86
4-2.	周波数解析器の信号処理	88
5.	試作実験と結果	90
6.	考察	91
6-1.	方式の差	91
6-2.	平均値トレース波形の有効性	93
7.	まとめ	94
第4節	自動速度レンジ信号処理	95
1.	技術動向と現状の問題点	95
2.	速度トラッキングの信号処理	96

3. 試作シミュレーション	98
4. 考察	101
4-1. 観測時間の短縮化	101
4-2. 初期設定値の影響	102
5. まとめ	104
第5節 ハイブリッドシステムによる改善	105
1. 技術動向と問題点	105
2. 信号処理	107
2-1. ハイブリッド制御	107
2-2. 状態の定義	107
2-3. 制御アルゴリズム	110
3. 試作シミュレーション結果と考察	111
4. まとめ	115
第6節 自動時間スケール最適化	116
1. ドプラ計測と従来の問題点	116
2. 自動時間軸スケール機能	117
3. スペクトラムドプラ画像補正処理の検討	118
4. シミュレーションによる画質確認	121
5. 考察	124
6. まとめ	125
参考文献	126
 第4章 品質工学的手法によるロバスト設計と最適化	 131
第1節 自動トレース信号処理への適用	133
1. 現状の問題点	133
2. 評価ツールの開発	134
2-1. 試作シミュレータ	134
2-2. 期待値	134
3. タグチメソッドの適用	136
3-1. 評価特性	136
3-2. 誤差因子	136
3-3. 制御因子と L18 直交表への割付	136
3-4. L18 直交表に基づく実験	137
3-5. 動特性の SN 比の導出	138
4. 結果	139
4-1. 最適条件の推定と確認実験	139

4-2. トレースエラーの評価結果	140
5. 最適調整結果の製品仕様への展開	141
6. 考察	142
7. まとめ	143
第2節 自動心拍周期検出信号処理への適用	144
1. ドプラ自動計測の有用性と問題点	144
2. 品質工学評価ツールと評価特性	145
2-1. 評価特性	145
2-2. 品質工学評価ツール	146
2-3. 評価対象	147
3. 誤差因子	148
4. 制御因子	150
5. シミュレーション結果	150
6. まとめ	153
第3節 自動速度レンジ信号処理への適用	154
1. ドプラ自動化と自動速度レンジ	154
2. 自動速度レンジ処理アルゴリズム	156
3. 品質工学評価ツールと評価特性	157
3-1. 評価特性	157
3-2. 品質工学評価ツール	157
4. 標示因子と誤差因子	158
4-1. 標示因子	158
4-2. 誤差因子	158
5. 制御因子	160
6. シミュレーション結果	160
7. まとめ	163
参考文献	164
 第5章 結語	 166
 謝辞	 171
 本論文に関する著者の公刊論文一覧	 172
 本論文に関する著者の学協会講演論文一覧	 174

Abbreviations

ABPF	Adaptive band-pass filter
ADC	Analog-to-digital converter
ALU	Arithmetic and logical unit
AR	Autoregressive
ASIC	Array system integrated circuit
AV	A-wave velocity
BLS	Baseline shift
BPF	Band-pass filter
CFM	Color flow mapping
CPLD	Complex programmable logic array
CT	Computed tomogram
CWD	Continuous wave Doppler method
DAC	Digital-to analog converter
DBF	Digital beam forming
DC	direct current
DcT	Decelation time E
DFT	discreat Fourier transform
DLL	Dynamic link library
DSP	Digital signal processor
EDV	End diastolic velocity
EV	E-wave velocity
FFT	Fast Fourier transform
FIR	Finite impulse response
FMCW	Frequency modulated continuous wave
FPGA	Field programmable gate array
HPF	High-pass filter
HR	Heart rate
IIR	Infinite impulse response
IQ	In-phase Q-phase
LPF	Low-pass filter
MEMS	Micro electro mechanical system
MPU	Micro processing unit
MRI	Magnetic resonance imaging
MUT	Micro-machined ultrasonic transducer

OS	Operating system
PAL	Programmable array logic
PI	Pulsatile index
PRF	Pulse repetition frequency
PSF	Point spread function
PSV	Peak systolic velocity
PWD	Pulse wave Doppler method
QFD	Quality function development
Re	Reynolds number
RF	Radio frequency
RG	Range gate
RI	Resistive index
RMS	Root mean square
STC	Sensitivity time control
STFT	Short time Fourier transform
TDI	Tissue Doppler imaging

論文要旨

〔 医療背景 〕

近年日本の医療システムは、少子高齢化や経済成長の停滞の影響を受け医療費削減のため、患者の在院日数や医療費そのものを減らす方向へ進んでいる。病院にとっては医療の質、病院の運営効率、コスト管理が重要な課題となっている。そうした中、信頼性の高い診断性能を持ち、高スループットの効率良い診断を可能にする診断装置の開発が要望されている。例えば、現状の超音波診断装置を用いた循環器病の超音波心エコースクリーニング検査の場合、患者一人当たり 30 分程度のルーチン検査時間を要しており、その大半をドプラ血流計測が占めている。このドプラ計測を全自動化することによって大幅なスループット向上が期待できる。

〔 技術動向 〕

医用超音波の技術動向と顧客ニーズから今後の発展可能性について分析した。

- ① **診断分野の拡大とリアルタイムモニタリング技術：** 装置性能(感度や分解能など)の向上に伴い従来主流であった循環器分野から、腹部、表在血管、周産期など新たな診断分野へのドプラ診断が広がっている。また胎児の発育状態や臓器の薬剤投与の効果を観測するリアルタイムモニタリング技術も発展する可能性が高い。
- ② **ドプラ自動計測技術：** 現在オフライン断層像をもとにした心機能イメージングなどの応用計測が試みられている。今後診断効率の向上を狙いリアルタイムでの輪郭抽出や波形パターン認識技術が発展する可能性が高い。一方診断部位などで変動するドプラ感度や血流波形をもとにした心拍周期の安定検出法がドプラ自動計測の重要技術になることが考えられる。
- ③ **超音波ドプラの制約を回避する技術(改善技術)：** 超音波送受信周期に依存する速度折返し現象、受信ビームと血流のなす角度の補正など現行計測技術の制約に対し、いくつかの改善技術が報告されているが実用には至っていない。折返し対策には RF 信号の相互相関によるスペックルトラッキング速度推定法や周波数変調した連続波ドプラ(FMCW)の応用技術、角度補正には複数ビーム同時受信法などが報告されている。
- ④ **レーダ技術の転用：** ドプラ信号の感度改善を目的とするコード化送受信技術、アダプティブクラッタフィルタ技術などが、レーダ技術からの転用技術として実用化されている。ただしコード化送受信技術については実際の生体で

は媒体が均質でなく理論と乖離しているため、感度と距離方向分解能のトレードオフが発生している。今後コード化送受信技術は通信技術分野のスペクトラム拡散技術など新たな技術と融合し、多方向同時受信によるリアルタイム性向上、送受信ビームによる角度補正、スペックル低減、送信音圧低減などに発展する可能性が高いと考える。

⑤ **開口合成技術：** 近年のデジタル技術とパワーエレクトロニクス的发展により、レーダ技術分野では従来光学系で処理されていた開口合成計算が計算機上で実現可能になった。特に光学分野では動画ホログラムも誕生している。これらの技術を超音波診断装置の技術に転用した場合、振動子アレイからの波動を映像化するビームフォーミング技術が、開口合成レーダ技術と同様の発展をしていくことが考えられる。また MEMS 技術を応用した超音波振動子アレイの微細化とチャンネル数増加が起爆剤となり、超音波画像構成方式が従来の収束音場でなく球面波ベースの開口合成映像方式に方向転換する可能性が高い。

⑥ **血流の可視化技術：** 現在 2 次元断層像の血流情報を表示する CFM が主に循環器分野で普及している。今後は末梢血管の血栓診断などの分野に発展していく可能性が高く、従来の CFM（主に平均流速マッピング）以外に流体力学に対応した圧マッピングなどの表示法が期待されている。特に近い将来、三次元超音波診断装置の登場により圧分布の推定精度が大幅に向上することが考えられる。現在の CFM で得られない有効な診断法に発展する可能性が高い。

以上のように今後の超音波ドプラ技術の発展方向として、診断分野拡大に伴う臨床ニーズへの対応をはじめ、レーダ技術、コヒーレント映像技術、流体の可視化技術など他分野との技術融合が重要になるものと考ええる。一方で診断部位拡大とともに進化していくドプラ計測は、ユーザ側の高度な診断スキルが必要であり診断負荷が大きいため、実用的な自動化技術も望まれている。

[QFD 手法]

超音波ドプラの自動化開発に際し品質の高い製品を開発するためには、製品の目標性能について十分な検討が必要である。そこでドプラ自動化に必要な要素技術開発項目を品質機能展開手法(QFD)で展開した。顧客要求を満たす尺度として、計測可能な品質特性を抽出し、それらの関連を分析し品質特性の重要度や目標値を明確化した。次に品質特性を実現する構成要素に相当する部品特性を抽出し、それらの重要度を分析し、要素技術開発項目とその優先度を明確化した。自動化に関する顧客メリットとして操作性の向上、検査時間の短縮、安定性の向上、計測精度の向上、診断部位や診断手法に対応した装置設定、新しい診断法などがある。国内国外の販社を対象にドプラ自動化アンケート調査を実施した結果、顧客要求として計測信頼性が高いこと、診断画像のスペクトラ

ムエンベロープ波形を早く正確に抽出したい、操作が簡単なことなどの要望があった。次に QFD 手法を用いて品質特性の重要度を分析した結果、同期検出能力のヒット率 85%以上、定常血流のトレース精度 $\pm 5\%$ 以内、腹部、産科胎児系での心拍周期検出の安定性などの品質特性とその目標値が得られた。最後に、品質特性に対応する部品特性の重要度を分析した結果、ドプラ自動化の要素技術として、トレース波形から心拍周期を自動的に抽出する技術、スペクトラム画像の辺縁を安定して自動トレースする技術、腹部や周産期など診断部位拡大にともなう自動画質調整技術、速度レンジ/オフセットのトラッキング技術、計測時間域を自動的に設定しハイライト表示する技術、計測エラー対策などの部品特性とその優先度が明確化した。

以上、QFD 手法によりドプラ自動化で開発すべき要素技術とその重要度を分析し、ドプラ自動化の構想を組み立て、部品特性に相当する開発項目を具体化した。まず、診断部位や被検者や装置設定の影響を受けずに、飽和や量子化ノイズの発生しない自動ゲイン/ダイナミックレンジ最適化技術を開発し、スペクトラム画像のノイズレベルを一定にする。次に、ドプラ自動計測に必要なスペクトラム辺縁部を自動的にトレースする技術と、トレース波形をもとに心拍周期を自動検出する技術を開発する。最後に、操作性改善の観点から速度レンジ/速度オフセットのトラッキング技術と、計測する時間軸スケールを自動的に拡大縮小(画質補正も含めて)する技術を開発する。

〔 品質工学の応用 〕

ドプラ計測について検査者の手技習熟度によるばらつきや装置性能のばらつきが計測精度に影響することが報告されており、自動化による効率化はもとより、これらばらつきを抑えることが計測信頼性向上のための重要な課題と考える。そこで、超音波ドプラ自動化の要素技術開発と並行して信頼性/安定性の高い製品化を目指してロバスト設計概念を取り入れ、品質工学的手法を用いた性能最適化をおこなう方針とした。

広範囲の科学技術分野に共通で、しかも長期に使える機能性の評価方法として品質工学(タグチメソッド)が注目されている。この品質工学を利用し製品の信頼性はもとより R&D の生産性、すなわち開発のスピードを改善することを試みた。超音波診断装置の開発/製品化プロセスは、調査、開発、試作、製品化、市場の 5 つのプロセスに分類できる。従来は、標準的な使用環境を想定し多少の変動を考慮して製品開発をおこなっていた。そのため試作不具合や市場改善要望を繰返し解決してく土竜叩きの開発を繰返していた。今回は、調査/開発の段階で真のユーザニーズと市場環境で予測される変動範囲を十分に調査(ロバス

ト設計)し要求仕様と目標性能を明確にし開発した。また、ドプラ自動化処理エンジンは、超音波診断装置内の組込みデバイスや本体 OS 上のソフトウェアに実装するため、処理エンジンを部品化し計算機シミュレーションにより試作性能評価を試みた。従来の開発方法では、試作完了後、製品化までに数ヶ月にも及ぶユーザ評価を実施し不具合対策や装置条件設定をカットアンドトライでおこなっていた。今回は市場で起こりうる最悪条件を想定した膨大な入力データをあらかじめ収集しておき、装置条件設定パラメータが取りうる範囲全ての組合せで自動試行/自動評価するシステムを構築した。例えば制御パラメータが 7 種類各 3 水準ある場合には、通常の実験計画ではひとつの入力データに対して 2000 通り以上の試行を要するが、品質工学の L18 直交表に基づく実験解析では僅か 18 回の実験で済む。こうした自動評価システムを用いることで数十万回の評価実験を数千回のバッチ処理で実現することができる。実験結果は品質工学の要因効果分析を用いることによって、パラメータの寄与度や最適な組合せが導き出せ開発時間の短縮が可能となる。今回は品質工学的手法を利用しロバスト設計とパラメータ最適化を試みた。

〔 ドプラ自動化技術 〕

煩雑で時間のかかる超音波ドプラ診断の自動化を目的として、①膨大なドプラ信号のダイナミックレンジを最適化し装置パラメータによるゲイン変動を自動的に補正する技術、②スペクトラム画像から自動的に辺縁部のトレース波形(最大流速)を抽出する技術、③トレース波形から心拍周期を自動的に抽出する技術、④ドプラ自動計測に必要な時間領域を自動拡大縮小し画質(時間-周波数分解能)を自動補正する技術、⑤速度レンジ／オフセットを自動的に最適化する技術を開発した。これら要素技術は十分実用に耐えるレベルに到達し、一部製品化も完了している。また、今回特に開発当初より、診断部位や被検者などの変動要因の影響を受けやすい②、③、⑤の要素開発にロバスト設計と計算機シミュレーションをもとにした品質工学的手法の適用を試みた。その結果、性能の向上はもとより大幅な開発時間の短縮が可能となった。

① **ドプラ自動ゲイン補正技術：** 近年の高周波電子回路技術や集積回路技術の発展に伴い超音波ドプラシステムにおいても DA 変換器などの高性能化(高速化や高精度化)により、装置ダイナミックレンジの拡大から新たな診断部位への応用や診断法へ発展している。反面ゲイン調整範囲が広がりアーティファクトの発生や操作の煩雑化の弊害もある。超音波ドプラの場合、帯域制限により内部ダイナミックレンジが大幅に増加するため、それに連動してゲインの調整範囲も広がる。ゲイン調整についてはドプラ感度のばらつきを補正する本来の目

的以外に、装置パラメータの変化に伴う変動補正がある。飽和や劣化のない信号処理システムを実現するにはダイナミックレンジが広くゲイン調整範囲の広い大規模なハードウェアが必要となる。ハードウェア規模に比例して、コスト、消費電力、サイズが増えるため、それらを抑える解決策が必要である。そこでドプラ信号のダイナミックレンジ拡大に影響する各種サブモジュールに対して、装置パラメータの変動に対応したゲイン補正をおこない部分最適を実行した後、これらを直列に組合せた。この新方式の自動ゲイン補正により性能劣化させることなく調整範囲を半減できダイナミックレンジを縮小することができた。またドプラ信号処理特有のミラーアーティファクトや量子化ノイズの問題を解決することができた。

② ドプラ自動トレース技術： 心臓や血管内のドプラ血流計測において、流量計測に最大流速値トレース波形が用いられている。このトレース波形は時々刻々変化するスペクトラム画像の辺縁部に対応している。辺縁部を自動的に抽出する技術をドプラ自動トレースと呼ぶ。この機能の目的は、自動化による計測診断の時間短縮と検査者ばらつきの低減である。しかし、実際には診断する部位や被検者でエンベロップ波形形状やドプラ感度がばらつくため、装置設定だけでは十分なトレース性能が得られていなかった。そこで安定したトレース波形を得るために新方式の自動トレース処理を開発した。トレース波形特有のノイズパターンを判別除去する機能、ノイズレベル検出の安定化、ドプラ感度に応じた波形検出閾値の自動最適化などを盛り込み性能を向上させた。

さらに実際の生体でのドプラ感度や波形のばらつきに対しても安定検出できるように、頭頸部診断部位に対し制御パラメータを品質工学的手法で最適化するシミュレータを新たに開発した。L18 直交表に基づくシミュレーションの結果、椎骨動脈、中脳動脈などの比較的ドプラ感度の低い診断部位においても安定したトレース性能が得られた。従来のカットアンドトライに比べ、調整パラメータの最適化に要する時間短縮ができ開発効率が向上した。

③ ドプラ自動心拍周期検出技術： 超音波ドプラの自動計測の精度向上を目的として、新たに適応型バンドパスフィルタ方式心拍周期検出処理を開発した。新方式はトレース波形を周波数解析し、その中心周波数と分散によって心拍周期検出前処理の狭帯域バンドパスフィルタの特性を適応制御し心拍周期の検出精度や安定性を上げることができる。時系列で波形の特徴量を心拍周期ごとに検出する従来方式に比べ大幅な改善(ヒット率が向上)ができた。

この新方式に対して、さらに性能を上げるため品質工学的手法を用い最適化をおこなった。頭頸部診断部位データをもとにシミュレータを新たに開発した。最適化により心拍周期検出ヒット率が臨床目標値を大幅に上回る結果が得られ実用に十分耐えるレベルに到達した。

④ **ドプラ自動時間軸最適化技術：** 超音波ドプラ診断装置では血流情報をもとにしたドプラ計測がおこなわれており、心拍周期内の血流速度変化からピーク速度などの特徴量を計測し数値化し診断画像に重畳し表示する。このドプラ計測の操作性向上を目的として、心拍周期検出技術をもとにスペクトラムドプラ画像の時間軸スケールを自動最適化する方式を開発した。ドプラ計測では心拍周期毎の血流情報を計測するため、従来はユーザが画像を見ながら計測時間領域を手動で設定していた。新方式ではドプラトレース波形から心拍周期を自動検出し、必要心拍数分の画像が表示時間枠内に収まるように表示の時間幅や時相を制御する。また時間軸の拡大縮小に伴う画質劣化を補正するため、スペクトラム解析前の IQ データから再構成する処理を開発し、時間軸拡大縮小に応じて時間-周波数分解能に比を一定に保つように FFT 窓関数長と FFT シフトを制御する画質補正を試みた。試作シミュレーションにより新方式の動作確認と画質確認をおこない良好な結果が得られた。また画質補正により、画質改善はもとよりドプラ自動トレース波形の安定化にも有効であることがわかった。

⑤ **ドプラ自動速度レンジ/オフセット最適化技術：** 超音波ドプラの操作性向上を目的として、ドプラ自動トレース波形の情報をもとに速度レンジとオフセットを最適化する速度トラッキング処理を開発した。従来方式ではノイズや画像の影響を受け自動設定が不安定になっていたが、トレース波形のヒストグラムを利用した新方式では、比較的ドプラ感度が悪く正負両極性のドプラ成分を持つ肺静脈波形の速度変動，診断操作中に血流欠落が発生した頸動脈波形に対しても安定した応答が得られた。新方式の試作評価で、信号の長期欠落やドプラ信号特有の折返し波形が入力に入ると不安定になる問題を改善するために、新たにハイブリッド制御を用いた新方式(Ph.2 と呼ぶ)を開発した。これにより状態判別エラー発生率を 1/3 に改善することができた。

さらに、新方式(Ph.2)に対しシミュレータを新たに開発し、品質工学的手法によるパラメータの最適化をおこない速度レンジ推定値やばらつきも標準条件に対し大幅に改善できた。またこの時の状態判別エラーは発生しなかった。新方式(Ph.2)の最適化により推定精度，応答性ともに実用に十分耐えるレベルに到達した。

第1章 序論

第1節 背景

超音波とは人間の可聴範囲を超える高周波(20 kHz 以上)の音波であり、医用超音波診断装置では生体での分解能や減衰率などの観点から 2~10 MHz 付近の超音波が一般的に利用されている。超音波断層像は生体組織からの反射エコーの強度分布を画像化したものである。生体での音速は約 1540 m/s であり、送信パルスと受信信号の時間差に応じた距離方向の反射エコー強度をもとに画像を構成している。反射強度は音響インピーダンスや減衰率の影響を受ける。このため超音波診断装置は通常体表から 5~20 cm 程度の領域の診断に用いられている。

医用超音波診断装置は半世紀近くの歴史があり、国内のほとんどの病院や診療所に普及している。1960 年代に機械的走査方式の超音波診断装置が登場して以来、1970 年代にはフェイズドアレイ電子スキャン方式超音波診断装置の出現により画像が高分解能化し、1980 年代には超音波ドプラによる血流診断や2次元カラードプラによる血流マッピングが登場し、1990 年代にはフルディジタルの小型高性能診断装置へと発展してきた。今後は CT や MRI などの診断モダリティあるいは、癌温熱療法(Hyperthermia)、高周波焼灼療法(RFA)、遺伝子治療(Gene Therapy)などの治療手段と融合し新たな発展が期待されている。

断層像による形態診断と並行して、反射エコーのドプラ効果を利用した超音波ドプラ血流診断も発展してきた。ドプラ効果自体はオーストリアの物理学者 Johann Christian Doppler によって発見されたものであるが、大阪大学の里村茂夫、仁村泰治[1,2]により医用超音波に応用されて以来、無侵襲的に血流計測できることからいろいろな段階を経て発展してきた。初期は CWD (連続波ドプラ法)として超音波ビーム上のドプラ成分を収集していた。次に断層像と同じパルス送信と任意の深さに対応する信号を収集する PWD(パルスドプラ法)に発展した。PWD では断層画像上の任意の位置に対応した血流情報を収集することができるため血管内の測定ポイントを特定することが可能である。さらに近年、この PWD の収集点を2次元配置し血流情報に色をつけて断層像と重畳表示する CFM(カラードプラ法)が登場し、心疾患診断などの血流動態の把握に役立っている。今後、臨床へのさらなる普及と発展が期待されている。最近の医用超音波ドプラの技

術動向と発展可能性について、文献調査や顧客ニーズをもとに分析した。

(1) 診断分野の拡大：

ドプラ血流診断は循環器分野(心臓や頸動脈)が主流であるが、腹部、表在血管、周産期など新たな診断分野への応用が広がっている。また従来リアルタイム性や感度の不足で診断困難だった心拍数の高い胎児診断や拍動性の弱い腎血流などの診断分野でも、装置性能の向上を背景に徐々に診断法が定着している。例えば母体の心電波形分離でなく、臍帯動脈ドプラで直接胎児の心拍周期検出も可能になっている[3]。また薬剤投与による肝臓などのリアルタイムモニタリング技術[4,5]も将来有望と考える。

(2) ドプラ自動計測：

オフライン断層像をもとに、心壁の輪郭抽出や心筋の弾性イメージングなどの自動計測/診断応用技術が近年報告されている[6-8]。一方で超音波ドプラを利用した心臓の弁運動診断法も定着し心機能評価に有効なことが報告されている[9-11]。こうした診断法の効率向上を狙いリアルタイム輪郭抽出や波形パターン認識技術が注目されている。スペクトラム波形認識方法として Wavelet 変換を用いた Matching Pursuits 法や AR モデリングなどのパターン認識技術が報告されている[12,13]。特にリアルタイムのドプラ自動計測/診断分野では血流波形と心拍周期の安定検出が、操作性/信頼性に関わる重要課題である。

(3) 超音波ドプラの現行制約を回避する技術：

超音波送受信周波数(PRF)による速度折返し現象(aliasing)、受信ビームと血流間の角度補正(angle correction)などの制約に対し、革新的な技術報告がなされている。折返しに対しては、RF 信号の相互相関によるスペックルトラッキング速度推定法[14-16]や周波数変調した連続波ドプラ(FMCW)の応用技術[17,18]が報告されている。また、速度誤差の補正については複数ビーム同時受信による角度補正法[19-22]などが報告されている。しかし両者ともまだ実用には至っていない。

(4) コード化送受信：

レーダ技術分野では感度改善を目的として、コード化送受信技術[23-25]、ア

ダブティブクラッタフィルタ技術[26,27]などが実用化されている。超音波ドプラについてもこれらレーダ技術を応用した報告がある[28-30]。Golay Code, Baker Code などの送信コードを使用することでパルス波駆動時間が長くなるが、周波数依存の減衰特性を持つ媒体中(筋肉など)では分解能が劣化しない性質を利用するものである。しかし、実際の生体では媒体が均質でなく散乱モデルが理論と乖離しているため、感度と距離方向分解能のトレードオフが発生している。最近ではコード化送受信の目的を変え単純なコード化ではなく、通信技術分野のスペクトラム拡散[31-33]をもとに一度に複数の送信コードを用いて、周波数分割でなく空間分割し送信する技術が報告されている[34]。今後コード化送受信と多方向同時受信によるリアルタイム性向上、送受信ビームによる角度補正、スペックル低減、送信音圧低減などに発展する可能性が高いと考える。

(5) 開口合成技術：

近年のデジタル技術とパワーエレクトロニクスの発展により、レーダ技術分野では高速かつ大容量の信号処理が可能となりパルスレーダからチャープレーダへ、アンテナアレイから開口合成へ進化している[35-38]。従来光学系で処理されていた開口合成計算がコンピュータ上で実現されるようになった[39-41]。また光学分野でも計算機ホログラムなどコンピュータを用いたコヒーレント映像技術の発展により動画ホログラムも誕生している[42-47]。超音波の波動を映像化する超音波診断装置のビームフォーミング技術が今後重要になることが考えられる。また、超音波プローブ圧電素子の二次元アレイ化に伴うピッチの縮小[48]や MUT 技術[49-52]の登場により、微細化とチャンネル数増加が今後の超音波装置の性能を左右する大きな要因になると考えられる。

こうした状況から近い将来、超音波装置も収束音場でなく球面波ベースの開口合成映像方式を検討する時期にきていると考える。開口合成超音波装置は受信信号処理部の計算負荷はかかるもののリアルタイム性の高い高分解能の画像が期待できる。さらにこの方式を用いた超音波ドプラ技術については今後新たな発展が考えられる。

(6) 血流の可視化技術：

現在、2次元断層像の血流情報を表示する CFM が普及しており、断層像に重畳した血流の平均速度やパワー情報が診断に用いられている。今後四肢や末梢血管などの血栓診断において、血流の流体力学(hemo dynamic)に対応した圧マッピングなどの表示法[53-55]が期待されている。今後 3 次元超音波の登場により

圧分布を推定する際に、信頼性の高い境界条件(特に従来の 2 次元断層マッピングでは連続の式の境界条件にいくつもの仮定が必要であった)が得られ有効な診断法に発展していく可能性が高い。

以上のように今後の超音波ドプラ技術の発展方向として、診断部位拡大に伴う臨床応用技術もさることながら、レーダ技術、コヒーレント映像技術、流体の可視化技術など他分野との技術融合が重要になってくると考えられる。一方でユーザ側から現行の超音波ドプラ診断法を見ると、断層像診断に比べ高度な診断スキル(ドプラ計測そのものと計測結果をもとに診断する)を要するため、実用的な自動化技術も望まれている。

第2節 問題点と課題

近年日本の医療システムは、少子高齢化や経済成長の停滞の影響を受け医療費削減のため、患者の在院日数や医療費そのものを減らす方向へ進んでいる。大きな動きとして、病院の再編成(慢性期の患者を中心とした療養病院、大学病院など急性期の入院医療の役割分担)、従来の国民保険/健康保険からの出来高払い制度(機器を用いた診療報酬単価の合計)から疾患毎に治療コストが決まる定額制度への移行している。病院にとっては医療の質、病院の運営効率、コスト管理が重要な課題となっている。そうした中、医用機器を用いた診断ワークフローも疾患に応じて定着しつつある。CTやMRIなどの診断モダリティに比べ、超音波診断は無侵襲でリアルタイム表示できるメリットがある。超音波診断装置は、このメリットを活かして周産期はもとより心臓や循環器の診断に欠かせない存在となっている。今後の医用機器の求められることは、モダリティ間の重複診断を避け、信頼性の高い診断性能を持ち、高スループットの効率良い診断を可能にする技術であると考える。

例えば、現状の超音波診断装置での循環器病の超音波心エコースクリーニング検査の場合、患者一人当たり 30 分程度の検査時間を要している。

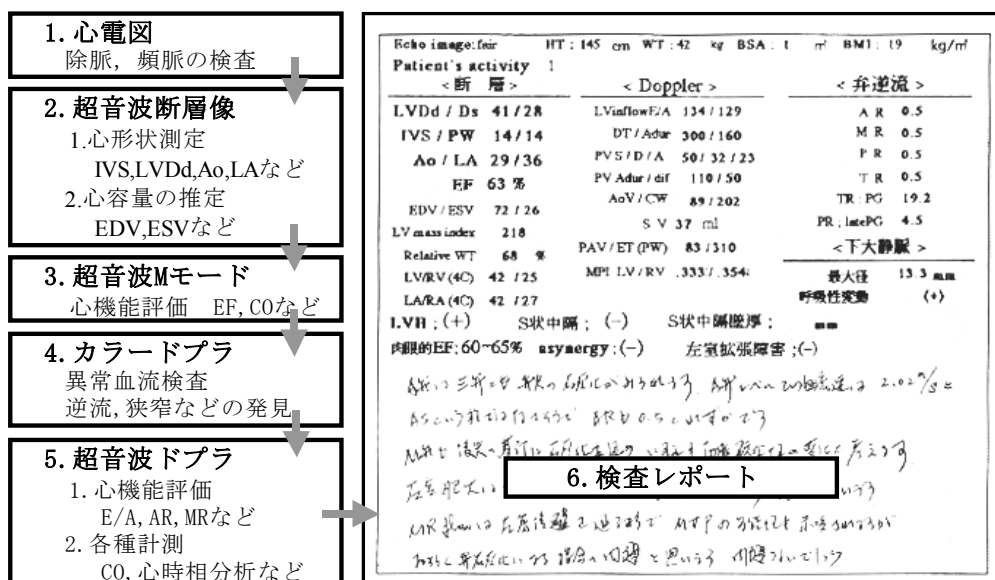


Fig.1-1 心エコースクリーニング検査のワークフローと検査レポート

(注) 図中の検査レポートは日本超音波医学 Vol.28, No.7, pp.979-985 (2001)より引用した。

Fig.1-1 に超音波心エコースクリーニング検査のワークフローを示す。問診後、心電図による除脈貧脈の検査をおこなう。次に心臓断層像で機能検査をおこない、左室を中心とした心腔内の形状の測定や心拍出力の推定などをおこなう。次に超音波ドプラで血流の計測をおこない、左室流入流出血流や逆流の診断をおこなう。また必要に応じてMモード画像やカラードプラ画像による診断をおこなう。最後に計測値と所見を記入した検査レポートと代表的な診断画像(写真)を添付して完了する。この間計測値を得るために、ユーザは診断画像をもとに手動でカーソル操作し、時刻、速度、距離などを入力しなくてはならない。こうした診断と計測を繰り返す一連のルーチン検査において半分以上の時間をドプラ血流診断に費やしている[56,57]。

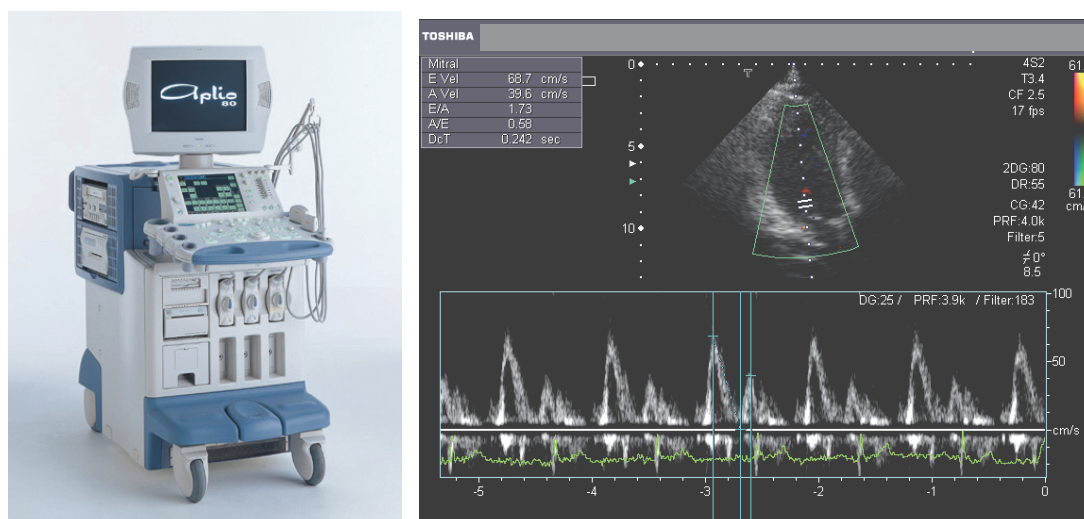


Fig.1-2 心臓血流(僧坊弁血流)の診断画像例

超音波診断装置(東芝メディカルシステムズ：SSA-770A)と超音波ドプラ(PWD)診断画像

Fig.1-2 にデータ収集に用いた超音波診断装置と計測値を重畳表示した診断画像を示す。例えば、心臓血流 (僧坊弁血流)の例では、心時相に応じた E 波最大速度(EV), A 波最大速度(AV), E 波 A 波の速度比(E/A), E 波減衰時間(DcT)が心機能評価や心肥大などの心疾患の診断に用いられている。Fig.1-2 のスペクトラム画像上でユーザが波形パターンを認識し 3 本のタイムカーソルを設定し計測する。また頸動脈診断では、頸動脈血流のスペクトラム画像の拡張末期速度(EDV)をユーザがタイムカーソルで設定する。ドプラ計測する複数心拍周期間の時刻を 2 つのタイムカーソルで設定し、その間のスペクトラム辺縁部を手動ト

レースする。超音波診断装置でこれら時間情報とトレース波形をもとに診断に必要な計測値(診断指標)を計算し数値で画像中の計測領域(Fig.1-2の左上)に表示する。心エコー検査で代表的なドプラ計測項目とそれをもとに超音波診断装置が計算する診断指標と診断用途を Table1-1 に示す。ルーチン検査では心臓内血流診断以外に頸動脈検査も同時に実施されることが多い。頸動脈診断では、収縮期最大速度(PSV)、EDV と心拍数(HR)をもとにした拍動性指標(PI)や抵抗性指標(RI)が動脈硬化や血栓による狭窄度の診断に用いられている。このように、心エコーのスクリーニング検査では形状計測、機能計測、血流計測などの診断項目の多さに加え、診断部位に対応した個別の測定項目も数多くあるため検査に時間を要している。

Table 1-1 計測項目と診断指標の例

診断部位	計測項目	診断指標	診断用途
左室駆出血流 (大動脈弁)	Vpeak(最大流速)	Tei-index CO(心拍出量) 大動脈-左室圧較差	心機能評価 大動脈弁狭窄 短絡疾患など
	Vmean(平均流速)		
	ET(駆出時間)		
	TVI(流速時間積分値)		
	Heart beat(心拍周期)		
左室流入血流 (僧坊弁)	Vpeak(最大流速)	E 波速度,A 波速度 E/A 比 左房-左室圧較差	心肥大評価 僧坊弁狭窄 大動脈弁逆流 僧坊弁逆流 心疾患一般
	Vmean(平均流速)		
	TVI(流速時間積分値)		
	PHT(圧半減時間)		
	DcT(減速時間)		
	Heart beat(心拍周期)		
頸動脈	Vpeak(最大流速)	PSV(収縮期最大速度)	狭窄度評価 動脈硬化診断
	Vmean(平均流速)	EDV(拡張末期速度)	
	Heart beat(心拍周期)	PI(拍動性指標) RI(抵抗性指標)	

一連の検査ルーチン中多くの時間を要しているドプラ計測を全自動化することによって大幅なスループット向上が期待できる。しかし一方でドプラ計測については、検査者の手技習熟度によるばらつきや装置性能のばらつきも報告[58,59]されており、効率化向上以外に信頼性向上も重要な課題と考える。

そこで今回は、超音波ドプラ自動化の要素技術開発と並行して信頼性安定性の高い製品化を目指してロバスト設計概念を取り入れ、品質工学的手法を用いて性能の最適化をおこなう方針とした。

第3節 研究の目的と論文の構成

本研究は、医用超音波ドプラ診断装置において、診断部位や被検者に起因するドプラ感度や速度レンジの変動によらず、常に最適な画像や診断情報を精度良く安定して提供する技術を構築することを目的とする。そのために、まずドプラ自動化に関して臨床ニーズから開発すべき要素技術を選定し、目標性能を明確化し、レーダ技術、信号処理技術、画像処理技術、制御技術などの技術シーズをもとにロバスト性の高い要素技術を開発する。次に市場で想定される最悪の使用環境や変動要因を想定し複数の生体データを収集し、性能評価と制御パラメータの最適調整をおこなう。最適化にあたり膨大な試行が発生するため、タグチメソッドと計算機シミュレーションを組合せ開発時間の短縮を試みる。

第 1 章では、医用超音波診断装置の技術動向と臨床上の問題点や要望について文献調査をおこない、本研究の必要性および目的について述べる。

第 2 章では、超音波診断装置の信号処理の概要を述べる。ここでは、第 3 章の要素技術を実装する基本部分の信号処理や動作原理について、最近の技術動向も含めまとめる。特に最新アーキテクチャでは演算処理能力が大幅に向上し、有り余る処理能力をドプラ自動化に転用できるようになった背景も言及しておく。また臨床ニーズを調査しドプラ自動化開発項目をピックアップし、優先順位と目標性能を明確化する。

第 3 章では、第 2 章で選抜した開発項目を具体的な要素技術に展開し以下のロバスト設計をおこなう。①自動ゲイン補正処理、②自動トレース信号処理、③自動心拍周期検出信号処理、④自動速度レンジ信号処理、⑤自動時間スケール最適化処理

第 4 章では、上記要素技術のうち診断部位や被検者によるばらつきによる影響を受けやすい上記②、③、④の技術について、タグチメソッドと計算機シミュレーションを組合せ、製品性能の最適化を試みる。

第 5 章は、総括であり、本研究で得られた主要な結論をとりまとめた。

参考文献

- [1] 里村茂夫, "新しい振動測定方法", 電気通信学会誌, 38 巻, 8 号, pp.245-255, (1955)
- [2] 里村茂夫, "超音波による末梢循環の検査法", 音響学会誌, 15 巻, P151, (1959)
- [3] Kuei-Chiang Lai and John J. Shynk, "A Successive Cancellation Algorithm for Fetal Heart-Rate Estimation Using an Intrauterine ECG Signal ", IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING, Vol.49, No.9, pp.943-954 (2002)
- [4] Ismail Mihmanli, MD, Veli Mihmanli, MD et al., "Effects of Oophorectomy and Hormone Replacement Therapy on the Pulsatility Indices of Hepatic and Renal Arteries ", AIUM Journal of ultrasound in medicine Vol.21, No.4, pp.367-373 (2002)
- [5] Mikiya Nakatsuka, MD, PhD, Masayo Takata, MD et al., "A Long-term Transdermal Nitric Oxide Donor Improves Uteroplacental Circulation in Women With Preeclampsia", AIUM Journal of ultrasound in medicine Vol.21, pp.831-836 (2002)
- [6] Jan D'hooge, Elisa Konofagou et al., "Two-dimensional ultrasonic strain rate measurement of the human heart in vivo", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.49, No.2, pp.281-286 (2002)
- [7] 市原隆, "心電図同期心筋 SPECT 法による心臓機能画像解析と臨床応用", 映像情報メディア学会 Vol.55, No.5, pp.612-615 (2001)
- [8] Javier Bermejo, MD, J. Carlos Antoranz, et al., "Spatio-Temporal Mapping of intracardiac pressure gradients A Solution to Euler's Equation from Digital Postprocessing of Color Doppler M-Mode Echoardiograms", Ultrasound in Medicine and Biology Vol.27, No.4, pp621-630 (2001)
- [9] 尾本良三, "リアルタイムドップラ断層心エコー図法", 診断と治療社, (1983)
- [10] David G. Neschis, MD, Frank J. Lexa, MD et al., "Duplex Criteria for Detemination of 50% or Greater Carotid Stenosis", AIUM in Medicine, J Ultrasound Med. Vol.20, pp.207-215 (2001)

- [11] Alejandro F. Frangi, Wiro J. Niessen et al., "Three-Dimensional Modeling for Functional Analysis of Cardiac Images: A Review", IEEE TRANSACTIONS ON MEDICAL IMAGING, Vol.20, No.1, pp.2-8 (2001)
- [12] Stanislaw Osowski and Tran Hoai Linh, "ECG beat recognition using fuzzy hybrid neural network", IEEE TRANSACTIONS on Biomedical Engineering, Vol.48, N0.11, pp.1265-1271 (2001)
- [13] Thomas H.Everett, IV, Lai-Chow Kok et al., "Frequency domain algorithm for quantifying atrial fibrillation organization to increase defibrillation efficacy", IEEE TRANSACTIONS on Biomedical Engineering, Vol.48, No.9, pp.969-977 (2001)
- [14] Jorgen Arendt Jensen, "A New Estimator for Vector Velocity Estimation", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC Vol.48, No.4., pp.886-894 (2001)
- [15] Quan Chen, Anthony L. Gerig et al., "Correlation of RF signals during angular compounding", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.52,Vol.6, pp.961-970 (2005)
- [16] Pai-Chi Li, Chong-Jing Cheng, and Chih-Kuang Yeh, "On velocity estimation using speckle decorrelation", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC Vol.48,No.4, pp.1084-1091 (2001)
- [17] 国田正徳,野田方和, "超音波 FMCW ドップラー計測システムによるクラッタ低減効果", 電子情報通信学会論文誌, Vol.J87-A, No.10, pp.1272-1283 (2004)
- [18] 馬場達朗,宮島泰夫等, (株)東芝, "超音波ドプラ診断装置",特願 P2005-305785,2005.10.20
- [19] Andrew Walker, Eva Olsson et al., "Accuracy of spectral Doppler flow and tissue velocity measurements in ultrasound systems", Ultrasound in Med. & Biol. , Vol.30, No.1, pp.127-132 (2004)
- [20] Lorenzo Capineri, Marco Scabia et al., "A Doppler system for dynamic vector velocity maps", Ultrasound in Med. & Biol., Vol.28, No.2, pp.237-248 (2002)

- [21] Chih-Kuang Yeh and Pai-Chi Li, "Doppler Angle Estimation Using AR Modeling ", IEEE Transactions on UFFC, Vol.49, No.6, pp.683-692 (2002)
- [22] Robin Sreel and Peter J. Fish, "Error propagation bounds in dual and triple beam vector Doppler ultrasound", IEEE Transactions on UFFC, Vol.49, No.9, pp.1222-1230 (2002)
- [23] 稲垣恵三, "光技術によるアンテナの高性能化", 光学, Vol.33, No.6, PP.343-348 (2004)
- [24] 小林哲郎, "電気光学外部変調による超短パルス光源", 光学, Vol.32, No.10, pp.601-605 (2003)
- [25] Matthew O'Donnell, Yao Wang, "Coded excitation for synthetic aperture ultrasound imaging", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.52, No.2, pp.171-176 (2005)
- [26] Steinar Bjarum, Hans Torp et al., "Clutter filter design for ultrasound color flow imaging", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.49, No.2, pp.204-216 (2002)
- [27] Yu Zhang, Yuanyuan Wang and Weiqi Wang, "Denoising quadrature Doppler signals from Bi-directional flow using the wavelet frame", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.50, No.5, pp.561-564 (2003)
- [28] Richard Y.Chiao and Xiaohui Hao, "Coded excitation for diagnostic ultrasound: A system developer's perspective", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.52, No.2, pp.160-170 (2005)
- [29] Thanassis Misaridis and Jorgen Arendt Jensen, "Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. PartI: Basic concepts and expected benefits", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.52, No.2, pp.177-191 (2005)
- [30] Thanassis Misaridis and Jorgen Arendt Jensen, "Use of modulated excitation signals in medical ultrasound. PartII: Design and performance for medical imaging applications", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.52, No.2, pp.192-207 (2005)

- [31] 山里敬也, "スペクトル拡散技術とその応用 -CDMA,bluetooth,2.4GHz 無線 LAN から今後の話題まで-", 高速信号処理応用技術学会誌, Vol.5, No.3, pp.9-16 (2002)
- [32] Charles Razzell, "ウルトラワイドバンド技術の展望", 電子技術, 2003 年 9 月号, pp.14-16
- [33] 山内雪路, "スペクトラム拡散通信 高性能ディジタル通信方式に向けて", 東京電機大学出版局, 2001
- [34] 田村安孝,石原知明,岡田長也, "3 次元超音波撮像システムによる動態の可視化", 可視化情報, Vol.25, No.99, pp.24-29 (2005)
- [35] 杉本恒美, "埋蔵文化財探査用地中ソーナ", 日本音響学会誌, Vol.58, No.9, pp.605-610 (2002)
- [36] 山口功, "合成開口ソーナ", 日本音響学会誌, Vol.52, No.12, pp.723-728 (2003)
- [37] 土屋利雄, "水中音波を用いた沈没物体の探索", 日本音響学会誌, Vol.58, No.9, pp.617-622
- [38] Simon Haykin, "Cognitive Radar: Knowledge-based systems for adaptive rader", IEEE Signal Processing Magazine, Jnanuary 2006, pp.30-40
- [39] Richard Bamler and Michael Eineder, "ScanSAR processing using standard high precision SAR algorithms", IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING, Vol.34, No.1, pp.212-218 (1996)
- [40] Gabriel Montaldo, Jean-Francois Aubry et al., "Spatio-temporal coding in complex media for optimum beamforming: the interactive time-reversal approach", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC Vol.52, No.2, pp.220-230 (2003)
- [41] Stephen J. Norton, "Synthetic aperture imaging with arrays of arbitrary shape -part1: general case", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.49, No.4, pp.399-403 (2002)

- [42] 西省吾,森邦彦,村島定行, "奥行き情報を保持した投影像と低容量配列化演算によるフレネル型計算機ホログラム", 光学 Vol.32, No.2, pp.99-104 (2003)
- [43] 高瀬雅文,坂本雄児,青木由直, "光線の到来方向を考慮した Z バッファによる計算機ホログラムの高速隠面処理法", 映像情報メディア学会誌, Vol.57, No.4, pp.483-489 (2003)
- [44] Yukio Matsuura, Yasuhiro Awatsuji et al., "A hologram computer-aided design tool extends the function for designing and analyzing holographic optical elements illuminated by multiple point-sources", OPTICAL REVIEW, Vol.10, No.4, pp.275-282 (2003)
- [45] 松島恭治,本荘和巳, "陰影付けした表面モデル 3 次元物体の全方向視差計算機合成ホログラム", 映像情報メディア学会誌, Vol.56, No.6, pp.986-992 (2002)
- [46] 松尾大樹,松島恭治, "同時摂動型最適化法を用いた適応型誤差拡散法による計算機合成ホログラムの位相コーディング", 映像情報メディア学会誌, Vol.60, No.4, pp.561-568 (2006)
- [47] 谷田貝豊彦, "計算機ホログラム技術の展開", 光学, Vol.30, No.2, pp.156-165 (2001)
- [48] Meng-Lin Li, Wei-Jung Guan and Pai-Chi Li, "Improved synthetic aperture focusing technique with applications in high-frequency ultrasound imaging", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.51, No.1, pp.63-70 (2004)
- [49] Jeff McLean and F. Levent Degertekin, "Directional scholte wave generation and detection using interdigital capacitive micromachined ultrasonic transducers", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.51, No.6, pp.756-764 (2004)
- [50] Xuecheng Jin, Omer Oralkan et al., "Characterization of one-dimensional capacitive micromachined ultrasonic immersion transducer arrays", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.48, No.3, pp.750-760 (2001)

- [51] James L. Blackshire and Shamachary Sathish, "Characterization of MEMS transducer performance using near-field scanning interferometry", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.49, No.5, pp.669-674 (2002)
- [52] Oliver Ahrens, Andreas Buhrdorf et al., "Fabrication of gap-optimized CMUT", IEEE TRANSACTIONS ON UFFC, Vol.49, No.9, pp.1321-1329 (2002)
- [53] 木村豊, "超音波パルスドプラ法による大動脈伝播速度の測定と臨床的有用性に関する検討", 日超医 Vol.29, No.1, pp.3-10 (2002)
- [54] 三竹毅, "2方向ドプラ法による局所脈波速度計測システム", 日超医 Vol.28, No.3, pp.404-410 (2001)
- [55] Javier Bermejo, MD, J. Carlos Antoranz et al., "Spatio-temporal mapping of intracardiac pressure gradients. A solution to Euler's equation from digital postprocessing of color Doppler M-mode echocardiograms", Ultrasound in Med. & Biol., Vol.27, No.5, pp.621-630 (2001)
- [56] 梶原克祐, 岩瀬正嗣等, "我国における心エコー図のルーチン検査の現状 (アンケート調査ー第2報ー)", Jpn J Med Ultrasonics, Vol.32, No.3, pp.329-337 (2005)
- [57] 杉本邦彦, 岩瀬正嗣等, "市販データベースソフトとパーソナルコンピュータ利用による心エコー図検査レポート作成と施設内正常値評価", J Med Ultrasonics, Vol.28, No.7, pp.979-985 (2001)
- [58] 松井弘樹, 小池弘人等, "心臓超音波検査法トレーニングプロトコールの評価ー正確性と再現性についてー", J Med Ultrasonics, Vol.29, No.6, pp.537-544, (2002)
- [59] Andrew Walker, Eva Olsson et al., "Accuracy of spectral Doppler flow and tissue velocity measurements in ultrasound systems ", Ultrasound in Med. & Biol., Vol.30, No.1, pp.127-132 (2004)

第2章 超音波信号処理とドプラ自動化開発項目

第1節 超音波送受信信号処理

1. 生体内での超音波伝播特性

超音波振動子から送波した超音波は空気中の5倍近くの音速で生体内を伝播し、進行方向と逆の散乱波や反射波(以降超音波エコーと呼ぶ)を発生する。超音波エコーの減衰度は生体組織で異なり、距離が離れるほど周波数が高くなるほど減衰が大きくなる。このため超音波診断装置では距離に応じてダイナミックに受信ゲインを補正する機能が装備されている。超音波診断装置の断層像はゲイン補正された超音波エコーの距離方向の強度分布をマッピングしたものである。従って一様な媒質(例えば水)からの反射エコーでは画像上何も見えない。これに対し、生体からの超音波エコーは距離方向に組織性状(密度や音速)が変化するので診断画像を得ることができる。

超音波エコーの強度は、音響インピーダンスに比例することが報告されている[1]。音圧 P は媒質が収縮/伸張(振動)する際に生じる圧力変化、粒子速度 v は媒質の変化速度(変位の時間変化)とすると、音響インピーダンス Z_a は音圧と粒子速度の比である。また、音圧 P と媒質密度 ρ は比例し、粒子速度 v と音速 C は反比例するので、式(2-1)の関係となる。

$$Z_a = P/v = \rho * C \quad (2-1)$$

Table2-1 に生体組織内での減衰率、音響インピーダンスを示す。

Table 2-1 生体組織パラメータ

媒質	ρ [g/cm ³]	C[m/s]	Z_a	減衰率[dB/cm/MHz]
血液	1.06	1560	1.62	0.1
脂肪	0.92	1470	1.35	-
水	1	1500	1.5	0.005
肝実質	1.06	1540～1580	1.64～1.68	0.5

(注) Estimation of blood velocities using ultrasound [2]より引用した。

2. フェイズドアレイ

光学技術，レーダ技術，音響技術の分野で波動伝播を記述する方法として Fresnel 回折(近距離)，Fraunhofer 回折(遠距離)がある[3]。最近の超音波診断装置のほとんどが電子式走査をおこない、フェイズドアレイと呼ばれる数百にも及ぶ微小な振動子で構成されるプローブを使用している。振動子間隔は数百 μm 程度であり，超音波の波長が数百 μm 程度なので、回折現象を利用して任意の方向に収束ビームを形成することができる。

Fig.2-1 に 2 次元の Fraunhofer 回折の原理を示す。開口径 a から放射された波長 λ の音波は距離 r 離れた平面上では $F(\nu)$ の強度分布を持つ音場となる。また、音源からの方位角 θ の音圧分布は開口 a の強度分布関数をフーリエ変換したものとなる[4]。このモデルの場合、振動子から平面波(矩形の分布)が発生しているので、 θ に対応した平面 ν での音圧分布 $F(\nu)$ は Sinc 関数となる。また、音圧がゼロになる角度 $\theta = r * \lambda / a$ が存在し、開口 a が大きいほど、また波長 λ が小さいほど指向性がよくなる(θ が小さくなる)ことがわかる。

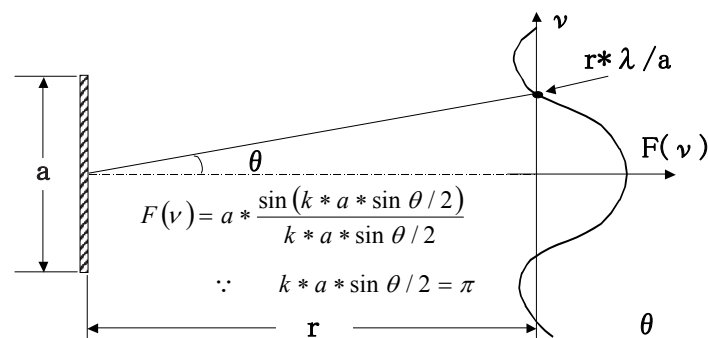


Fig.2-1 Fraunhofer 回折モデル

次に、フェイズドアレイによる超音波ビーム(送信ビームも受信ビームも同じ)の生成モデルを Fig.2-2 に示す。(a)がビームを偏向しない同時相送受信の場合で、(b)がビームを偏向する場合である。(b)は太破線で示す遅延量(距離に相当する時間遅延)をフェイズドアレイの素子ごとに与えて送受信する。図中の偏向角 Φ を右側(正側)にするには左端の遅延をゼロにし右にいくほど遅延量を増せばよい。時間遅延については、超音波スキャンの偏向角 Φ を実現するもの(Fig.2-2(b))と、特定の視野深度にフォーカス(超音波の収束)を与えるものの2種類があり、それら遅延をビームごとに各素子アレイに加算して与えている。

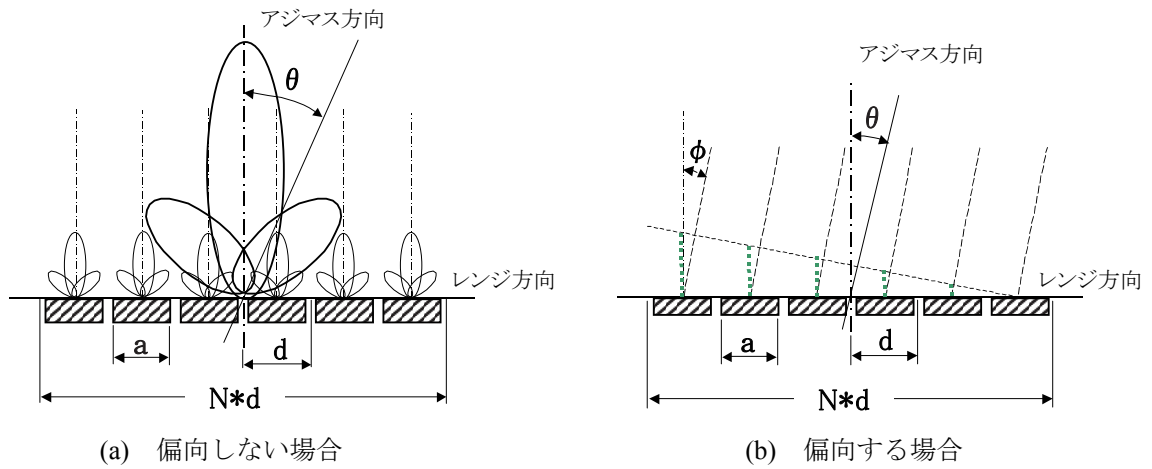


Fig.2-2 フェイズドアレイのモデル

アンテナの分野では古くからダイポールアンテナの有効性が報告されており、ワンポールアンテナに比べ送信電力が 2 倍になるが受信電力が 4 倍になる特徴がある。現在はアンテナもダイポールアンテナからアレイアンテナに進化し送受信の効率を向上させている。このダイポールアンテナの指向性について、アンテナ間の距離 d と波長 λ との関係は、 $d = \lambda/2$ 付近が最適とされており、 d が $\lambda/2$ より小さくなるとビームが同心円状になりワンポールアンテナに近くなる。また、 d が λ 付近では通信方向とは垂直方向に電波が放射されるため効率が落ちることも知られている[5]。これを超音波フェイズドアレイに適用すると、アレイ音源の特性は 2 種類の要因に依存し、①単一素子の指向性で発生するエレメントファクタと、②素子アレイの配置で決まる指向性によるアレイファクタで決まる。前者は振動子一素子の開口が小さいので球面波に近い特性を持ち、素子の開口径 a に対応した広い指向性をもつ。後者は素子アレイ全体の大きな開口なので平面波に近い特性を持っている。両者かけあわせたものがアレイ音源の特性となる。

開口 a 、素子間ピッチ d 、波長 λ 、音速 C 、超音波周波数 f 、素子数 N で偏向をかけない場合には方位方向 θ の音圧分布 $h(\theta)$ は、式(2-2)となる。第一項の Sinc 関数は素子単体の特性であり、第二項の Sinc 関数は N 素子による開口全体の特性である。

$$h(\theta) = a * \frac{\sin(k * a * \sin \theta / 2)}{k * a * \sin \theta / 2} * \frac{\sin(k * N * d * \sin \theta / 2)}{k * N * d * \sin \theta / 2} \quad (2-2)$$

ここで、 $k = 2 * \pi / \lambda$ 、 $\lambda = C / f$ である。

また、偏向角 Φ の遅延を与えた時の音圧分布 $h(\theta)$ は、式(2-3)となる。

$$h(\theta) = a * \frac{\sin(k * a * \sin \theta / 2)}{k * a * \sin \theta / 2} * \frac{\sin(k * N * d * (\sin \theta - \sin \phi) / 2)}{k * N * d * (\sin \theta - \sin \phi) / 2} \quad (2-3)$$

ここで、 $k = 2\pi / \lambda$ ， $\lambda = C / f$ である。

特にビームを偏向する場合には、アレイファクタによるアーティファクト(グレーティングローブと呼ばれメインローブから $\sin^{-1}(\lambda/d)$ 離れた位置に発生する)が断層像内に入り虚像を構成する。グレーティングローブを避けるには、波長 λ に対し素子間距離 d を十分小さくすることが望まれる。しかし、圧電セラミックスをダイシングする現状の超音波アレイでは素子間距離は数百 μm 程度までしか実現できないため、グレーティングローブの影響を受けやすい。グレーティングローブの発生しない最大偏向角 $\Phi_{\max}$ と素子間距離 d は、式(2-4)となる。

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + |\sin \phi_{\max}|} \quad (2-4)$$

Fig.2-3 に実際に 3 素子のフェイズドアレイで連続波送信をおこなった時の超音波伝播のシミュレーション結果を示す。音源はアジマス方向の直線上に 1mm 間隔で配置(5mm, 6mm, 7mm)されており、生体中を 2MHz の超音波がレンジ方向に伝播していく様子を示したものである。(a)は偏向角 $\Phi = 0^\circ$ で正面にビームを出力している例、(b)は偏向角 $\Phi = -20^\circ$ でビームを送信している例である。所望の方向に送信ビームが形成されていることがわかる。

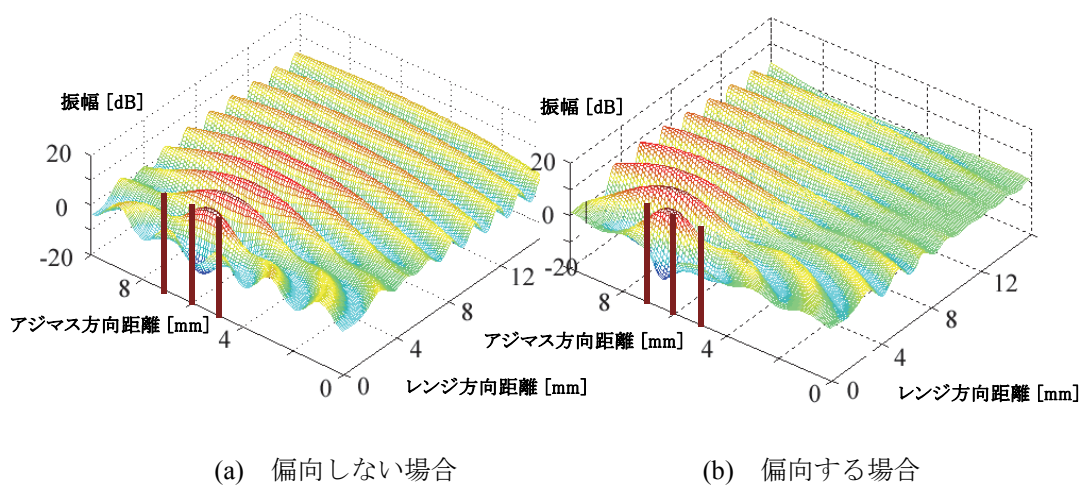


Fig.2-3 フェイズドアレイ連続波伝播シミュレーション

3. 超音波走査法と収集データ

超音波診断装置は、断層像を構成するための B モード走査、特定ビーム上のデータを収集するドプラモード走査、ドプラカラー断層像を構成する CFM モード走査がある。それぞれの走査法に応じて、偏向、ビーム収集回数などのシーケンスが異なる。断層像やドプラモードの PRF と収集データの関係を図 2-4 に示す。(a)の断層像走査ではビームの偏向角を変化させ、ビームから得られる距離方向情報を方位方向に合成し画像を構成する。(b)はビームを固定したドプラ走査、(c)は同一ビームを複数回送受信するカラードプラ走査である。

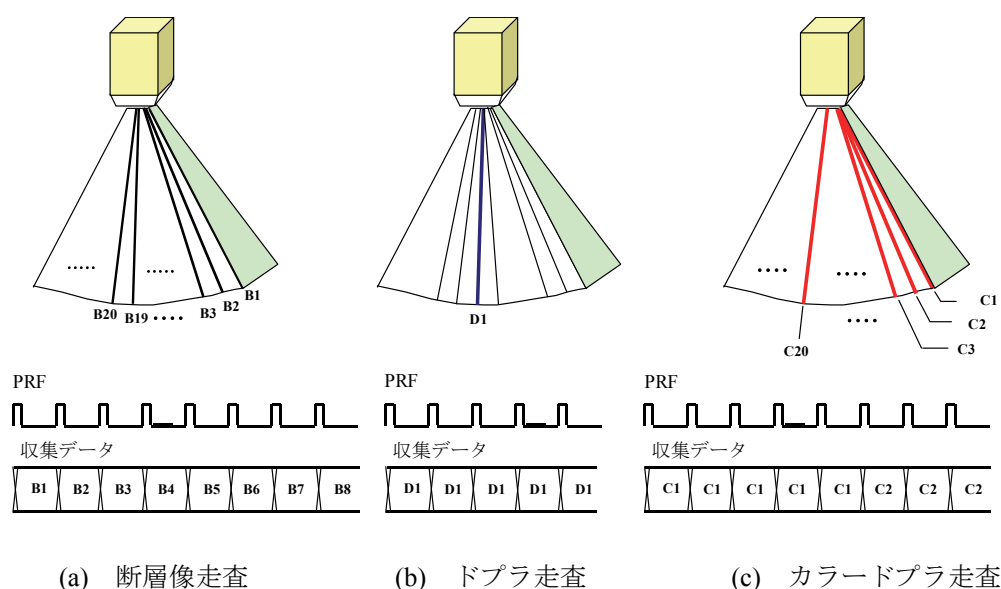


Fig.2-4 超音波診断装置の走査モード

Fig.2-5 に超音波パルスの送受信信号の概要を示す。横軸が時間、縦軸が振幅をあらわす。パルス繰返し周期ごとに数波長分の超音波パルスを送信し、素子の送受信モードを時間的に切換え、生体からの反射(散乱)信号を距離方向(時間方向)情報として収集する。受信信号は筋肉や肝実質などの減衰散乱する一様な媒体からの散乱信号以外に、音響インピーダンスの異なる脂肪層や血液と組織の境で発生する反射信号、移動する赤血球からの散乱信号などで構成されており、これら受信信号の性質を利用して断層画像やスペクトラム画像を構成する。

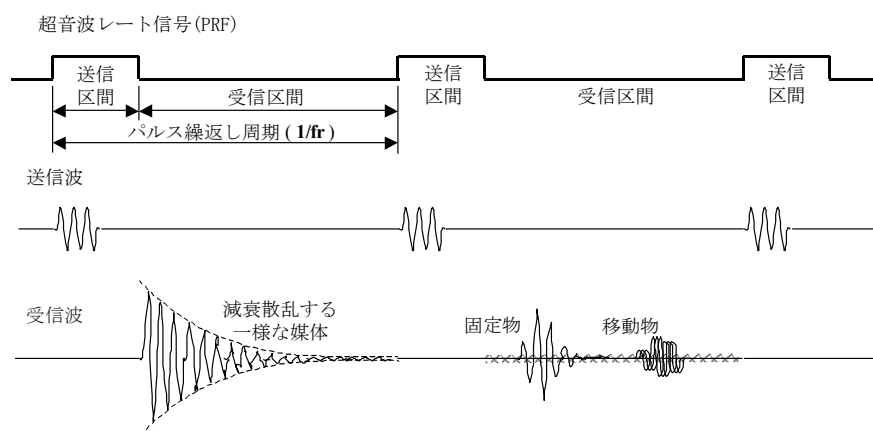


Fig.2-5 超音波パルス送受信信号

4. 音場

プローブ上の微小振動子アレイの時間遅延(Delay)や開口関数(Apodization)を最適化することによって、超音波スキャンビームは特定の視野深度に強い収束音場(フォーカス)を結ぶことも可能である。送受信の開口が大きく超音波周波数が高いほど、ビームの収束度が増し分解能の良い画像が得られる。その反面、周波数が高いほど減衰が大きく生体深部での感度が不足するトレードオフがある。また開口を広げるのに単純に素子ピッチを粗くするとアレイ間の干渉で回折格子特有のアーティファクト(Grating Lobe)[6,7]が発生しやすくなる。

実際の超音波診断装置ではフェイズドアレイを利用しリアルタイムで送受信の遅延を制御しビームを走査している。送受信の遅延パターンは、偏向を与える偏向遅延と、超音波ビームを収束させフォーカスを構成する収束遅延の2種類があり、それらの加算遅延をフェイズドアレイに与えている。近年は、式(2-2),(2-3)のような単純な音場計算でなく、フェイズドアレイ各素子の位置と観測点の位置までの音波の伝播を周波数成分ごとに計算し音場分布(音圧分布)を計算する手法[8,9]が一般化してきている。

Fig.2-6 は超音波の送信音場(音圧分布)を、緻密な音場シミュレーションにより求めた例である。Fig.2-6(a)が偏向角 $\Phi=0^\circ$ の正面に、Fig.2-6(b)が偏向角 $\Phi=30^\circ$ アジマス方向に、それぞれフォーカス距離 60mm の超音波ビームを送信した音場を示す。横軸がアジマス方向、縦軸がレンジ方向、等高線は 1dB 間隔で音圧分布をあらわしている。またドプラの走査ビームと観測ポイントを太線で重ねて表示している。特に Fig.2-6(b)はメインローブの方向($\Phi=30^\circ$)と反対方向にアーティファクトが発生していることがわかる。実用時にはアーティファクトを抑えるために感度や分解能とのトレードオフを考慮に入れ、周波数、開口幅、開口関数などを調整し音場を最適化する必要がある。スペクトラムドプラの場合には、観測ポイントにフォーカスを自動追従させドプラ感度が最適になるように制御している。

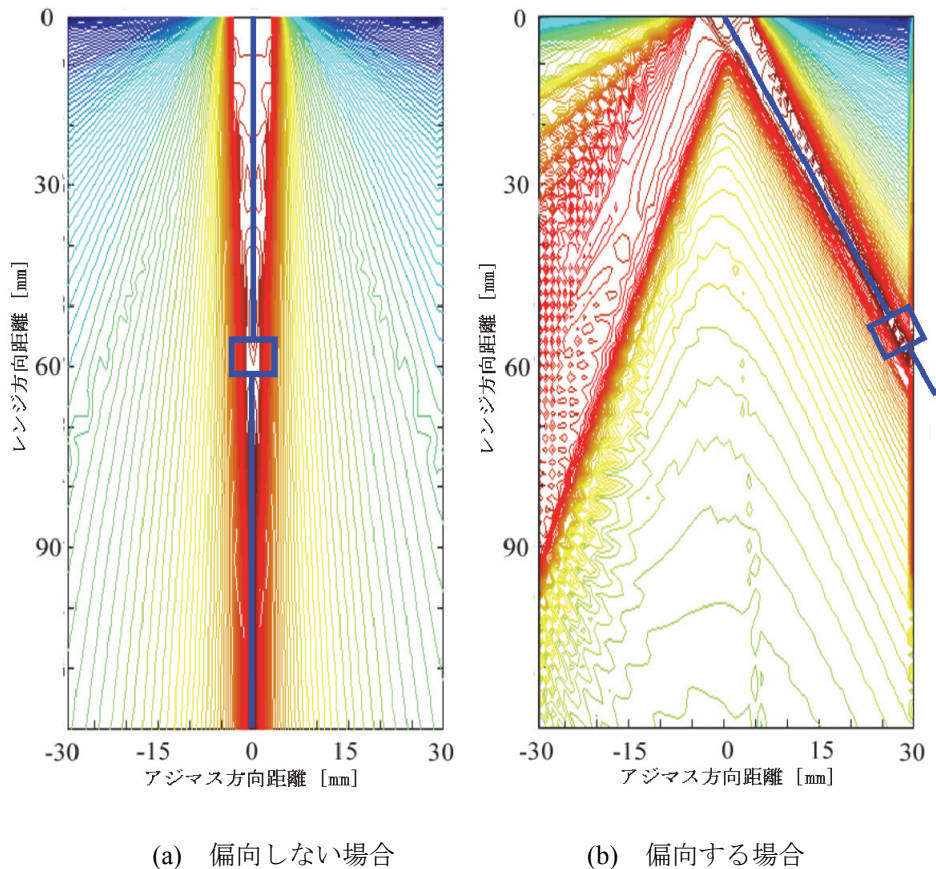


Fig.2-6 ドプラ送信音場の例

音場シミュレーション：フェイズドアレイ音源を微細化し収束遅延/偏向遅延を与え、球面波の伝播を二次元観測点ごとに周波数特性を考慮し計算しパワー(音圧に比例)でマッピングした。

第2節 超音波ドプラ信号処理

1. 超音波ドプラ信号処理システム

現在、超音波ドプラ診断装置を用いた診断法は循環器、腹部、体表など多くの診断分野で普及している。Fig.2-7 に心臓(右室)の診断画像例を示す。画面上部が断層像であり、画面下部がスペクトラムドプラ画像である。この画像は断層像中の肺動脈弁の先端に設定したレンジゲート内の血流速度の時間変化を表している。横軸は時間、縦軸はドプラ偏移周波数に対応した血流速度である。超音波診断装置では、生体組織からの反射エコー強度で断層画像を構成し、血流からのドプラ周波数偏移をもとにスペクトラムドプラ画像を構成する。

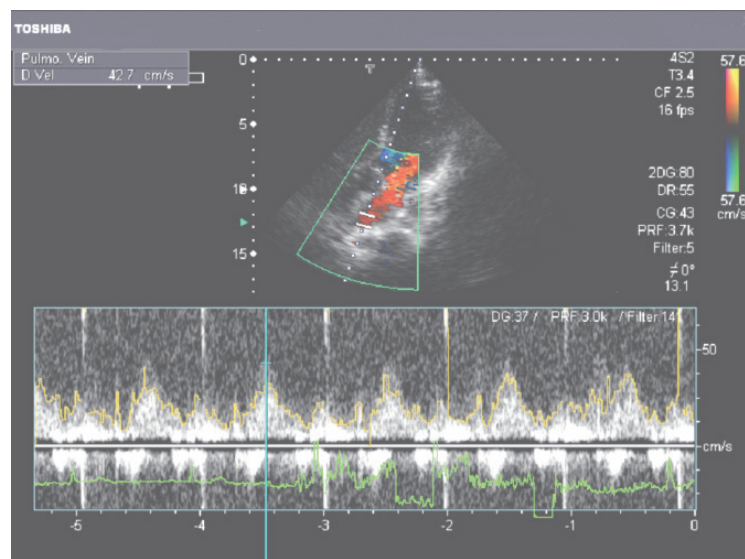
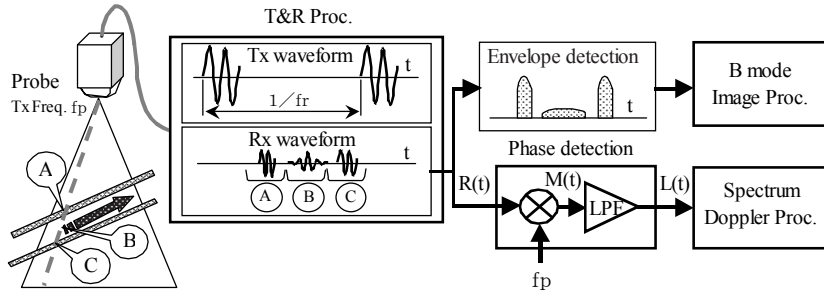


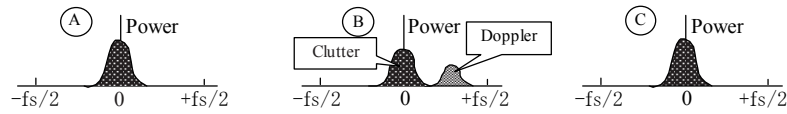
Fig.2-7 スペクトラムドプラ画像(心臓の右室血流)

肺静脈血流に弁信号が混入している。Fig.2-9 の信号に相当する。

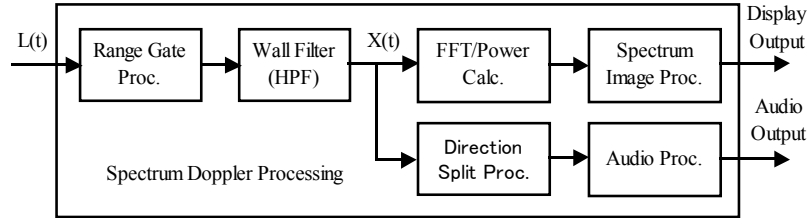
Fig.2-8 に超音波診断装置の受信エコーの信号処理を示す。Fig.2-8(a)の送受信処理部で PRF 周期毎に超音波を送波し反射エコーを受信する。超音波ビームを方位方向に走査し、受信信号を距離方向に包絡線検波し断層像を構成する。一方で、断層像上に設定した領域(レンジゲート位置)からの受信信号を直交検波しスペクトラムドプラ画像を構成する。



(a) Ultrasound receive signal processing



(b) Rx waveform spectrums of point A,B,C



(c) Spectrum Doppler processing

Fig.2-8 超音波ドプラ診断装置の信号処理

レンジゲート内の受信信号 $R(t)$ を式(2-5)で表す。ここで反射エコー成分は振幅 A_i 、ドプラ偏移角周波数 ω_i 、位相 ϕ_i を持つものとする。

$$R(t) = \sum_i A_i * \exp(j * (\omega_p + \omega_i) * t + j * \phi_i) \quad (2-5)$$

直交検波ミキサ出力 $M(t)$ を式(2-6)で表す。ここで参照角周波数を ω_p とする。

$$\begin{aligned} M(t) &= R(t) * \exp(j * \omega_p * t) \\ &= \frac{1}{2} * \sum_i A_i * \exp(j * (2 * \omega_p + \omega_i) * t + j * \phi_i) \\ &\quad + \frac{1}{2} * \sum_i A_i * \exp(j * \omega_i * t + j * \phi_i) \end{aligned} \quad (2-6)$$

高周波成分が除去された LPF の出力 $L(t)$ は式(2-7)で表す。

$$L(t) = \frac{1}{2} * \sum_i A_i * \exp(j * \omega_i * t + j * \phi_i) \quad (2-7)$$

Fig.2-8(a)の(A),(B),(C)は血管壁上部, 血管内部, 血管壁下部の位置を示しており、Fig.2-8(b)はそれぞれの位置にレンジゲートを設置した時の直交検波出力 $L(t)$ のパワースペクトラムを模式的に示したものである。縦軸はパワー、横軸は周波数であり、送信の PRF に連動したサンプリングをおこなっているため、 $\pm f_s/2$ の周波数レンジを持つ。 $L(t)$ は主に低周波で振幅の大きなクラッタ(固定物からの強エコー)成分と中高周波で振幅の小さい血流成分の二つで構成されている。血管内部では、血管壁の動きや送信超音波の波連長などの影響で、血流ドプラ成分以外に、血管壁と同様大きなクラッタ成分が混入しやすい。そこで信号処理後段の周波数解析やドプラ音処理の飽和を防ぐためにウォールフィルタ(Wall filter)と呼ばれる急峻な遮断特性をもつハイパスフィルタを前段に配置している。

Fig.2-8(c)にスペクトラムドプラの信号処理の概要を示す。レンジゲート処理では距離方向にレンジゲートで切出した信号の積分をおこなう。ウォールフィルタ処理ではクラッタ成分を除去する。これら処理後の複素 IQ 信号 $X(t)$ は、スペクトラムドプラ表示処理とドプラ音処理に入力される。前者ではドプラ信号を血流速度に対応したスペクトラム時間変化画像として表示し、後者ではドプラ信号を順逆分離して左右スピーカからステレオ音として出力する。

2. ウォールフィルタ処理

心臓や血管からの超音波受信信号には、移動する赤血球などからの散乱ドプラ成分以外に、心臓壁や血管壁など反射体からの固定物信号が混入する。この固定物からの信号(クラッタ成分: clutter)は、ドプラ検波出力では低周波で高パワーの信号成分となる。例えば血流信号に対し、腹部では 20dB(振幅換算で 10 倍)程度, 心臓では 40~60dB(振幅換算で 100~1000 倍)程度の高パワーを持つ[10]。このような超音波ドプラ特有の周波数解析の前処理としてウォールフィルタが必要である。

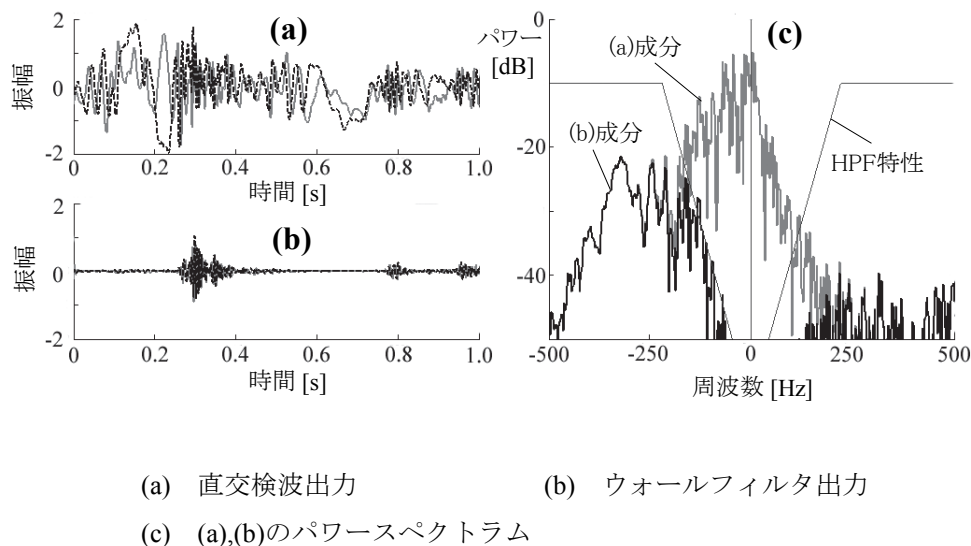


Fig.2-9 心臓のドプラ信号とウォールフィルタの効果

Fig.2-9 に心臓(右室流出血流)から収集したドプラ直交検波出力とウォールフィルタ出力を示す。Fig.2-9(a),(b)の横軸は時間、縦軸は振幅である。Fig.2-9(c)の横軸は周波数、縦軸はパワーである。実線が I 信号、破線が Q 信号である。ここではカットオフ周波数 200Hz の 4 次 Butterworth 特性をのものを使用した。Fig.2-9(c)のパワースペクトラムから、血流成分に対し約 20dB パワーの大きなクラッタ成分が除去できていることがわかる。こうしたスペクトラムの特徴からクラッタ成分と低速血流を弁別するウォールフィルタの性能として、高次数(急峻)でかつカットオフ周波数が低いものが必要ながわかる。

Fig.2-10 にカットオフと次数を変化させた時の Butterworth 特性ハイパスフィルタのステップ応答を示す。Fig.2-10(a)はカットオフ周波数が 1/16(サンプリング周波数の 1/16)時の応答であり、Fig.2-10(b)はカットオフ周波数が 1/128 時の応答である。それぞれ次数を 2 次, 4 次, 6 次, 8 次に変化させた時の応答を示している。高次数(急峻な遮断特性)で低カットオフになるに従って過渡応答が長くなることがわかる。

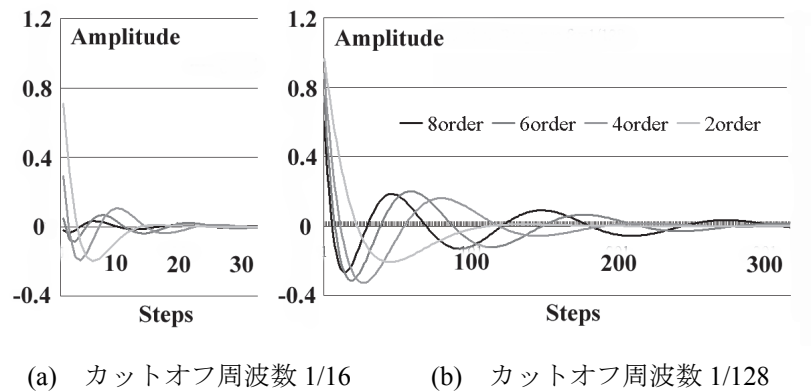


Fig.2-10 ハイパスフィルタのステップ応答

Fig.2-11 に過渡応答が-20dB(RMS 振幅換算で 10%)以下に落ち着く次数とカットオフ周波数(f_c)の関係を示す。周波数解析の信頼性を上げるためには不要な過渡応答部分を捨てる必要がある。特に収集/解析する時系列が短い CFM では十分な遮断性能が得られないため、この過渡応答を減らす技術が必要である。

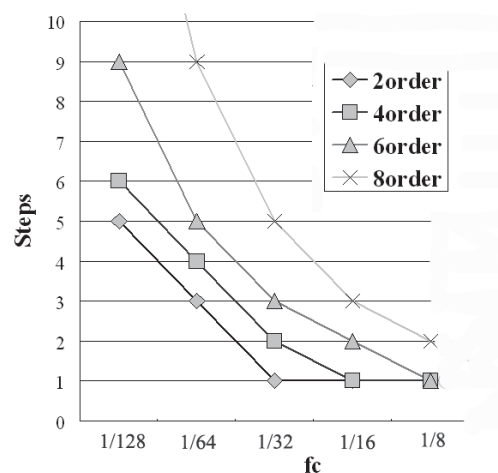


Fig.2-11 カットオフ周波数と過渡応答

2-1. CFM 用ウォールフィルタの動向

ウォールフィルタは、旧来スペクトラムドプラ用に高次数のアナログフィルタが使われていたが、CFM の登場により有限時系列のデジタルフィルタが登場した。Fig.2-12 に CFM 用ウォールフィルタの方式を示す。Z-1 が遅延レジスタ，△が乗算器(係数乗算)，(+)が加算器を表している。Fig.2-12(a)の FIR 方式では遅延レジスタ数(N)が小さいと十分な遮断性能が得られないため、現在は Fig.2-12(b)の IIR 方式が主流である。しかしスペクトラムドプラと異なり、CFM 用ウォールフィルタでは IIR の過渡応答による周波数解析誤差への影響が大きな問題となる。この問題を解決するために最近ではフィルタバンクを応用したアダプティブフィルタや Fig.2-12(c)の時変型 FIR (Time valiant FIR)方式などの技術が発展している[11,12]。

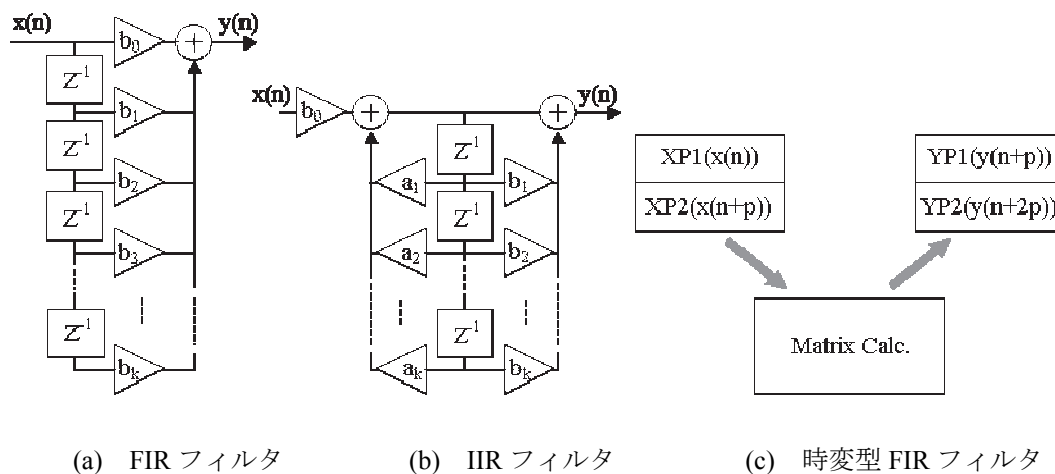


Fig.2-12 CFM でのウォールフィルタの実現方式

Fig.2-12(a)の FIR 方式はフィードバックがないため飽和しにくく内部ダイナミックレンジも小さくて済むが、低カットオフを得るためにタップ数を増やす必要があり、リアルタイム性や実現規模の面で不利となる。Fig2-12(b)の IIR 方式はフィードバックをもつためリアルタイム性が良いが、低カットオフを実現するのに大きな内部ダイナミックレンジが必要となり、量子化ノイズや過渡応答の対策が必要となる。これらに対し、Fig.2-12(c)の時変型 FIR フィルタの場合、遅延タップ数相当の時間遅延でリアルタイム処理する従来方式(FIR 方式, IIR 方式)とは異なり、CFM の時系列データをパケット化し行例式で解くためパケット単位の時間遅延が発生する。しかし一方で入力時系列に対応したアダプティブ

処理など高度な信号処理が可能である。Fig.2-12(c)は入力系列 $x(n)$, 出力系列 $y(n)$, 状態変数 $v(n)$ をもつ時変系 FIR フィルタであり、式(2-8)に示す状態方程式と出力方程式で構成されている。

$$\begin{aligned} v(n+1) &= F * v(n) + q * x(n) \\ y(n) &= g^T * v(n) + d * x(n) \end{aligned} \quad (2-8)$$

例えば、IIR フィルタの係数列を、時変系の行列 F , q , g , d に式(2-9)のように置き換えることで、時変型 FIR 方式でも IIR 方式同等の信号処理が可能となる。

$$\begin{aligned} F &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ & & \dots & & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_K & -a_{K-1} & -a_{K-2} & \dots & -a_1 \end{bmatrix} & q &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} & g &= \begin{bmatrix} b_K - b_0 * a_n \\ b_{K-1} - b_0 * a_{K-1} \\ \dots \\ b_1 - b_0 * a_1 \end{bmatrix} & d &= b_0 \end{aligned} \quad (2-9)$$

このように Fig2-12(c) の時変型 FIR は内部ダイナミックレンジ，リアルタイム性の問題も解決できるため、時系列データ数の少ない CFM のウォールフィルタとして今後発展していくものと考えられる。

2-2. スペクトラムドプラ用ウォールフィルタの方式選定

CFM 用のデジタルフィルタと異なり、無限時系列をリアルタイムで処理するスペクトラムドプラ用ウォールフィルタは、過渡応答などの問題とは別に、デジタル化に伴う高速サンプリングや内部ダイナミックレンジの増大など別の問題を抱えている。Fig.2-13 にカットオフ周波数 $1/128$ の 8 次 Butterworth 特性を、バイカッドフィルタ 4 段直列接続で実現したデジタルフィルタのステップ応答を示す。Fig.2-13(a) はステップ入力と出力(Fig.2-17 の X,YT に対応する)であり、出力はハイパスフィルタなので減衰振動しながら DC に近づいていることがわかる。この時のバイカッドフィルタ各段の中間レジスタ(Fig.2-17 の ZD1,ZD3,ZD5,ZD7 に対応する)の応答を Fig. 2-13 (b)に示す。2～4 段目の中間レジスタは入力の数十倍程度の減衰振幅で出力同様ゼロに収束するが、初段の中間レジスタ(ZD1)は入力の約 400 倍の値を保持していることがわかる。このように内部レジスタは、飽和や内部精度確保のために入出力に比べ大きなダイナミックレンジが必要になることがわかる。

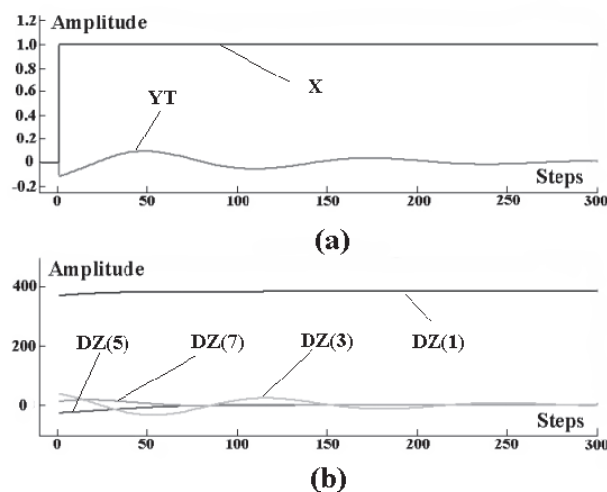


Fig.2-13 ウォールフィルタ内部レジスタの応答

Fig.2-14 にデジタルフィルタのカットオフ周波数と必要内部語長精度の関係を示す。デジタルフィルタ内部の演算レジスタ必要仮数部精度と必要乗算係数精度に関して、量子化ノイズに影響されないレベルをシミュレーションにより確認した。評価条件としてバイカッド 4 段 Butterworth 型 (8 次), 固定小数演算で応答特性を確認した。量子化ノイズが混入するとリミットサイクルなどの不安定な発振が発生する[13-15]。カットオフ周波数を変化させ安定限界を測

定した。この結果、低カットオフを実現するためには、デジタルフィルタ内部の演算レジスタの仮数部精度と乗算係数の精度が必要となることがわかる。CFM 用ウォールフィルタの場合、入力有限データ数が少ないためカットオフはせいぜい 1/16 程度であるのに対し、スペクトラムドプラ用ウォールフィルタは 1/200 程度の低カットオフのため膨大な内部ダイナミックレンジ(語長)が必要になる。

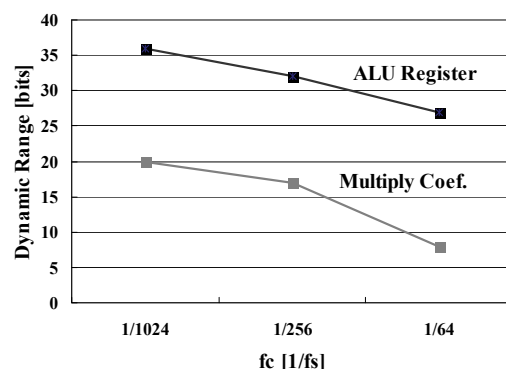


Fig.2-14 デジタルフィルタのカットオフ周波数と必要内部語長精度

そこで内部ダイナミックレンジを減らす信号処理方式を検討した。同時にリアルタイム処理のため演算負荷を小さくすることも重要であり両者を考慮し方式選定をおこなった。Fig.2-15 にドプラウォールフィルタの方式選定モデル(8 次)を示す。Fig.2-15(a)は CFM と同様な IIR+FIR 構成の 16 個のディレイレジスタを用い内部レジスタのダイナミックレンジを小さくする方式である。Fig.2-15(b)はバイカッドフィルタ 4 段で構成した 8 個のレジスタを用いる方式である。Fig.2-15(c)はディレイレジスタを直列に 8 段用いたもので計算回数は少ないが内部レジスタのダイナミックレンジが大きくなる方式である。

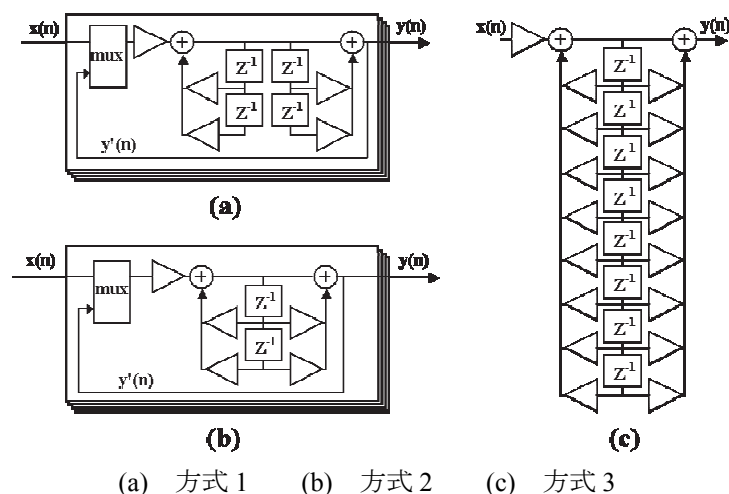


Fig.2-15 ドプラウォールフィルタの方式選定

以上、3 種類の方式のパフォーマンスを比較評価した結果を Fig.11 に示す。ベンチマーク条件として、DSP は NEC 製 μ PD77240、カットオフ周波数は 1/256、処理は 8 次 Butterworth 型ハイパスフィルタとした。その結果、方式 3(Fig.2-15(c)に相当)では仮数部精度が通常の浮動小数倍精度演算でもオーバーする。方式 1(Fig.2-15(a)に相当)では演算レジスタ数が多いため低速な外部メモリアクセスが必要となり処理時間がかかる。方式 2(Fig.2-15(b)に相当)のパフォーマンスが高いことがわかる。

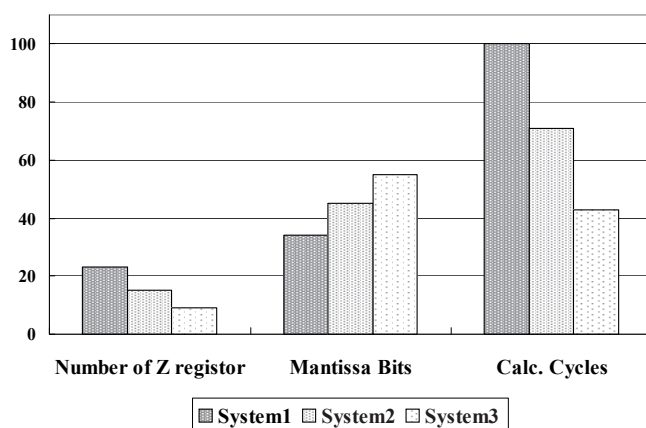


Fig.2-16 方式によるパフォーマンス比較結果

以上の結果から、方式 2(Fig.2-15(b)に相当)が最適なことが判明した。しかし、DSP[16]の構造上、ALU 上の高速アクセス可能な倍精度レジスタが 8 個しか存在しないのでレジスタ数を削減する高速アルゴリズムを検討する必要がある。

2-3. スペクトラムドプラ用 DSP 高速アルゴリズムの開発

Fig.2-16 の結果から、方式 2(Fig.2-15(b))に相当が最適なことが判明した。しかし、ALU 上の高速アクセス可能な倍精度レジスタが限られているため、レジスタを有効に使用する高速アルゴリズムを開発した。

Fig.2-17 に高速アルゴリズムを示す。DSP の割り込みサイクル(サンプリング周期に相当)ごとに、バイカッドをループし、DSP 内のアーキテクチャを繰り返し使用する方式である。その際に中間レジスタ $ZD(1) \sim ZD(4), ZDD(1) \sim ZDD(4)$ と出力 $Y1, Y2, Y3, Y4$ の 12 個の高速アクセスレジスタを準備しておけばハードウェアリソースも演算サイクルも節約できる。実際に DSP に組込みパフォーマンスを確認した。また、デジタルフィルタを DSP から ASIC 化した際にも同様の処理アーキテクチャを実装した。式(2-10)に計算アルゴリズムを示す。

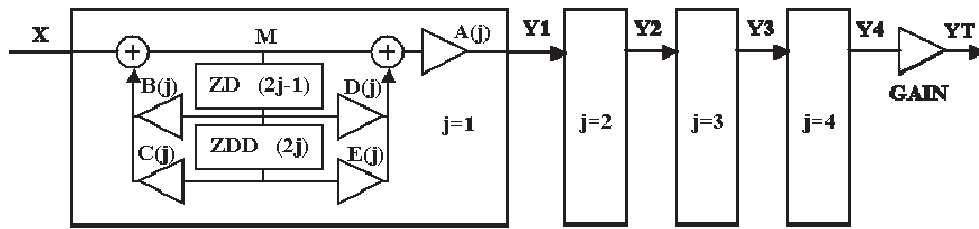


Fig.2-17 DSP の割り込みサイクルアルゴリズム

- (1) $X = x(n)$
- (2) *for* $j = 1$ *to* 4
 $ZD = Z(2j-1); \quad ZDD = Z(2j);$
 $M = B(j) * ZD + C(j) * ZDD;$
 $X = Y(j);$
 $Y(j) = (M + D(j) * ZD + E(j) * ZDD) * A(j);$
 $Z(2j-1) = M; \quad Z(2j) = ZD;$
end
- (3) $YT = GAIN * Y(4);$

(2-10)

2-4. ウォールフィルタの今後の動向

超音波ドプラ診断装置では、カットオフ周波数が入力信号の周波数成分に応じて変化するアダプティブフィルタが特に CFM で利用されることが多い。この背景には断層像中で信号成分が変動し、同一特性を持つフィルタだけでは血流が検出できないことがある。このアダプティブフィルタの登場によって心臓の弁や壁近くの血流も感度良く検出することができるようになった。一方、スペクトラムドプラは断層像中の任意領域の血流診断を目的としているため、カットオフ周波数、肩特性、ゲインなどをユーザが調整し最適化している。しかし近い将来スペクトラムドプラの自動化が進みウォールフィルタの自動調整にアダプティブフィルタ技術を応用する可能性が考えられる[17]。また、デジタルフィルタの実装技術の発展に伴い、本節で説明した浮動小数点 DSP での実装以降、以下の開発を継続し製品化してきた。

(第二世代) 高ダイナミックレンジ固定小数 ASIC :

飽和や量子化ノイズの影響を受けないダイナミックレンジとゲインチャート処理ブロックごとに最適設計しカスケード接続した。特に帯域制限によるダイナミックレンジ拡大効果[18] を考慮し、内部レジスタの一部を大きな語長(倍精度固定小数点以上)を持つ ASIC を開発し、デジタルフィルタを実現した。

(第三世代) 高速浮動小数点 DSP :

初期の DSP に比べ、倍精度高速アクセス可能なコアレジスタ数が増え、動作クロック周波数も数十倍のものが登場し、高速高ダイナミックレンジのデジタルフィルタを容易に実現することが可能になった。ソースコードの記述もハードウェアアーキテクチャを念頭においたアセンブラから C 言語やグラフィカルなものに移行している。ただし高速処理パフォーマンスを最適化する上で、これらのコンパイラ性能が重要になってきている。

さらに今後、デジタルフィルタだけでなく超音波ドプラ信号処理において、このような実装技術、信号処理技術の発展[19-23]によって新たな方向へ進展していくことが考えられる。例えば、ウォールフィルタ後段の周波数解析器の入力ダイナミックレンジや内部ダイナミックレンジを容易に拡大することも可能である。この場合には血流成分とクラッタ成分の両方を飽和なく感度良く抽出することができ、次数低減などウォールフィルタ自体を簡素化できる。そして余った演算負荷を新たな診断処理や自動化/最適化などインテリジェントな機能に活用することも期待される。

3. ドプラ周波数解析処理

ウォールフィルタで低周波高パワーのクラッタを除去することにより、周波数解析器の入力のレンジを縮小することができる。しかし最近では組織ドプラ法(TDI)[24,25]などクラッタ成分を利用した心壁解析への応用も発展しており、周波数解析器自体微弱な血流信号も高パワーのクラッタ信号も同時に解析できる十分なダイナミックレンジが要望されている。

また、スペクトラムドプラは断層像中の測定部位での精密な血流測定をおこなうため周波数解析には周波数精度/周波数分解能の良い高速フーリエ変換(FFT)法が用いられているが、CFM では二次元の多点を高速に解析するため演算負荷の少ない複素数の自己相関(Pulse Pair)法が一般的に用いられている。

3-1. スペクトラムドプラの周波数解析(FFT 法)

入力ドプラ信号 $x(t)$ は振幅 a_i 、角周波数 ω_i 、位相 Φ_i の正弦波成分を持つものとし式(2-11)のように定義する。

$$x(t) = \sum_i a_i * \exp(j * \omega_i * t) * \exp(j * \phi_i) \quad (2-11)$$

これを FFT すると、その出力 $Y(j * \omega_k)$ は式(2-12)のように展開できる。

$$\begin{aligned} Y(j * \omega_k) &= \sum_i \sum_k a_i * \exp(j * \omega_i * t) * \exp(j * \phi_i) * \exp(-j * \omega_k * t) \\ &= \sum_i \sum_k a_i * \exp(j * (\omega_i - \omega_k) * t) * \exp(j * \phi_i) \end{aligned} \quad (2-12)$$

ここで、 $Y(j * \omega_k)$ のパワースペクトラムを求めると式(2-13)のようになり、入力 ω_i の正弦波成分はその振幅 a_i の二乗すなわちパワースペクトラム A_i に対応することがわかる。

$$Y(j * \omega_k) * \tilde{Y}(j * \omega_k) = \sum_i a_i^2 = \sum_i A_{k=i} \quad (2-13)$$

ここで、 $A_{k=i} = a_i^2$ である。

ハードウェアで実現するには、FFT 回転子の同一位相成分をバタフライ演算(積和演算)で並べ替え加算し乗算するため、離散フーリエ変換(DFT)に比べ積和回数が圧倒的に少なく済む。例えば、入力データ数 $N=2^m$ とすると、DFT の場

合には N^2 回の複素乗算と $N(N-1)$ 回の複素加算が必要だが、FFT では $m/2$ 回の複素乗算と m 回の複素加算で実現できる[26]。ただし、FFT の入力時系列データ数は 2 のべき乗のため、実際には FFT の前処理の窓関数でゼロ埋処理をして長さを調整している。Fig.2-18 に 4 点 FFT の演算処理例を示す。4 点 FFT の場合、2 組の入力から 2 組の出力を積和演算で計算するバタフライ演算(図中のクロスする処理)4 回で処理が実現できることがわかる。

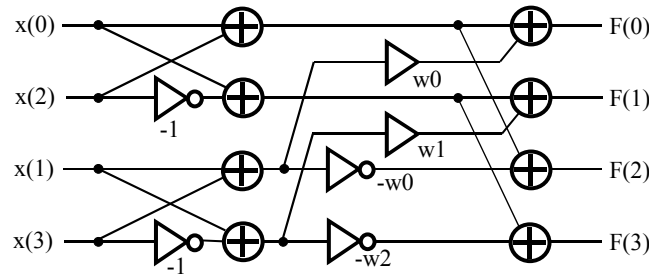


Fig.2-18 4 点 FFT のバタフライ演算信号処理例

スペクトラムドプラでは、血流速度の分布に対応したスペクトラムの時間変化を表示するためパワースペクトラムの計算が主であるが平均速度や分散も同時計算している。式(2-14)に示すようにパワースペクトラムの 0 次モーメント、一次モーメント、二次モーメントを P_0, P_1, P_2 とすると、

$$P_0 = \sum_i P_i \quad P_1 = \sum_i \omega_i * P_i \quad P_2 = \sum_i \omega_i^2 * P_i \quad (2-14)$$

ドプラ信号のトータルパワー P_{FFT} 、平均角周波数 ω_{FFT} 、分散 σ_{FFT} は式(2-15)、式(2-16)、式(2-17)のようにあらわすことができる。このような FFT 法による周波数解析の信号処理を Fig.2-19 に示す。

$$P_{FFT} = \int P(\omega) d\omega = P_0 \quad (2-15)$$

$$\omega_{FFT} = \frac{\int \omega * P(\omega) d\omega}{\int P(\omega) d\omega} = P_1 / P_0 \quad (2-16)$$

$$\sigma_{FFT} = \frac{\int \omega^2 * P(\omega) d\omega}{\int P(\omega) d\omega} - \omega_{FFT}^2 = \frac{\left(P_2 - \frac{P_1^2}{P_0} \right)}{P_0} \quad (2-17)$$

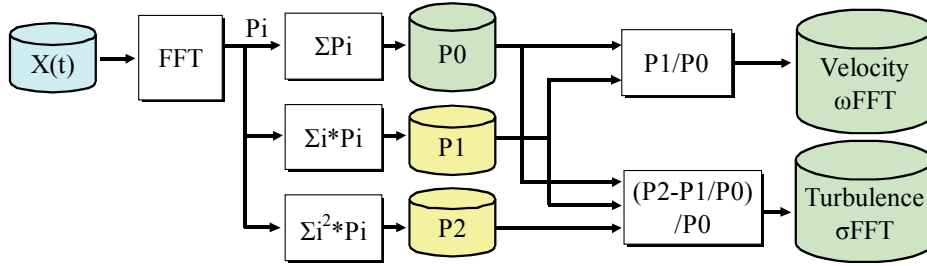


Fig.2-19 FFT 法周波数解析処理

3-2. CFM の周波数解析(複素自己相関法)

CFM で用いられている演算処理負荷の少ない複素自己相関法[27,28]は、入力時系列が最低 2 組あれば計算可能でありサンプリング周期間の主成分の位相変化量から平均周波数を推定する。

入力ドブラ信号 $x(t)$ と複素共役な $\tilde{x}(t)$ を式(2-18)のように定義する。

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \sum_i a_i * \exp(j * \omega * t) * \exp(j * \phi_i) \\
 \tilde{x}(t) &= \sum_i a_i * \exp(-j * \omega * t) * \exp(-j * \phi_i)
 \end{aligned}
 \tag{2-18}$$

複素の自己相関 $c(\tau)$ を式(2-19)のように定義し展開する。

$$\begin{aligned}
 c(\tau) &= x(t) * \tilde{x}(t + \tau) \\
 &= \left[\sum_i a_i * \exp(j * \omega_i * t) * \exp(j * \phi_i) \right] * \left[\sum_i a_i * \exp(-j * \omega_i * t) * \exp(-j * \phi_i) \right] \\
 &= \sum_i a_i^2 * \exp(-j * \omega_i * \tau) = \sum_i A * \exp(-j * \omega_i * \tau)
 \end{aligned}
 \tag{2-19}$$

ここで、 $A_i = a_i^2$ である。

ドブラ信号の複素自己相関法によるトータルパワー P_{AC} ，平均角周波数 ω_{AC} ，分散 σ_{AC} は式(2-20)，式(2-21)，式(2-22)のようになる。平均角速度 ω_{AC} は自己相関 $c(\tau)$ の一次微分を用いた近似式とする。このような複素自己相関法による周波数解析の信号処理を Fig.2-20 に示す。

$$P_{AC} = \int P(\omega) d\omega = C(0) \quad (2-20)$$

$$\omega_{AC} = \frac{\int \omega * P(\omega) d\omega}{\int P(\omega) d\omega} \cong \lim(\tau \rightarrow 0) \quad [\tilde{c}(\tau) / j * \tilde{c}(\tau)]$$

$$\lim(\tau \rightarrow 0) \left[\frac{-\sum_i A_i * \omega_i * \exp(-j * \omega_i * \tau)}{\sum_i A_i * \exp(-j * \omega_i * \tau)} \right] = \tan^{-1} \left(\frac{\sum_i R_i(\tau)}{\sum_i I_i(\tau)} \right) \quad (2-21)$$

$$\sigma_{AC} = \frac{\int \omega^2 * P(\omega) d\omega}{\int P(\omega) d\omega} - \omega_{AC}^2 = \frac{P_2 - \frac{P_1^2}{P_0}}{P_0} \quad (2-22)$$

ここで、 $R_i(\tau) = \text{real}(C^*(\tau))$, $I_i(\tau) = \text{imag}(C^*(\tau))$ である。

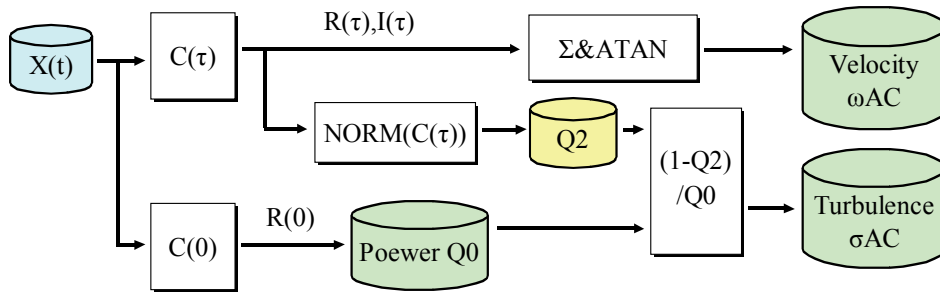


Fig.2-20 複素自己相関法周波数解析処理

3-3. FFT 法と複素自己相関法の性能比較

スペクトラムドブラには周波数分解能の優れた FFT 法, CFM には演算負荷が軽い複素自己相関法が現在主流である。しかし今後 DSP, MPU, FPGA などのハードウェアアーキテクチャの進化が見込まれ、FFT 法による CFM 処理も実現規模の障壁が低くなるものと考えられる[29]。そこで演算負荷の制約を外し、性能比較をシミュレーションした。

Fig.2-21 に単一周波数入力モデルでの平均周波数推定の比較結果を示す。正弦波を-0.25～+0.25 までスweepさせ平均周波数 V_{fft} , V_{ac} を比較した。この結果から単一周波数では FFT 法でも自己相関法でも共に正しく速度推定できることがわかる。

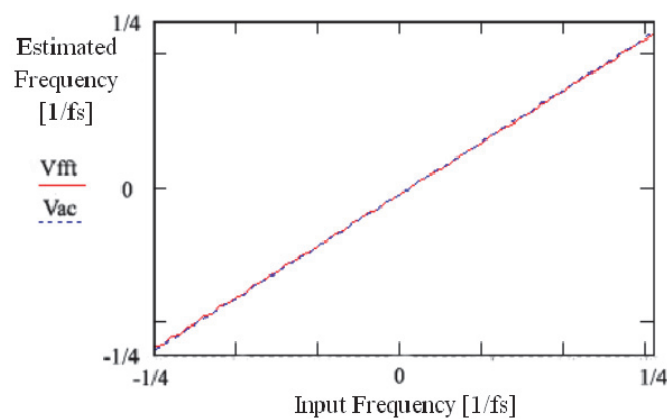


Fig.2-21 単一周波数成分入力モデルでの比較

Fig.2-22 に 2 種類の周波数入力モデルでの平均周波数推定の比較結果を示す。クラッタ成分として 1/64 の正弦波, 血流信号として 20/64 の正弦波を使用した。Fig.2-22 の横軸はクラッタ成分/血流成分のパワー比である。この結果から、パワー比 0dB を境に V_{ac} のほうが V_{fft} に比べてクラッタパワーが増加するにつれ低いほうへ引っ張られやすい傾向があることがわかる。

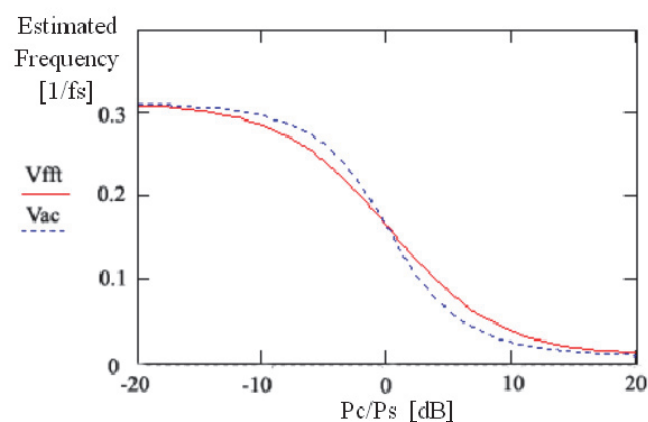


Fig.2-22 対クラッタ性能の比較

Fig.2-23 に正弦波とノイズの入力モデルでの平均周波数推定の比較結果を示す。血流成分として 15/64 の正弦波、ノイズはランダムな複素ホワイトノイズを使用した。Fig.2-23 の横軸はノイズ成分/血流成分のパワー比である。この結果から、ドプラ感度の悪い場合(ノイズパワーが大きい)には Vfft は Vac に比べ低い側に引っ張られやすいことがわかる。ちなみに Vfft_mod は Fig.2-19 中 P1(一次モーメント)に補正カーブをかけたものである。こうした補正をすることで Vac, Vfft よりも対ノイズ性能が向上するが速度推定が全般的に低めとなる。

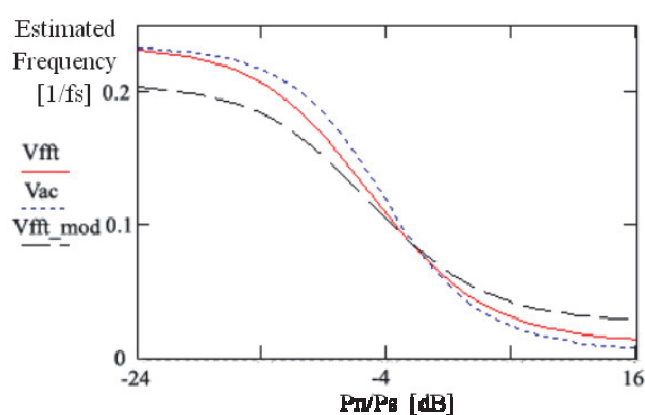


Fig.2-23 対ノイズ性能の比較

以上の結果を Table2-2 にまとめた。Fig.2-23 のようなモーメント補正を加えることで、対クラッタ性能、対ノイズ性能に優れた FFT 法による速度推定が今後発展していくものとする。

Table 2-2 平均流速推定値の比較

比較条件	自己相関法	FFT 法
単一周波数入力に対する計算結果	正確	正確 (ただしデータ数が少ない時に窓関数が必要)
2 周波入力に対する計算結果	誤差発生 (2 周波のとり領域により近似誤差が異なる)	正確
クラッタ成分の影響	誤差発生 (クラッタ/信号のパワー比が 0dB を境に、0dB を超えると速度がクラッタ側に急に引張られる)	正確 (自己相関法に比べクラッタの少ないところで速度階調が低く出るがクラッタの多いところでは持上る)
ノイズ成分の影響 (ノイズは信号のパワーよりも小さいものとする)	正確 ノイズに対し影響を受けにくい	ノイズ/信号のパワー比が増すにつれ、速度が低いほうへ引張られる。

4. ドプラオーディオ信号処理

4-1. デジタル処理の目標性能

従来の複素信号方向分離処理は、多段のオールパスフィルタで構成された位相シフタや、超音波送受信周期(PRF)サンプリングで発生する高調波除去フィルタなどのアナログ回路で構成されていた。デジタル化に伴い信号処理方式の検討をおこなう上で必要な目標性能を検討した。Table2-3 に示す。

Table 2-3 デジタル信号処理の目標値

仕様項目	目標値
1.時間遅延	20ms 以下(PRF4kHz)
2.方向分離度	30dB 以上
3.周波数特性	$\pm 1/128 \sim \pm 63/128$
4.周波数分解能	$1/100 \cdot f_r$ 以下
5.演算負荷	できるだけ小さい

時間遅延： 超音波診断装置ではスペクトラム画像よりも応答の速いドプラ音が有効である。表示画像との時間遅延の目標値を 20ms 以下とする。

方向分離度： 人間の方位判別には 15～20dB 以上の左右信号差が必要との報告がある[30]。超音波ドプラ音の場合、動的变化が大きく分離度の目標性能を観測帯域内で 30dB 以上とする。

周波数特性： 信号処理部では PRF(パルス繰り返し周波数 f_r [Hz])でサンプリングした IQ 信号を入力とするため、周波数特性は $\pm 1/128 \sim 63/128 \cdot f_r$ の帯域内でフラットな特性とする。

周波数分解能： ドプラ音の周波数分解能は表示分解能(256 点 FFT)の半分相当の $1/100 \cdot f_r$ とする。

演算負荷： 軽いほどコスト、サイズ、消費電力に有利である。

4-2. デジタル信号処理方式の検討

検討した 6 種の信号処理アルゴリズム信号処理方式[31-37]を Fig.2-24 に示す。また、目標性能を満たすパラメータ(フィルタ次数, タップ数, FFT 点数など)で遅延時間, 演算負荷を比較し Table2-4, Table2-5 に示す。

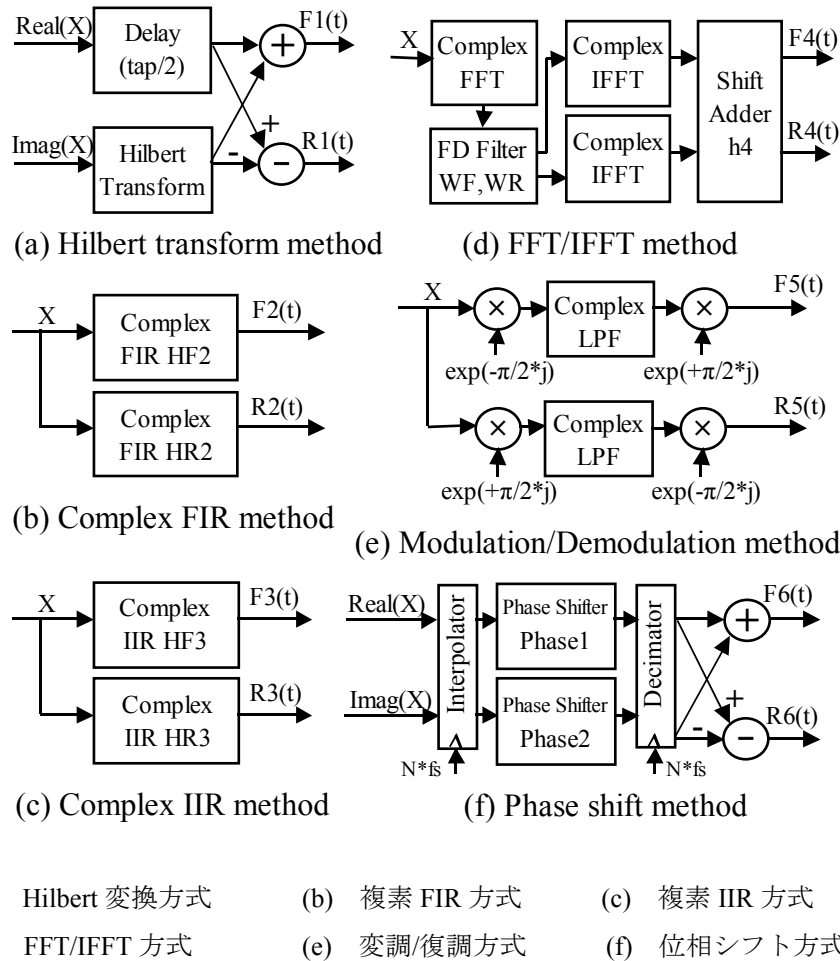


Fig.2-24 信号処理方式

Table2-4 では超音波診断で通常使われる PRF 4kHz の計算結果を示す。その際、演算負荷による遅延はゼロとし単純にサンプリングによる遅延のみを計算した。また複素 IIR 方式と位相シフト方式の過渡応答の影響は考慮していない。

Table 2-4 応答性(時間遅延)の比較 (fr 4kHz)

方式	遅延時間 (ms)	条件
1.Hilbert 変換	32	128 タップ FIR
2.複素 FIR	32	128 タップ FIR
3.複素 IIR	2	8 次 IIR
4.FFT/IFFT	48	128 点 FFT/IFFT, シフト 1/4
5.変調/復調	32	128 タップ FIR
6.位相シフト	1	4 次 IIR, アップサンプル 1

Table2-5 に信号処理方式ごとの演算要素と PRF 4kHz の計算負荷を示す。演算負荷は信号処理を実現するハードウェアアーキテクチャに依存するため、1 秒間の乗算加算回数(浮動小数単精度)で見積もった。ただし複素乗算は 4 倍、複素加算は 2 倍とした。また、多量のメモリバッファを要する処理については乗算加算演算の 20%を、そうでないものには 10%をオーバーヘッドとして加えた。

Table 2-5 演算負荷の比較 (単精度浮動小数点, fr 4kHz)

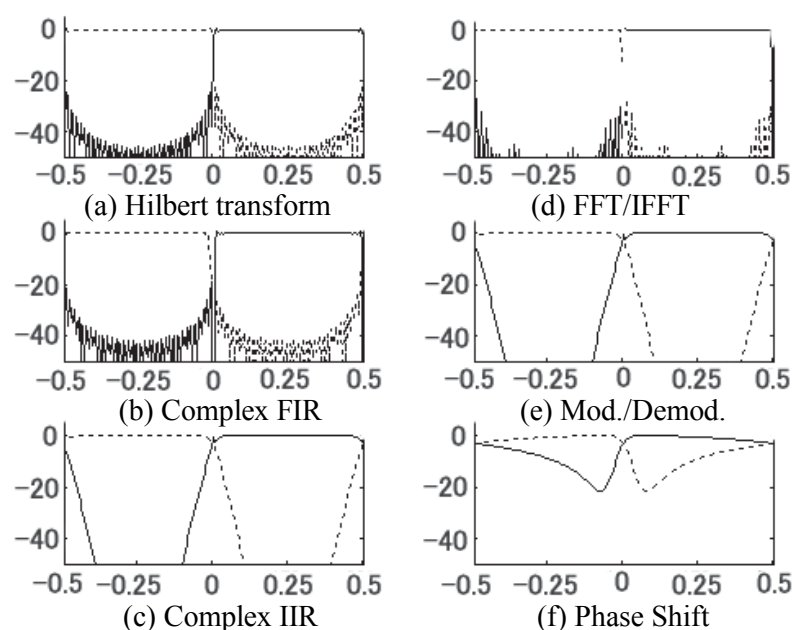
方式	演算負荷 (MFLOPS)	内容
1.Hilbert 変換	1.26	①(tap+1)*fr,②tap*fr,⑤20%
2.複素 FIR	6.47	③2(tap-1)*fr,④2tap*fr,⑤10%
3.複素 IIR	0.87	③4order*fr,④4order*fr,⑤10%
4.FFT/IFFT	1.61	①4N*fr③3Nr*4N*fr④1.5Nr*4N*fr⑤20%
5.変調/復調	7.32	③2(tap-1)*fr,④2(tap+2)*fr⑤20%
6.位相シフト	0.64	①(4N^2+4order+2)*fr②4N(N+order)*fr⑤20%

(注) ①実加算, ②実乗算, ③複素加算, ④複素乗算, ⑤オーバーヘッド

Table2-4, Table2-5 の結果から、時間遅延については、複素 IIR 方式、位相シフト方式が目標性能を満たしていることがわかる。演算負荷については位相シフト方式、複素 IIR 方式、Hilbert 変換方式の順に軽いことがわかる。

周波数特性や方向分離性能を比較検討するため、周波数特性シミュレーションおこなった。Fig.2-25 に $\pm 0.5fr$ 帯域内での正側(実線)と負側(破線)の周波数特性を示す。複素 IIR 方式では、低周波付近とナイキスト周波数付近を除いて十分な分離性能(30dB 以上)が得られている。位相シフト方式では低周波部分に分離度が不十分である。特にナイキスト周波数付近で分離性能が劣化している。複素 IIR フィルタ方式の場合フィルタの次数を上げると、低周波付近やナイキスト周波数付近の分離特性は改善できるが演算負荷が大きくなる。同様に位相シフ

ト方式の帯域分割を細かくしアップサンプル周波数を上げると高域での分解能が改善するが演算負荷が大きくなる。一般的に超音波診断装置では、方向分離処理の前処理にカットオフ $1/10 \sim 1/100 \cdot f_r$ の HPF を入れており低周波やナイキスト付近の帯域が制限される。このため複素 IIR 方式の場合、通過域のバンド幅を減少させることで、急峻なカットオフ特性が必要なくなりフィルタ次数や帯域を節約ができるメリットがある。



(a) Hilbert 変換方式 (b) 複素 FIR 方式 (c) 複素 IIR 方式
(d) FFT/IFFT 方式 (e) 変調/復調方式 (f) 位相シフト方式

Fig.2-25 周波数特性と分離性能

以上のように処理負荷が比較的軽く応答性の優れている複素 IIR 方式と位相シフト方式を選択し周波数特性/方向分離性能を比較評価した。その結果、ドプラーの方向分離処理に関しては、時間応答性、分離性能の優れた複素 IIR 方式が最適と判明した。

4-3. ドプラオーディオの折返し対策

ドプラ信号には位相情報があるため、正負の周波数成分を持っている。サンプリング周波数を f_s とすると、 $-f_s/2$ から $+f_s/2$ の周波数範囲に対応したドプラ速度成分の検出が可能である。Fig.26 にスペクトラム画像を示す。横軸が時間、縦軸がドプラ偏移に対応した速度、輝度は各時刻のスペクトラム強度に対応する。スペクトラム画像は複素 FFT 処理したパワースペクトラムなので Fig.26(a)に示すように 0Hz に相当するベースラインを中心に正側に $f_s/2$ 、負側に $f_s/2$ の周波数レンジを持つ。Fig.26 の時刻(A)では $+f_s/2$ を超える周波数成分が発生し折返しを起こしている。超音波ドプラ診断装置には Fig.26(b)のようにベースラインを負側にシフトして正側の速度レンジを見かけ上拡大する折返し対策表示機能ベースラインシフト(BLS)があり、血流のピーク速度測定を容易にすることができる。

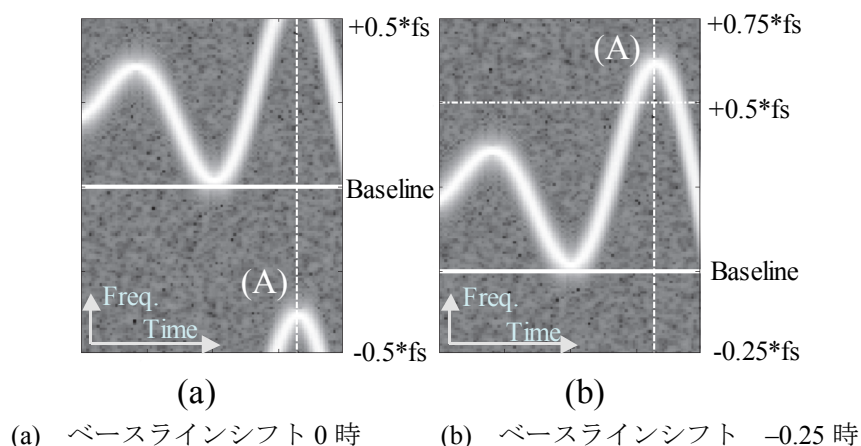


Fig.2-26 スペクトラム画像の折返し

Fig.2-27(a)にベースラインシフト 0 時、Fig.2-27(b)にベースラインシフト $-0.25 \cdot f_s$ 時のスペクトラム表示領域と Fig.2-26 の時刻(A)に対応したパワースペクトラム示す。スペクトラム画像表示では FFT 処理後にスペクトラムの周波数読出し順番を変更することにより容易にベースラインシフトを実現できる。しかしオーディオ音にはベースラインシフト機能がないため、ベースラインシフトした際に正負のスペクトラム表示と左右の音が対応しない問題がある。例えば Fig.2-27(b)の場合、スペクトラム表示では負成分がなくなるが、ドプラ音は Fig.2-27(a)の状態のままなので負側のチャンネル出力となり表示と対応しない。

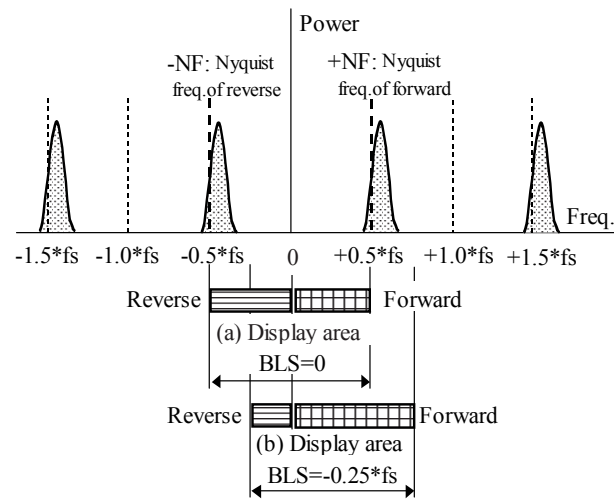
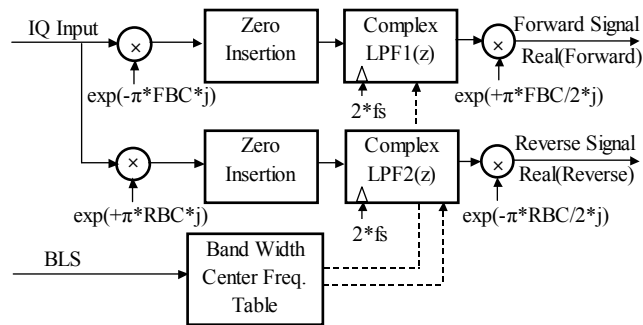


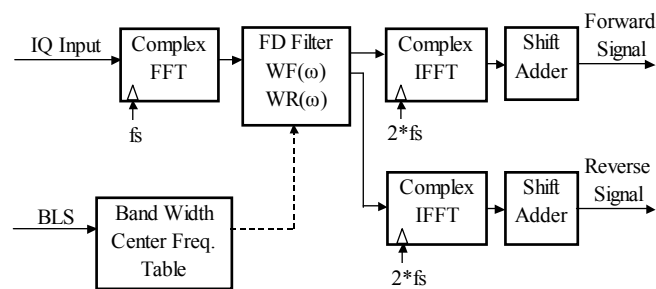
Fig.2-27 スペクトラム画像表示とベースラインシフトの関係

スペクトラム画像とドプラ音が連動しない問題を解決するため、ベースラインシフト可能なドプラ音の信号処理方式を検討した。スペクトラムドプラ信号処理以外に血流や組織の移動を検出する方法として、直交検波前の RF 信号で相互相関を利用する方法も報告されている[38,39]。一方で直交検波後の IQ 信号は、狭帯域で演算負荷が少ないメリットがあるため、IQ 信号をもとにした実現方法を検討した。4-2.節で示したベースラインシフトに連動しないドプラ音の方向分離方式として Hilbert 変換方式、複素 FIR フィルタ方式、位相シフト方式、複素 IIR フィルタ方式、FFT/IFFT 方式、変調/復調方式がある。本節ではその中から折返し対策の実現可能性のある 3 種類の方式を選択し検討を加えた。

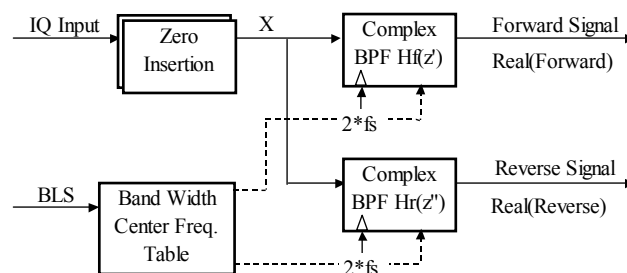
Fig.2-28 に各方式のブロック図を示す。Fig.2-28(a)は変調/復調方式であり、IQ 信号を 2 組の変調器で変調し周波数を正側負側に-FBC, +RBC シフトする。次にゼロ挿入[40,41]でナイキスト周波数を 2 倍にし、正側負側の帯域制限をかけ復調で戻す。IQ 信号を FFT 処理後、ベースラインシフトに対応した 2 組のフィルタで分離する。Fig.2-28(b)は FFT/IFFT 方式であり、2 組のフィルタは周波数軸上の重み $WF(\omega)$, $WR(\omega)$ をかけることで実現する。次に方向分離したスペクトラムを逆 FFT で時間波形に戻す。この時、ベースラインシフトに応じて周波数レンジが拡大されるため初段 FFT の 2 倍点数の逆 FFT をおこなう。逆 FFT 後の時間波形を時間軸でシフト加算し連続出力を得る。Fig.2-28(c)は複素 IIR 方式であり、2 初段でゼロ挿入しナイキスト周波数を持上げ、2 組の複素バンドパスフィルタで直接正側負側成分を分離する。フーリエ変換のシフト理論[42]をもとに、演算子に周波数シフト FBC, RBC を適用し正側複素バンドパスフィルタ、負側複素バンドパスフィルタに変換し実現する[43,44]。



(a) 変調/復調方式



(b) FFT/IFFT 方式



(c) 複素 IIR 方式

Fig.2-28 折返し対策可能なドプラオーディオ信号処理方式

各方式について目標性能(Table2-5)を満たす周波数分解能や周波数特性が得られるようフィルタ次数, FFT 点数などのパラメータを設定した。変調/復調方式および複素 IIR フィルタ方式の LPF はカットオフ $0.495 \cdot FB \cdot fs$, $0.495 \cdot RB \cdot fs$ の 8 次 Butterworth を用い、FFT/IFFT 方式では FFT 点数を 128, 逆 FFT 点数を 256 とし、周波数軸フィルタ $WF(\omega)$, $WR(\omega)$ に矩形の重みをかけた。周波数特性と方向分離性能を評価するために入力 IQ 信号の周波数をスweepし正側出力/負側出力のパワーを測定した。

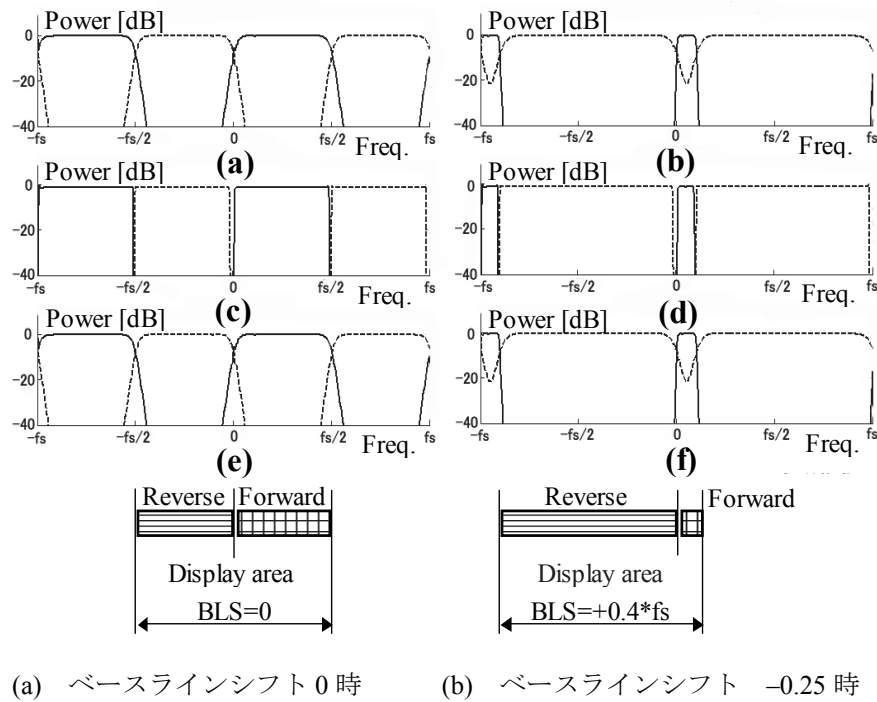


Fig.2-29 スペクトラム画像の折返し

Fig.2-29 に 3 種類の信号処理方式による方向分離出力の周波数特性を示す。実線が正側成分、破線が負側成分である。横軸は $-f_s$ から $+f_s$ までの周波数である。また横軸の周波数に対応するスペクトラム画像表示範囲を下段に示す。Fig.2-29(a), Fig.2-29 (c), Fig.2-29(e)にベースラインシフト 0 時のドプラ音の出力特性を、Fig.2-29(b), Fig.2-29 (d), Fig.2-29 (f)にベースラインシフト $+0.4*f_s$ 時のドプラ音の出力特性を示す。この結果から、各信号処理方式についてスペクトラム画像のベースラインシフトに対応したドプラ音の周波数特性が得られることが確認できる。ここで Fig.2-29 (b), Fig.2-29(d)中 DC 付近の成分が欠落しているのは、FFT/IFFT 方式での hamming 窓によるシフト加算の影響と考えられる。また、Fig.2-29(b), Fig.2-29(f)の正側成分の分離度が十分でないことがわかる。これは変調/復調方式、複素 IIR フィルタ方式のフィルタ次数を上げ肩特性を急峻にすることで改善できると考えられる。

次に、Table2-6 と Table2-7 に遅延時間と演算負荷の比較結果を示す。信号処理入力は f_s でサンプリングしているため、 f_s が低くなると遅延時間は大きくなる。

Table2-6 では超音波診断で通常使われる $f_s=4\text{kHz}$ の計算結果を示す。またここ

では、演算負荷による遅延はゼロとし単純にサンプリングによる遅延のみを計算し、過渡応答の影響も考慮していない。演算負荷は信号処理を実現するハードウェアアーキテクチャに依存する点が大きいため、見積りには1秒間の乗算/加算回数(単精度浮動小数点)を用いた。ただし複素乗算は4倍、複素加算は2倍の負荷とした。またゼロ挿入やバッファなどのメモリ転送を要する処理はオーバーヘッドに含め乗算/加算演算負荷の20%を加えた。

Table 2-6 遅延時間の比較 (fs=4kHz)

方式	見積計算	遅延時間(ms)
変調/復調方式	$\text{Order} \times \text{fs} \text{ (*1)}$	2 (order=8)
FFT/IFFT 方式	$0.75 \times \text{N} / \text{fs} \text{ (*2)}$	24 (N=128)
複素 IIR 方式	$\text{Order} / \text{fs} \text{ (*1)}$	2 (order=8)

(注) 遅延時間はFs=4kHz で見積もっている。

(*1) 過渡応答は考慮していない。

(*2) FFT のシフト加算ピッチはN/4 とする。

Table2-7 に信号処理方式ごとの演算要素、演算負荷見積式、fs=4kHz 時の1秒当たりの演算負荷を示す。

Table 2-7 演算負荷の比較 (単精度浮動小数点, fs=4kHz)

方式	計算内容	計算式	計算容量(Mflops)
変調/復調方式	Cadd: $\text{order} \times 8 \times \text{fs}$	$\text{fs} \times (48 \times \text{order} + 24) \times 12$	1.96 (order=8)
	Cmul: $(\text{order} \times 8 + 6) \times \text{fs}$		
	Ovh: 20%		
FFT/IFFT 方式	Cadd: $\text{N} \times \text{r1} + 4 \times \text{N} \times \text{r2}$	$(2\text{fs} \times 4\text{N}) \times \text{N}$ $\times (12 + 6 \times \text{r1} + 12 \times \text{r2}) \times 12$	5.76 (N=128) (r1=1, r2=8)
	Cmul: $\text{N} \times \text{r1} / 2 + 2 \times \text{N} \times \text{r2}$		
	Ovh: 20%		
複素 IIR 方式	Cadd: $\text{order} \times 8 \times \text{fs}$	$\text{fs} \times (48 \times \text{order}) \times 12$	1.84 (order=8)
	Cmul: $\text{order} \times 8 \times \text{fs}$		
	Ovh: 20%		

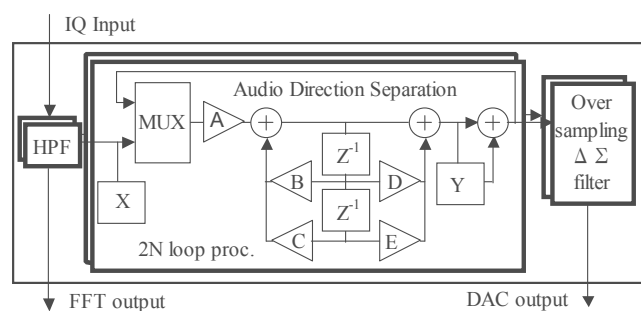
(注) Radd:実数加算 Rmul:実数乗算 Ovh:オーバーヘッド Cadd:複素数加算

Cmul:複素数乗算 計算容量の見積り条件:fs=4kHz,IFFT のシフト加算 N/4

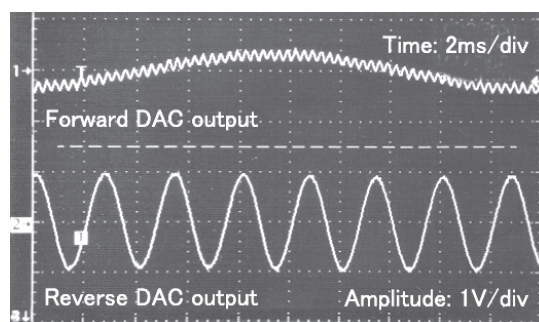
Table2-6, Table2-7 の結果から、遅延時間については、複素 IIR フィルタ方式、変調/復調方式が目標性能を満たしていることがわかる。演算負荷については複素 IIR フィルタ方式、変調/復調方式、FFT/IFFT 方式の順に軽いことがわかる。以上の結果より、複素 IIR フィルタ方式が目標性能を満たす最適な方式と考えられる。

4-4. 複素デジタルフィルタの実装

4-2節の折返し対策のない複素 IIR 方式の順逆分離処理を複素デジタルフィルタ専用開発した ASIC に内蔵した。Fig.2-30 に ASIC の信号処理ブロックと開発当時の機能試験の結果を示す。順逆分離処理は ASIC 内のバイカッドフィルタを 12 回ループ処理し複素演算をおこなう。機能試験の条件は、ASIC の動作は PRF 4kHz, HPF と方向分離処理は 8kHz, オーディオ平滑化フィルタは 400kHz のサンプリング周期であり、DAC 前でカットオフ 2kHz の LPF 処理をおこなっている。テスト波形として正側 2 種, 負側 1 種の正弦波を入力しており、正側出力に +50Hz 成分と減衰した +3.2kHz 成分, 負側出力に -400Hz 成分が分離できていることがわかる。



(a) ASIC block diagram



(b) DAC output waveforms

(a) ASIC の処理ブロック図

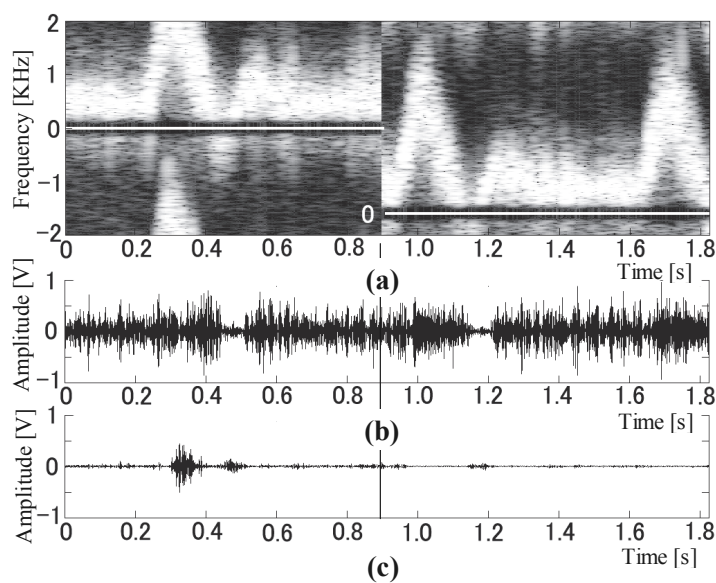
(b) 機能試験出力(DAC 出力)

Fig.2-30 複素 IIR 方式の順逆分離処理の ASIC 実装例

次に、4-3節の折返し対策する複素 IIR 方式の順逆分離処理を DSP に実装する検討をおこなった。実際の超音波診断装置で収集した頸動脈のドプラ IQ 信号をもとにドプラ音の折返し信号処理例を示す。ドプラ信号の発生と収集にストリ

ングファントム(Mark 4 Doppler Phantom : JJ&A インストルメント社), 超音波診断装置(SSA-770A : 東芝メディカルシステムズ社)を用いた。使用したプローブは PLT-604AT(6.0MHz)で、PRF(fs に相当する)4kHz の PWD モードで IQ データを収集した。またクラッタを除去する前段の HPF のカットオフ周波数は 200Hz とした。

Fig.2-31 に IQ データをもとに構成したスペクトラム画像とドプラ音の正側負側の出力波形を示す。画像中、0.9s 付近でベースラインシフトを 0 から $-0.4 \cdot f_s$ に切替えている。ベースラインシフト 0 時には、スペクトラム画像 Fig.2-31(a) に折返しが発生し、Fig.2-31(c)の負側出力が発生していることがわかる。しかしベースラインシフト後はスペクトラム画像の正側レンジが拡大しそれに連動してドプラ音も折返し対策処理をしていることが確認できる。



(a) スペクトラム画像 (b) 正側オーディオ出力 (c) 負側オーディオ出力

Fig.2-31 折返し対策対応複素 IIR 方式の順逆分離処理の DSP 実装例

5. 信号処理アーキテクチャの変化と今後の動向

近年の電子技術、半導体技術の進化により複雑な高速信号処理が低コスト、低サイズ、低消費電力で実現できるようになった。背景にはいろいろな信号処理デバイスの登場があり、時代とともに要望や性能が変化している。プリミティブな論理演算素子、積和演算素子、PAL、各種メモリ、AD 変換器、FPGA、CPLD、ASIC、DSP、CPU/GPU など各種デバイス上に実装し実現するには、時代に合ったコストパフォーマンスの高いものを選択する必要がある。

ドプラ信号処理も時代に合った実現手段を選択し進化してきた。Fig.2-32 にドプラ信号処理アーキテクチャの進化を示す。Fig.2-32 は 1980 年代のもの(以降第一世代と呼ぶ)でほとんどがアナログ信号処理(色つきの部分)であった。FFT はデジタル信号処理なので、FFT 前段に ADC を配置した。当時の ADC は数百 Hz 動作で 12~16bit 出力が主流であった。FFT ではバタフライ演算をおこなうため最初は積和器(TRW 製 1010J), 1980 年代後半からは固定小数 DSP(東芝製 DSP T9508)で処理していた。

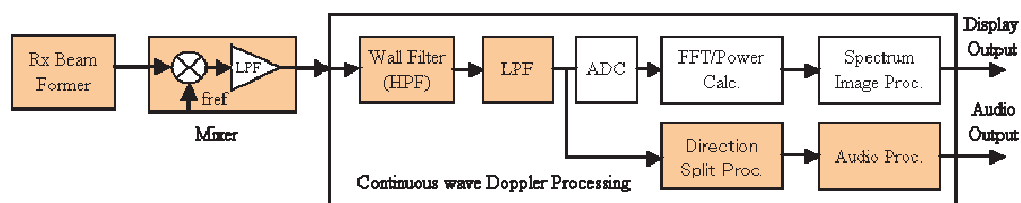


Fig.2-32 第一世代信号処理アーキテクチャ

1990 年代に入りデジタル化をおこなった。Fig.2-33 に初期のデジタルアーキテクチャ(以降第二世代と呼ぶ)を示す。従来アナログでは HPF 処理後 LPF 処理をおこなっていたが、デジタルで高周波数サンプリング低カットオフの HPF を実現することが困難なため、HPF(Wall Filter)と LPF の処理順番を入れ替えた。さらにサンプリング周波数の高い LPF は 2 段に分割し、前段の高速動作 LPF は FPGA(Altera 製 FPGA)で実現した。後段 LPF と Wall Filter に浮動小数点 DSP(NEC 製 μ PD77240)を使用した。さらに FFT 処理以降を ASIC 化(東芝製 ASIC)した。ただし、ドプラオーディオ処理は複雑なのでアナログのままとし、デジタルフィルタ出力を DA 変換器でアナログに戻し使用した。

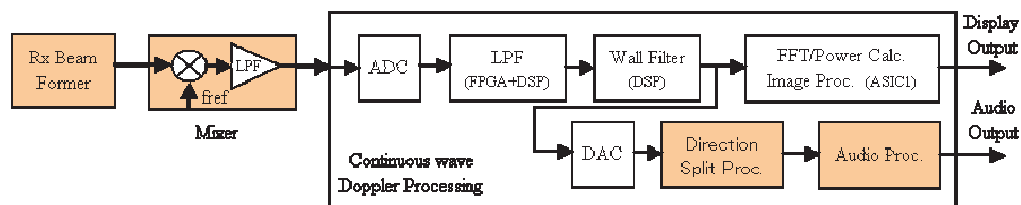


Fig.2-33 第二世代信号処理アーキテクチャ

1990 年代半ばに、CFM とスペクトラムドプラの信号処理を合体させコスト/サイズを低減する開発をおこなった。Fig.2-34 にスペクトラムドプラ信号処理部(以降第三世代と呼ぶ)を示す。システム全体のクロック周波数アップのため全ての処理を固定小数点方式に変え、5 種類の ASIC(東芝製 ASIC)で実現した。その際にドプラオーディオの方向分離に複素 IIR 方式フィルタを使用した。さらにドプラオーディオにデルタシグマフィルタと高速 DAC(アナデバ製 DAC)を用い従来のアナログ回路を大幅に削減した。開発した各種 ASIC の規模は当時 Pentium プロセッサのゲート数の 2 倍以上に達し、大幅なダイナミックレンジ拡大を実現した。これよりドプラ診断装置の大幅な感度改善が可能となった。

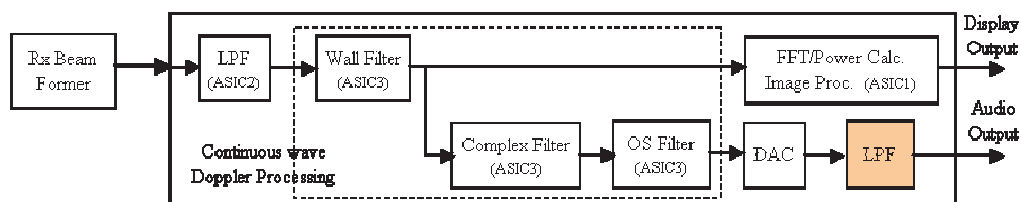


Fig.2-34 第三世代信号処理アーキテクチャ

2000年代に入りスペクトラム信号処理全体を浮動小数点方式のDSP(TI製DSP TMS320C6701)1個で実現した。Fig.2-35 に DSP 内部の信号処理(以降第四世代と呼ぶ)ブロックを示す。浮動小数 DSP の動作周波数が第二世代の DSP の数十倍になり処理能力が向上したこと以外にリアルタイムシステム自体のアーキテクチャが変わったことが実現規模縮小に貢献している。すなわち DSP への割込み周期を PRF 単位(数 kHz~50kHz)から表示周期単位(50~75Hz)に変更しパケット処理化することで、リアルタイム性は若干損なわれるが大幅な回路規模の削減が可能になった。

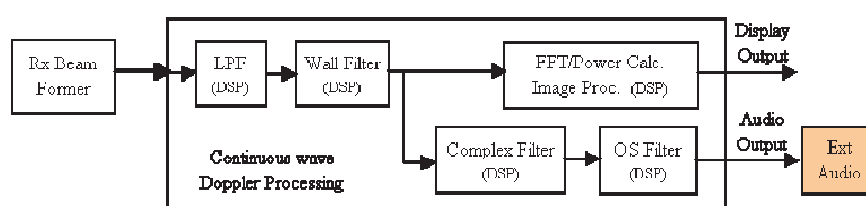


Fig.2-35 第四世代信号処理アーキテクチャ

以上のように、信号処理デバイスの進化により、アナログからデジタルへ、ハードからソフトへ、実現方法がシフトしてきたことがわかる。ドプラ信号処理のプリミティブな部分のコスト／サイズの縮小は時代とともに進化し、副産物として信号処理性能向上(感度や応答性)が得られた。今後信号処理技術がさらに発展し、有り余る計算能力を手にすることが可能になることが考えられる。この有り余る計算能力を何に利用していくべきかが重要な課題になる。ひとつの可能性として次節で展開するドプラ自動化の要素技術があり、これらは DSP のプログラム上あるいは Windows のプログラム上でリアルタイム処理が可能である。

第3節 要素技術開発項目の検討

超音波ドプラの自動化開発に際して品質の高い製品を開発するためには、開発段階から製品性能について配慮する必要がある。しかし性能を高めるために具体的に開発段階で何をなすべきか自明ではない。それには顧客ニーズを分析し製品の仕様や性能に展開する合理的な手法が必要である。そこで今回は、ドプラ自動化に必要な要素技術開発項目を品質機能展開(QFD)手法[45,46]を用いて展開した。

Fig.2-36 に QFD の概要を示す。ドプラの自動化について顧客の使用状況を想定し真の要求を抽出した。次に個々の顧客要求(Customer Requirement) を実現する尺度として計測可能な品質特性(Engineering Metrics)を抽出し、それらの関連マトリックスを顧客満足度やベンチマーク結果をもとに重み付けし品質特性の重要度や目標値を明確化した。次に品質特性を実現するための構成要素である部品特性をピックアップし、それらの関連マトリックスを実現可能性や効果をもとに重み付けし部品特性の重要度を判別した。このようにして得られた部品特性をドプラ自動化の要素技術開発項目とした。

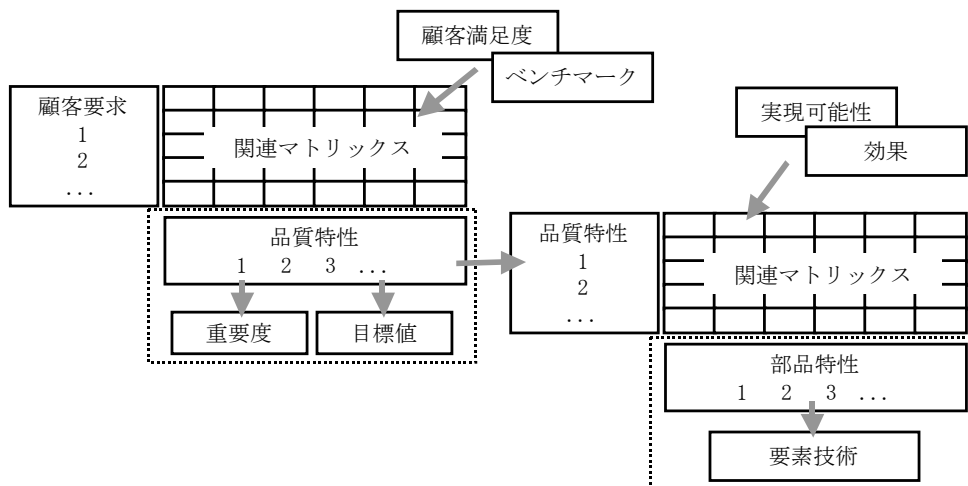


Fig.2-36 品質機能展開(QFD)の概要

具体的にどこをどう自動化するかについては、現状の顧客メリットから操作性の向上，検査時間の短縮，安定性の向上，計測精度の向上，診断部位や診断

手法に対応した装置設定などが考えられる。また超音波診断装置のメリットである無侵襲やリアルタイム性を活かした頸動脈血管などの狭窄診断，心臓の左室流出血流や弁速度による心肥大や心機能の診断，胎児の心機能診断など将来有望と考えられる診断法への応用も視野に入れておく必要がある。

そこでまず国内国外の販社を対象に、ドプラ自動化の背景を説明し認識を共有した上でアンケート調査を実施した。その結果ドプラ自動化の顧客要求として、ドプラ計測の計測値の信頼性が高いこと，診断画像のスペクトラムエンベロープ波形を早く正確に抽出したい，操作が簡単なことなどが Table2-8 に示す結果が得られた。

Table 2-8 ドプラ自動化に対する顧客要求のアンケート調査結果

重要度	顧客要求
1	ドプラ計測の計測値の信頼性が高いこと
2	診断画像のスペクトラムエンベロープ波形を早く正確に抽出したい
3	操作が簡単なこと
4	ドプラの一連の手技を短くしたい
5	心拍数の早い胎児の血流も安定して計測できること
6	幅広い診断部位に対応可能なこと
7	心電図や断層像など他の計測と連動した発展性があること
8	ドプラ計測結果を画像とともに記録できること

次に、QFD 手法を用いて品質特性の重要度を分析した結果、同期検出能力のヒット率 85%以上(平均工程能力 Cp 値で 2.0[σ]以上@頸動脈)，定常血流のトレース精度 $\pm 5\%$ 以内(平均流速測定値精度 $\pm 5\%$ 以内@ファントム定常流 20cm/S)，心拍周期検出の安定性(頸動脈以外に腹部,産科胎児系でも安定していること)など Table2-9 に示す結果が得られた。

Table 2-9 品質特性の重要度分析結果

重要度	品質特性	目標性能
1	心拍周期検出能力	ヒット率 85%以上@頸動脈
2	定常血流のトレース精度	測定精度 $\pm 5\%$ 以内@20cm/s ファントム
3	心拍周期の対波形安定性	頸動脈以外に腹部,産科胎児系でも安定
4	トレースの対ノイズ性能	特にスパイクノイズ
5	操作スイッチ数	極力自動化し減らす(20 個 $\rightarrow$ 3 個程度)
6	計算時間	リアルタイム処理(75Hz 割込み)
7	計測範囲精度(時間ラグ)	ECG 波形との時相差 30ms 以下
8	対クラッタ性能	心臓の弁や壁の影響を受けないこと

最後に、品質特性に対応する部品特性の重要度を分析した結果、ドプラ自動化の要素技術として、トレース波形から心拍周期を自動的に抽出する技術、スペクトラム画像の辺縁を安定して自動トレースする技術、腹部や周産期など診断部位拡大にともなう自動画質調整技術、速度レンジ/ベースラインのトラッキング技術、計測する時間領域を自動的に設定しハイライト表示する技術、計測エラー対策などが Table2-10 に示す結果が得られた。この結果をもとに、3 章でドプラ自動化の要素技術[47-55]について詳細展開していく。

Table 2-10 ドプラ自動化の要素技術の重要度分析結果

重要度	要素技術特性(部品特性)
1	トレース波形から心拍周期を自動的に抽出する技術
2	スペクトラム画像の辺縁を安定して自動トレースする技術
3	腹部や周産期など診断部位拡大にともなう自動画質調整技術
4	速度レンジ/ベースラインのトラッキング技術
5	計測する時間領域を自動的に設定しハイライト表示する技術
6	計測エラー対策(対ノイズ性能)
7	自動ゲイン補正技術(自動化に伴う)
8	自動画質補正技術(自動化に伴う)

参考文献

- [1] 実吉純一,菊池喜充,能本乙彦, "超音波技術便覧 新訂版", 日刊工業新聞社 (東京), 1980, pp.476-519
- [2] Jorgen Arendt Jensen, "Estimation of Blood Velocities Using Ultrasound : A Signal Processing Approach", Cambridge University Press 1996, pp.16-24
- [3] 斉藤晴男,松田久,砂川重信, "物理学への道 下", 学術図書出版社, 東京, 1973, pp.138-147
- [4] Ronald N. Bracewell, "The Fourier transform and its applications", McGRAW-HILL, International Editions, 2000, pp.406-427
- [5] 後藤尚久, "アンテナの科学", 講談社(東京), 1993, pp.58-100
- [6] 佐藤拓宗,上田光宏, "波動と映像", 森北出版株式会社(東京), 1972, pp.108-124
- [7] 馬場達朗,宮島泰夫等,東芝メディカルシステムズ株式会社, "超音波送受信条件最適化法、超音波送受信条件最適化プログラム、及び超音波診断装置", 特願 P2005-176488, 2005.06.16
- [8] Jorgen Arendt Jensen and Niels Bruun Svendsen, " Calculation of pressure fields from arbitrarily shaped, apodized, and excited ultrasound transducers", IEEE TRANSACTIONS OF UFFC, Vol.39, No.2, pp. 262-267 (1992)
- [9] Jorgen Arendt Jensen, "Users' guide for the Field II program", Release2.86, August 17.2001, Technical University of Denmark,
Web: <http://www.es.oersted.dtu.elic/staff/jaj/fieldII/>
- [10] Jorgen Arendt Jensen, "Estimation of Blood Velocities Using Ultrasound: A Signal Processing Approach", Cambridge University Press 1996, pp.207-214
- [11] Steinar Bajarum, Hans Torp, Kjell Kristoffersen, "Clutter Filter Design for Ultrasound Color Flow Imaging", IEEE UFFC, Vol.49, No.2, pp.204-216 (2002)

- [12] Yu Zhang, Yuanyuan Wang, Weiqi Wang, Bin Liu, "Doppler Ultrasound Signal Denoising Based on Wavelet Frames", IEEE UFFC, Vol.48, No.3, pp.709-716 (2001)
- [13] V.Cappellini, A.G.Constantinides, P.Emiliani, "DIGITAL FILTERS AND THEIR APPLICATIONS", ACADEMIC PRESS Inc., 1978, pp.166-184
- [14] 伊達玄訳, A.V.Oppenheim, R.W.Schafer, "デジタル信号処理(下), DIGITAL SIGNAL PROCESSING", コロナ社, 東京, 第7刷, 1982, pp.106-111
- [15] 武部幹, "デジタルフィルタの設計", 東海大学出版会, 東京, 1990
- [16] NEC 電子デバイス(株), " μ PD77240 デジタルシグナルプロセッサ アプリケーションノート", IEA-721, 1992
- [17] Yu Zhang, Yuanyuan Wang, Weiqi Wang, "Denoising Quadrature Doppler Signals from Bi-Directional Flow Using the Wavelet Frame", IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol.50, No.5, pp.561-564 (2003)
- [18] 馬場達朗, "超音波ドプラ診断装置の自動ゲイン補正に関する研究", 日本音響学会 2006 春季研究発表講演論文集, 2-6-10, p54
- [19] 飯島伸一, "最新 DSP(ADI-TigerSHARC, TI-DSPC6x, ADI-Blackfin)による FFT への応用", 高速信号処理応用技術学会, Vol.6, No.2, pp.2-9 (2003) 電子技術 2003 年 6 月号, 日刊工業新聞社
- [20] 丸田力男, 西谷隆夫, "シグナルプロセッサとその応用", 昭晃堂, 1988
- [21] 三谷政昭, "デジタルフィルタデザイン", 昭晃堂, 1987
- [22] 西博史, "制御用プロセッサとしての RISC,DSP,FPGA の性能比較", 高速信号処理応用学会, Vol.6, No.3 pp.14-22 (2003) 電子技術 2003 年 9 月号, 日刊工業新聞社
- [23] 曾禰元隆, 飯島伸一, "正しく DSP を使うためには", 高速信号処理応用技術学会誌, Vol.9, No.1, pp.2-11 (2006)

- [24] Hiroshi Kanai and Toshiro Koiwa, "Myocardial Rapid Velocity Distribution", *Ultrasound in Med. & Biol.*, Vol.27, No.4, pp.481-498 (2001)
- [25] Stein Inge Rabben, Steinar Bjaerum et al., "Ultrasound-based vessel wall tracking: An auto-correlation technique with RF center frequency estimation", *Ultrasound in Med. & Biol.*, Vol.28, No.4, pp.507-517 (2002)
- [26] 宮川洋, 今井秀樹訳, E. ORAN BRIGHAM, "高速フーリエ変換, THE FAST FOURIER TRANSFORM", 第4刷, 1985, 科学技術出版社, 東京, pp.166-171
- [27] 関根松夫, "レーダ信号処理技術", 電子情報通信学会, コロナ社(東京), 1991, pp.56-59
- [28] 吉田孝, "改訂レーダ技術", 電子情報通信学会, コロナ社(東京), 1996, p.247
- [29] 馬場達朗, (株)東芝, "超音波診断装置", 特願 P2000-342585, 2000.12.12
- [30] Jens Blauert, "Spatial hearing Revised edition", The MIT Press, Cambridge, Massachusetts, 1997, pp.155-164
- [31] V. Cappellini, A.G. Constantinides, P. Emiliani, "Digital filters and their applications", Academic Press Inc., New York, 1978, pp.188-267
- [32] Jorgen Arendet Jensen, "Estimation of blood velocities using ultrasound: A signal processing approach", Cambridge University Press, New York, 1996, pp.114-116
- [33] Yu Zhang, Yuanyuan Wang, Weigi Wang, "Denoising quadrature Doppler signals from bi-directional flow using the Wavelet frame", *IEEE Transactions on UFFC*, Vol.50, No.5, pp.561-566 (2003)
- [34] Ronald N. Bracewell, "The Fourier Transform and Its Applications", McGraw-Hill Companies, Inc. Boston, 3rd Edition, 2000, pp.111-113
- [35] 馬場達朗, 宮島泰夫, 株式会社東芝, "超音波診断装置", 公開特許公報 特開平 10-99332, 1998.4.21

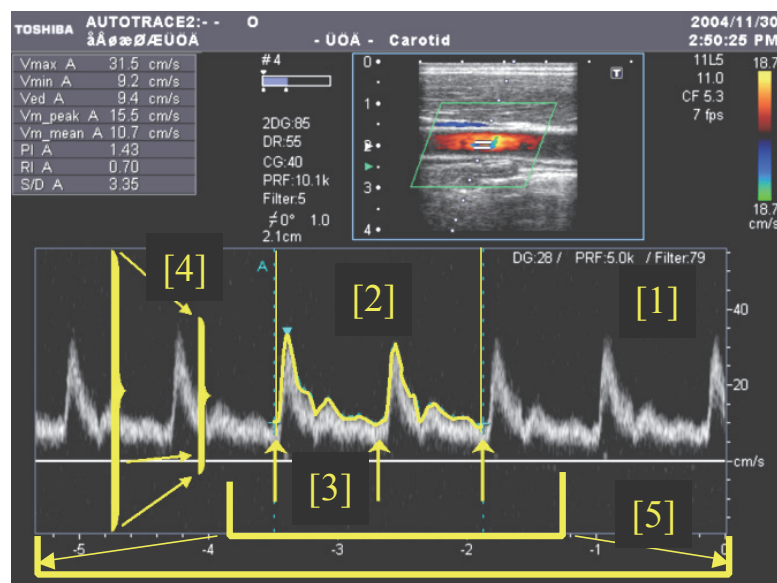
- [36] Larry Y.L.Mo, General Electric Company, "Method and apparatus for dynamic noise reduction for Doppler audio output", United States Patent US6251077, Jun, 26, 2001
- [37] Ja-il Koo, Scott D.Otterson, Siemens Medical Systems Inc., "Method and system for Doppler ultrasound audio dealiasing", United States Patent US5676148, Oct, 14, 1997
- [38] Stein Inge Rabben et al., "Ultrasound-based vessel wall tracking: an auto-correlation technique with RF center frequency estimation ", Ultrasound in Med. & Biol., Vol.28, No.4, pp.507-517 (2002).
- [39] Jorgen Arendt Jensen, "A new estimator for vector velocity estimation", IEEE transaction on UFFC, Vol.48, No.4, pp.886-894 (2001).
- [40] 貴家仁志,辻井重男, "マルチレート信号処理", 昭晃堂, 東京, 1995, pp.28-39.
- [41] 前田肇,佐野昭,貴家仁志,原晋介,システム制御情報学会編, "ウェーブレット変換とその応用", 朝倉書店, 東京, 2001, pp.55-59.
- [42] Ja-il Koo, Scott D.Otterson, Siemens Medical Systems Inc., "Method and system for Doppler ultrasound audio dealiasing", United States Patent US5676148, Oct, 14, 1997
- [43] Ronald N. Bracewell, "The Fourier Transform and Its Applications", McGraw-Hill Companies, Inc. Boston, 2000, pp.111-113.
- [44] 馬場達朗,株式会社東芝, "超音波ドプラ診断装置及びドプラの信号処理方法", 公開特許公報 特開 2002-325767, 2002.11.12
- [45] 今野勤,中野恵司,林裕人,井上清和,安部有正,池田光司, "QFD・TRIZ・タグチメソッドによる開発・設計の効率化", 日科技連出版社, 2005
- [46] 大藤正,永井一志,小野道照, "QFD ガイドブックー品質機能展開の原理とその応用ー", 日本規格協会, 1997

- [47] 馬場達朗,大内義昭, "タグチメソッドの超音波ドプラ製品開発への応用 -診断部位毎のドプラオートトレース性能の最適化-", 品質工学会(QES2004), 2004.06.07, 第 12 回品質工学研究発表論文集 P412-415
- [48] 馬場達朗,大内義昭, "品質工学の超音波ドプラ製品開発への応用 -診断部位ごとのドプラオートトレース性能の最適化-",品質工学, 第 13 巻, 第 6 号, pp.57-65 (2005)
- [49] 馬場達朗, "超音波診断装置ドプラ自動計測に関する研究 -ドプラ波形から心拍周期を検出する方法の検討-", 日本音響学会 2005 年春季研究発表会, 2005.03.15, 日本音響学会講演論文集 pp.725-726
- [50] 馬場達朗, "超音波診断装置ドプラ自動計測に関する研究 -適応型バンドパスフィルタを用いたドプラ波形からの心拍検出法-", 日本音響学会誌,第 61 巻, 第 11 号, pp.629-635 (2005)
- [51] 馬場達朗, 大内義昭, "タグチメソッドの超音波ドプラ製品開発への応用(第二報) -診断部位毎の心拍周期検出性能の最適化-", 品質工学会(QES2005), 2005.06.20,第 13 回品質工学研究発表論文集 pp.178-181
- [52] 馬場達朗, "超音波診断装置ドプラの自動スケーリング技術に関する研究", 日本音響学会 2005 年秋季研究発表会, 2005.09.27, 発表会講演論文集 1-4-8, pp.14
- [53] 馬場達朗, "超音波ドプラ診断装置の速度レンジトラッキングに関する研究 -ドプラトレース波形ヒストグラムを用いたレンジ最適化-",日本音響学会誌, 第 62 巻, 第 4 号, pp.327-331 (2006)
- [54] 馬場達朗,大内義昭, "品質工学の超音波ドプラ製品開発への応用(第三報) -超音波診断装置ドプラ自動速度レンジに関する研究-",品質工学会(QES2006), 2006.06.16, 第 14 回品質工学研究発表論文集
- [55] 馬場達朗, "超音波ドプラ計測における時間軸スケール最適化の検討",平成 17 年度日本超音波医学会第 4 回基礎研究会, 2005.12.17, 基礎技術研究会資料 BT2005-23, pp.29-33

第3章 ドプラ自動化の要素技術開発

第2章の品質機能展開によりドプラ自動化で開発すべき要素技術とその重要度を分析した。本章では個々の要素技術を展開する。

Fig.3-1 にドプラ自動化の構想図を示す。この構想図をもとに、診断部位や被検者のばらつき、装置設定の影響を受けずに飽和や量子化の影響を受けない自動ゲイン設定技術を開発しスペクトラム画像のノイズレベルを一定にした(3-1節)。次にドプラ自動計測に必要な、スペクトラム辺縁部の自動的トレース技術(3-2節)とトレース波形をもとにした自動心拍周期検出技術(3-3節)を開発した。また操作性改善の観点から、速度レンジのトラッキング技術(3-4節、3-5節)と自動時間軸スケール最適化技術(3-6節)を開発した。



- ① 自動ゲイン補正
- ② 自動トレース
- ③ 自動心拍周期検出
- ④ 速度レンジ最適化
- ⑤ 自動時間軸最適化

Fig.3-1 ドプラ自動化の構想

第1節 自動ゲイン補正

1. ドプラ信号処理とダイナミックレンジ

近年、高周波電子技術や集積回路技術の発展に伴い超音波診断装置の高性能化が進んでいる。超音波ドプラによる血流診断においても装置のダイナミックレンジが拡大し新たな診断法の可能性が期待されている[1,2]。反面ダイナミックレンジ拡大に伴いゲイン調整範囲も広がり煩雑な操作が必要なため、装置パラメータに応じて自動的にゲインを最適化する方式を検討した。

1-1. ダイナミックレンジ

Fig.3-2 に超音波ドプラ信号処理を示す。超音波の送受信処理(Tx/Rx Proc.)で、振動子からの受信信号がプリアンプで増幅され超音波ビームの距離方向の減衰に応じたゲイン補正(STC)を受け、AD変換器(ADC)に入力される。AD変換前でプローブ特性(周波数、感度など)に応じたアナログゲイン調整をおこなう。AD変換後、振動子の受信データがDBFで遅延加算され、ビームデータとして出力される。このビームデータをもとに断層画像処理(B-Mode Image Proc.)やドプラ信号処理(Doppler Image Proc.)で信号処理されたデータが表示処理部(Display)で断層画像やスペクトラム画像を構成する。

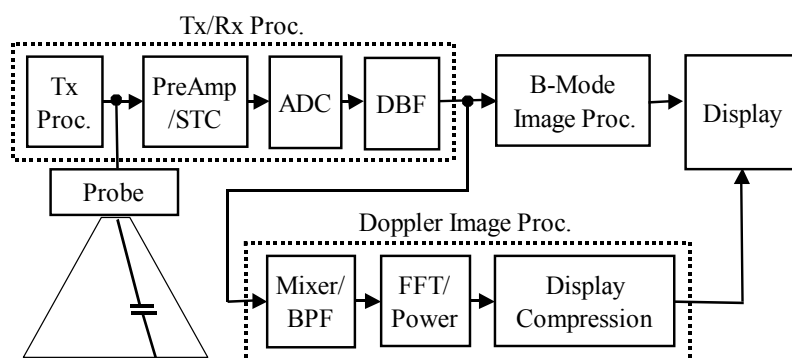


Fig.3-2 超音波ドプラ信号処理

DBF では振動子数分の信号加算によりダイナミックレンジが拡大する。ドプラ信号処理部ではDBF出力を直交検波(Mixer)した後、バンドパスフィルタ(BPF)で帯域制限やクラッタ成分の除去などをおこないベースバンドドプラ信号として出力する。この時にBPFの帯域制限によってダイナミックレンジが大幅に拡大する。FFT入力でのダイナミックレンジは、CWDで低次数のアナログクラッ

タフィルタを用いたシステムのベースバンド IQ 信号で 100dB 近く必要との報告 [3]がある。また FFT/パワー計算(FFT/Power)処理で FFT 点数や窓幅などの加算効果により、さらにダイナミックレンジが拡大する。しかし FFT 出力ダイナミックレンジに対し表示ダイナミックレンジは狭いため、表示階調処理(Display Compression)で階調圧縮やデジタルゲイン調整をおこない表示する。

1-2. ゲイン調整

ゲイン調整は、診断部位、被験者のドプラ感度、検者の手技のばらつきを補正する本来の目的以外に、DBF での加算振動子数や開口関数、BPF での帯域制限、RG 幅に対応した距離方向積分長、FFT 点数や窓関数、スweep速度に応じたパワースペクトラム平均加算数など装置パラメータの変化に伴う変動補正がある。これらの装置パラメータの変化に応じて、最大信号レベル、ノイズレベルが変化する。飽和なく感度の良いドプラ血流診断を実現するには、診断によるゲイン補正と装置パラメータによる変動補正の両方を考慮した大きなダイナミックレンジを持つシステムが必要となる。

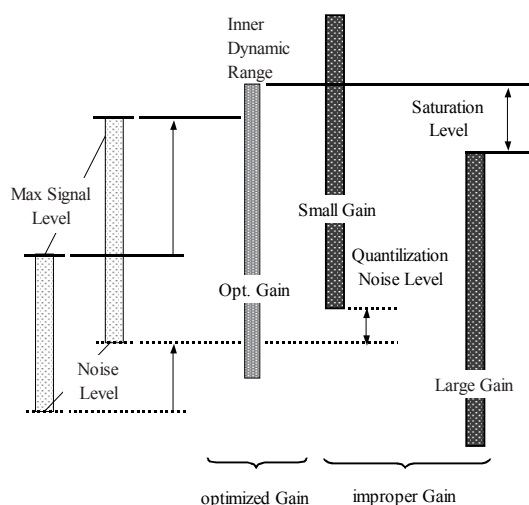


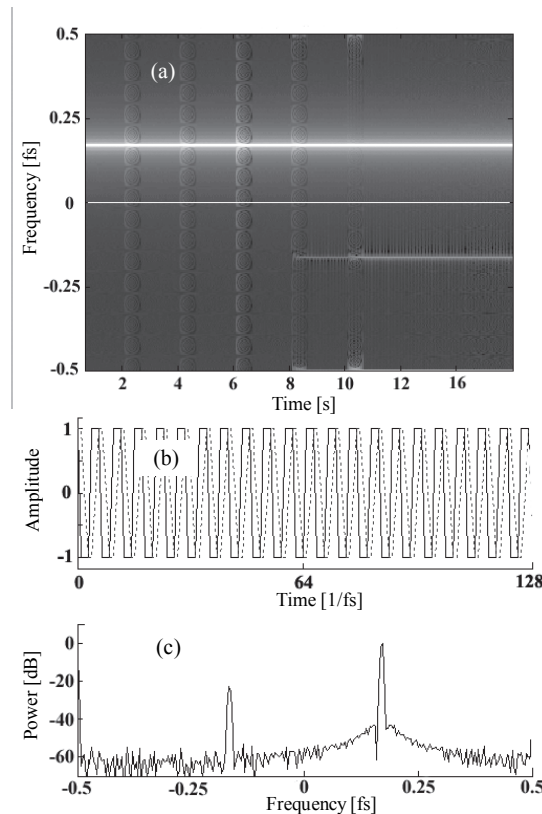
Fig.3-3 ゲイン調整の問題点

Fig.3-3 にダイナミックレンジの拡大を伴う信号処理の模式図を示す。入力信号のノイズレベルと最大信号レベルは信号処理過程で上昇する。ノイズレベルの上昇幅と最大信号レベルの上昇幅は異なり、両者の差に相当する S/N 比は入力信号に対して拡大する。信号処理出力では、最大信号レベルの飽和がなく、量子化ノイズが混入しない最適なゲイン調整(Fig.3-3 中の optimized Gain)が求められる。ゲイン調整が不適切な場合(Fig.3-3 中の improper Gain)には、飽和や切捨てにより、スペクトラム画像上にミラー効果や量子化ノイズによるアーティファクトが発生する。これらについては次節にて詳述する。

2. 従来の問題点

2-1. ミラー効果

ミラー効果(mirror effect)はベースラインをはさんで実像と対称に発生する虚像であり、アナログシステムでは主に直交検波の位相誤差や IQ 信号のゲイン誤差により発生していた。ディジタルシステムではこれらの影響は受けないものの、飽和が原因でミラーが発生する。Fig.3-4 に示すようにスペクトラム画像で 0Hz をはさんで対称なミラーが発生する。Fig.3-4(a)はホワイトノイズを加えた正弦波入力に対し、ゲインを 2 秒おきに 3dB ずつ上昇させたスペクトラム画像である。横軸が時間、縦軸がサンプリング周波数 f_s で正規化した周波数である。本来の信号成分($+0.2 \cdot f_s$)に対し、飽和によってミラー成分($-0.2 \cdot f_s$)が発生している。Fig.3-4(b)は 8~10 秒区間の IQ 信号波形であり、Fig.3-4(c)はそのパワースペクトラムである。この例では本来の信号に対し、対称位置に -20dB 程度のミラー成分が発生していることがわかる。

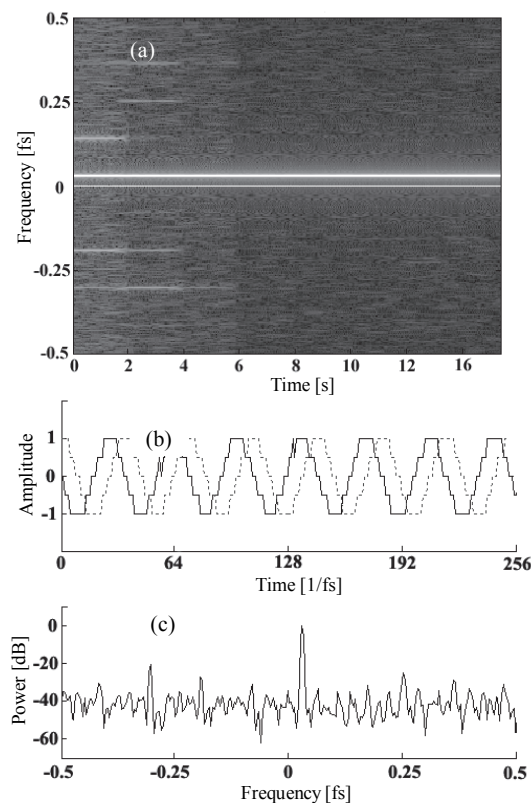


(a) ミラー効果が発生したスペクトラム画像
(b) 入力信号(ミラー発生時) (c) パワースペクトラム

Fig.3-4 飽和によるアーティファクト： ミラー効果

2-2. 量子化ノイズ

信号振幅に対して、量子化精度が不十分な場合に量子化ノイズが混入する。システムノイズ付近の微弱なドプラ信号を検出する場合を考慮し、十分な量子化マージンを持つゲイン調整が必要である。Fig.3-5 に量子化ノイズの影響を示す。Fig.3-5(a)はホワイトノイズを加えた正弦波($0.02 \cdot f_s$)を入力した時のスペクトラム画像である。横軸が時間、縦軸がサンプリング周波数 f_s で正規化した周波数である。入力信号の量子化レベルを 1,2,3,...[bits]と 2 秒おきに変化させた。Fig.3-5(a)から量子化精度が良いほど量子化ノイズの影響を受けにくいことがわかる。量子化精度の低い 0~6 秒の区間では量子化ノイズによるアーティファクトが発生している。Fig.3-5(b)は Fig.3-5(a)の 2~4 秒間の信号波形であり、Fig.3-5(c)はそのパワースペクトラムを示したものである。周波数 $-0.3 \cdot f_s$, $-0.2 \cdot f_s$, $+0.25 \cdot f_s$ 付近に $-20 \sim -30\text{dB}$ 程度の量子化ノイズによる高調波成分が発生していることがわかる。



(a) 量子化ノイズによるアーティファクトが発生したスペクトラム画像
(b) 入力信号(量子化ノイズ発生時) (c) パワースペクトラム

Fig.3-5 切捨てによるアーティファクト：量子化ノイズ

このようにドプラ信号処理では内部ダイナミックレンジの不足や不適切なゲイン設定によって、スペクトラム画像に飽和によるミラー効果や量子化ノイズによるアーティファクトが発生することがわかる。

2-3. ダイナミックレンジの拡大

自動ゲイン補正を実現する上で、ミラー効果や量子化ノイズの問題以外に、ドプラ信号処理過程においてダイナミックレンジが拡大することも考慮する必要がある。DBF で合成したビームデータは数 MHz～数十 MHz のバンド幅を持つが、FFT 入力では数 kHz～数十 kHz でリサンプルされるため帯域制限処理によりダイナミックレンジが大幅に拡大する。この帯域制限によるダイナミックレンジの拡大効果は、積算平均処理での S/N 比改善効果[4-7]と同等である。例えば移動平均による帯域制限を実現する場合、サンプリング周波数 f_s の時系列データを1クロックずつシフトしながら N 個の標本をとった場合、入力系列 $x_i(t)$ の標本平均 $Z(t)$ は式(3-1)となる。

$$Z(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i(t) \quad (3-1)$$

式(3-1)で $N \rightarrow \infty$ としたものを集合平均 $m(t)$ とすると、 $Z(t)$ の分散は式(3-2)となる。

$$\sigma_z^2(t) = \frac{1}{N} \sigma_x^2(t) + \frac{1}{N^2} \sum_{k=1}^{N-1} (N-k) \cdot [R(k, t) - m^2(t)] \quad (3-2)$$

ここで σ_x^2 は生データの分散であり、 $R(k, t)$ は非定常空間の相互相関係数である。 $R(k, t)$ は式(3-3)で表す。またここで $k=j-i$ とする。

$$R(k, t) = E[x_i(t) * x_j(t)] \quad (3-3)$$

超音波ドプラ診断装置の場合、FFT のサンプリング周波数は BPF 入力周波数に対して十分低いため BPF 入力周波数領域では $m(t)$ はほぼ DC 値とみなせる。従って、式(3-3)はノイズを主体とする非定常過程とみなせ、式(3-2)の第二項はきわめて小さな値となり、式(3-4)となる。

$$\sigma_z^2(t) \cong \frac{1}{N} \sigma_x^2(t) \quad (3-4)$$

式(3-4)から、ノイズの標準偏差(パワー)は標本数 N の平方根 $\sqrt{N}$ に逆比例して減少することがわかる。上記数式は移動平均による計算式であるが、実際のドブラ信号処理システムではフィルタの特性が移動平均とは若干異なるものの同様の効果が得られることが期待できる。

Fig.3-6 は帯域制限による S/N 比改善効果のシミュレーション結果である。Fig.3-6(a)は信号処理ブロックである。AD 変換のサンプリング周波数 $f_s=40\text{MHz}$ とし、ホワイトノイズを混入した 400kHz の正弦波の信号 $X(t)$ を Butterworth4 次の特性を持つ LPF に入力し、3 種類のカットオフ 20[MHz] , 5[MHz] , 1.25[MHz] で帯域制限をかける。その出力 $L(t)$ を f_{scs} でリサンプリングし周波数解析後スペクトラム $Y(f)$ を計算する。Fig.3-6(b)に LPF 出力 $L(t)$ のスペクトラムを示す。実線、破線、点線がそれぞれカットオフ 1.25[MHz] , 5[MHz] , 20[MHz] 時の出力を f_s で周波数解析したスペクトラムである。ノイズレベル、最大信号レベルに変化がないことがわかる。次に Fig.3-6(c)に帯域制限した信号 $L(t)$ を $f_{scs}=5\text{[MHz]}$ でリサンプリングし周波数解析したスペクトラム $Y(f)$ を示す。実線、破線、点線がそれぞれカットオフ 1.25[MHz] , 5[MHz] , 20[MHz] に相当する。Fig.3-6(c)から狭帯域になるほどノイズレベルが低下し S/N 比が向上していることがわかる。

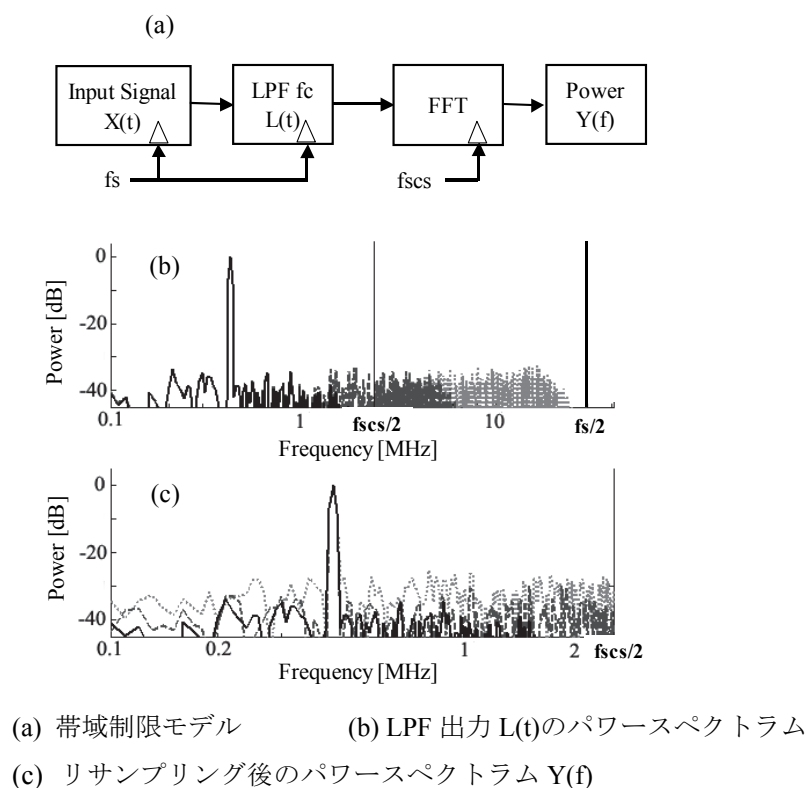


Fig.3-6 帯域制限の効果

Fig.3-7 は積算平均処理によるダイナミックレンジ拡大効果を模式的に示したものである。Fig.3-2 の DBF での遅延加算や Mixer/BPF での帯域制限なども Fig.3-6 のシミュレーション結果と同様に扱うことができるものと考える。加算回数を N (あるいは帯域制限を $1/N$) とすると、最大信号レベルは N に比例して増加するが、ノイズレベルは $\sqrt{N}$ に比例して増加するため、ダイナミックレンジは $\sqrt{N}$ 倍で拡大する。

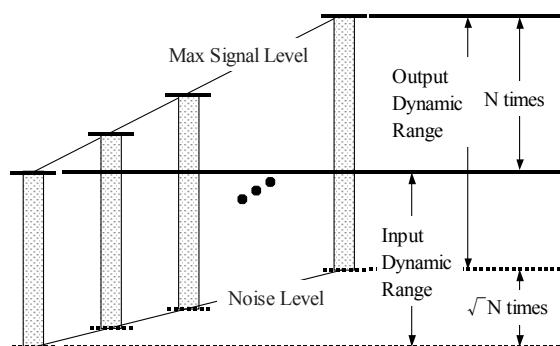


Fig.3-7 積算平均処理によるダイナミックレンジの拡大効果

3. 方式検討

3-1. 目標性能を満たすシステム

Fig.3-8 にハードウェアの実現規模を考慮しないドプラ信号処理/スペクトラム表示処理システムのブロック図を示す。このシステムはドプラ信号処理部(Doppler Signal Proc.)とスペクトラム表示処理部(Spectrum Display Proc.)の間にゲイン調整(Gain/Rejection)を持つ。表示装置の階調ダイナミックレンジ DR3 は狭く 50～60dB 程度である。そのためスペクトラム表示処理部の入力レンジ DR2 に対して対数圧縮やγカーブなどの階調補正(Display Comp.)をおこない圧縮している。しかしドプラ信号処理出力が大きなダイナミックレンジ DR1 を持つため圧縮や階調補正だけでは不十分であり、ドプラ信号処理部出力とスペクトラム表示処理部の間に(DR1-DR2)のゲイン調整が必要である。

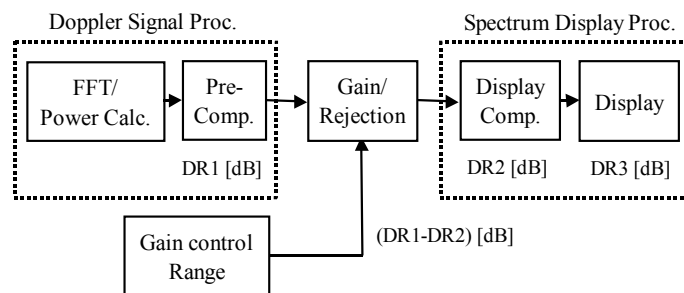


Fig.3-8 ハードウェア実現規模を考慮しないシステム

Fig.3-9 に Fig.3-8 のゲイン調整部(Gain/Rejection)のゲインチャートを示す。入力レンジ DR1 は大きく、感度差や装置パラメータで変化するドプラ信号の最大信号レベルとノイズレベルをカバーすることができる。しかし、これら変動に応じた最適なゲインを手動調整するには、ゲイン調整範囲(DR1-DR2)が広すぎることをわかる。

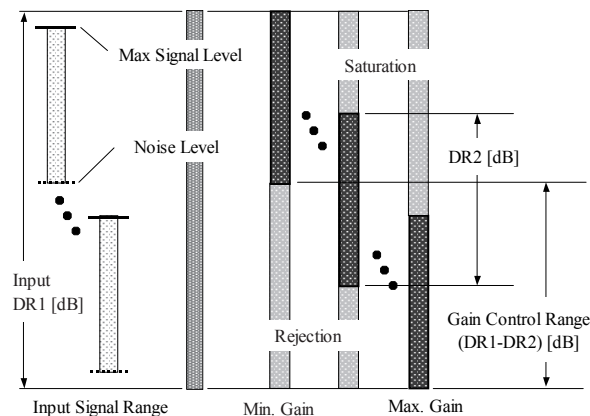


Fig.3-9 ハードウェア実現規模を考慮しないシステムのゲインチャート

3-2. 実現規模を抑えた最適システム

今回目標性能を満たし、ゲイン調整範囲を狭くすると同時に内部ダイナミックレンジも小さくできるシステムを開発した。それはダイナミックレンジの拡大を伴うドプラ信号処理サブブロックごとに、装置パラメータの変化範囲に応じた自動ゲイン補正をおこない最適化する方式である。装置パラメータの変化範囲が既知なのでレンジの拡大幅、最大信号レベル、ノイズレベルが計算でき、サブブロック内での内部ダイナミックレンジ規模やゲイン調整範囲を最適設計することができる。部分最適にしたサブブロックを直列に繋ぎあわせることによって、大幅に実現規模やゲイン調整範囲を削減することが可能になる。

Fig.3-7 の例では内部ダイナミックレンジは $\sqrt{N}$ 倍で拡大するので、入力信号ダイナミックレンジを $N1$ [dB] とすると、 $20 \cdot \log(\sqrt{N})$ [dB] のレンジ拡大が発生する。またこれに量子化ノイズに対するマージン $20 \cdot \log(\sqrt{12})$ 以上を加えた内部ダイナミックレンジ $N2$ [dB] は、式(3-5)で計算できる[8,9]。

$$N2 \geq N1 + 20 \cdot \log(\sqrt{N}) + 20 \cdot \log(\sqrt{12}) \quad (3-5)$$

この計算では、量子化で四捨五入処理を前提としている。装置パラメータによる自動ゲイン補正のみの場合は内部ダイナミックレンジ $N2$ で十分であるが、診断部位やドプラ感度ばらつきを調整する本来のゲイン調整用に内部ダイナミックレンジに余裕を見ておく必要がある。Fig.3-10 にレンジ拡大を伴うサブブロック信号処理部のゲインチャートを示す。装置パラメータに対応する積算平均処理数(Fig.3-7 の N に相当)に応じて、常にノイズレベルを一定にする自動ゲイン補正をすることで、ダイナミックレンジとゲイン調整範囲を大幅に削減できる。モデル単純化のため入出力ダイナミックレンジ($DR1'$)は同じとし、内部処理で拡大したダイナミックレンジ($DR2'$)を考慮すると、ゲイン調整範囲は入力信号の感度ばらつきなど本来のゲイン調整($DR1' - DR2'$)のみとなる。また前段のサブブロックで本来のゲイン調整がなされている場合には後段サブブロック以降での調整は不要となる。

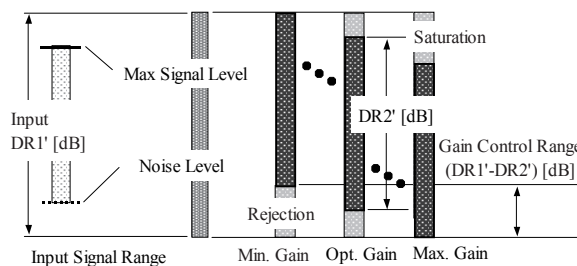


Fig.3-10 部分最適したサブブロックのゲインチャート

4. 結果

今回開発した新方式による自動ゲイン補正の効果を RG 処理部のパラメータ変更を例にシミュレーションで確認した。Fig.3-11(a), Fig.3-11(b)に RG 幅変更時の従来方式，新方式のスペクトラム画像の変化を示す。横軸は時間，縦軸はサンプリング周波数 f_s で正規化した周波数である。1.8s ごとに RG 幅を 1mm, 4mm, 16mm に変更した画像である。入力信号としてホワイトノイズを混入した正弦波を用いた。Fig.3-11(a)の従来方式では RG 幅を広げることで信号レベルもノイズレベルも上昇している。このため RG 幅を広げると手動でゲインを下げる操作が必要となっていた。これに対し Fig.3-11(b)の新方式では RG 幅を広げると信号レベルは上昇するが、ノイズレベルは変化しないことがわかる。

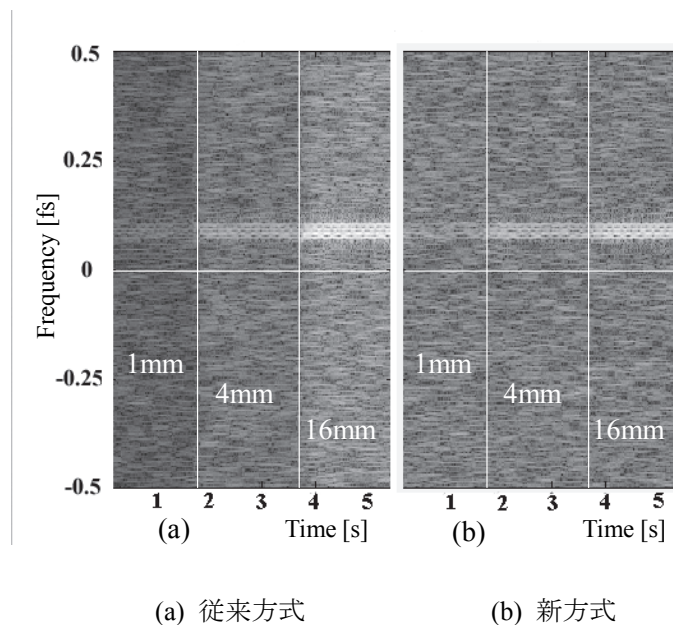


Fig.3-11 サブブロックの自動ゲイン補正例: RG 積分処理

以上、スペクトラムドプラの自動ゲイン補正により、各信号処理ブロックの入力語長を小さくすることができ、ゲイン調整範囲も必要最低限まで小さくすることができた。

5. まとめ

超音波ドプラ診断装置のデジタル化に伴い、積算平均処理によるダイナミックレンジ拡大効果を利用し高感度な診断システムを開発した。同時に装置パラメータに応じて自動的にゲインを最適化する方式を検討した。その結果ハードウェアの実現規模を抑え、ゲイン調整範囲を大幅に減少させることができた。また、ミラー効果や量子化ノイズといった超音波ドプラ特有のアーティファクトが発生しないシステムを構築できた。

第2節 自動トレース信号処理

1. 流体力学

一般的に心臓や血管内の血流計測において、最大流速が重要視されている。特に最大流速に対応したスペクトラム画像の辺縁部の速度(V_p)は血流量推定などの計算に欠かせない測定量として古くから用いられている。この理由としては、生体内のほとんど血流が層流のため血管内の血流速度分布を細かく測定しなくても最大流速から血管内の平均流速を推定でき簡便であることがあげられる。Fig.3-12 に血管内の速度分布のモデルを示す。血液には粘度があり、せん断応力(shear stress)がずり速度に比例するニュートン流体(Newtonian fluid)と考えることができる。形状変化のない血管(rigid tube)での定常流は、ハーゲンポアゼイユ流体(Hagen-Poiseuille flow)と呼ばれ、式(3-6)に示すように血管の断面方向 r に対して放物線状の速度分布 $V(r)$ を持つ。これを血管断面で面積分し求めた平均流速 v_m は式(3-7)から血管中心部の最大速度 $v(0)$ (V_p に相当)の半分になることがわかる。

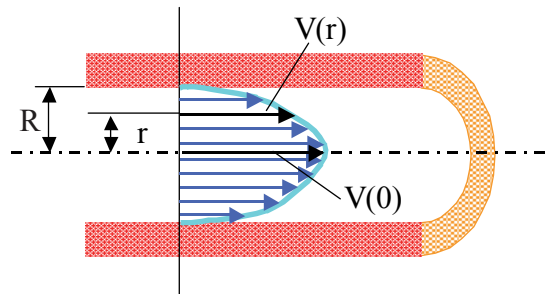


Fig.3-12 血管内の速度分布モデル

$$v(r) = v_0 * \left(1 - \left(\frac{r}{R}\right)^2\right) \quad (3-6)$$

$$v_m = \frac{1}{\pi R^2} * \int_0^R v_0 * \left(1 - \left(\frac{r}{R}\right)^2\right) * 2\pi r dr = \frac{1}{2} * v(0) \quad (3-7)$$

この平均流速推定法の前提として、生体内の血流は層流でなくてはならない。実際に大動脈で試算してみると、直径 $2R=2\text{cm}$ ，平均流速 $v_m=30\text{cm/s}$ ，血液密度 $\rho=1.06 \times 10^3 \text{kg/m}^3$ ，血液粘度 $\mu=0.004 \text{kg/m/s}$ で、レイノルズ数(Re)を求める式(3-8)に代入すると、

$$\text{Re} = \frac{2 * R * \rho}{\mu} * v_m \quad (3-8)$$

Re=1590 となる。一般的に Re が 2000 以下で層流(laminar flow)，それ以上で乱流(turbulent flow)とされているため、大動脈の血流は層流となる。

しかし近年の厳密な研究では、大動脈は拍動流であり、血流加速期にはスペクトラムが糸のように細い層流，血流減速期にはスペクトラムがかなり広がる乱流になる報告がある[10,11]。また、大動脈の血管の曲がり部分(特に内側)，血管の分岐部分，狭窄によるジェット流，弁逆流など診断部位や症状によって乱流が発生する場合も多い。また大動脈，肺動脈など心臓に近い血管の血流減速時に乱流が発生しやすいことも報告されている。Fig.3-12 のモデルでは血管が弾性を持たない(時間遅延なし)としているが、血管が弾性を持つ場合には、動脈内に脈派が発生する。動脈中を圧力波が伝播する現象である。この圧力波の伝播速度は脈波速度と呼ばれ弾性率，血管壁圧，流体密度，内径によって変化する。脈波による動脈硬化度の診断なども今後発展していくものと考えられるが、本節では V_p を自動的に安定して検出する技術にターゲットを絞って検討していく。

2. 自動トレース信号処理

前節のように超音波ドプラによる血流計測では、血管内の最大流速を検出することが重要である。そこで今回スペクトラム画像から最大流速(V_p)，平均流速(V_m)をリアルタイムで自動検出する自動トレース信号処理を開発した。スペクトラムの辺縁をトレースする処理は、Fig.3-13 に示すようにノイズと信号の境を自動認識する処理である。(a)は頸動脈のスペクトラムドプラ画像で、横軸時間，縦軸周波数のスペクトラムの時間変化を表している。(b)は(a)の画像の 1.1s 付近のスペクトラムを現したもので、横軸周波数，縦軸スペクトラム強度を示している。ノイズレベルが約 10dB，スペクトラムピークが 22dB にあることがわかる。この時の周波数を $V_{\max}$ と呼ぶ。スペクトラムピークレベルとノイズレベ

ルの間に閾値を設け、 V_{max} から正側, 負側に閾値をクロスする点をサーチする。こうして得られた 2 点のうち、正側負側のスペクトラムパワーの大きいほうを最大流速 V_p として自動検出する。

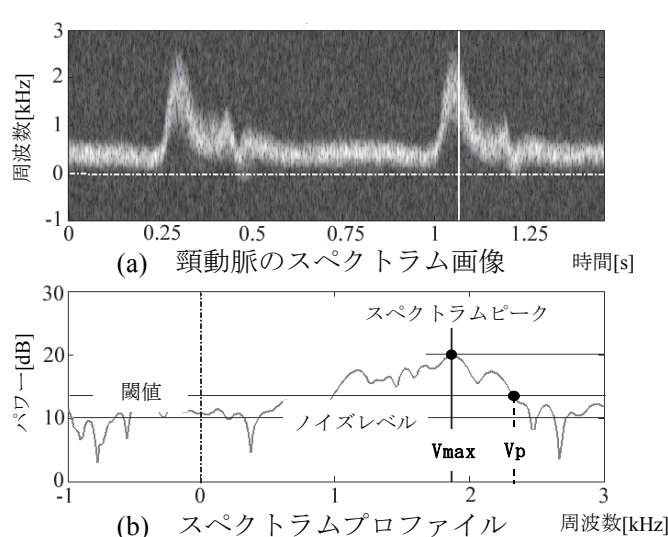


Fig.3-13 スペクトラム画像からの最大流速検出法

Fig.3-14 にスペクトラムドプラ信号処理の概要を示す。ウォールフィルタでクラッタ成分を除去し FFT で周波数解析した後スペクトラムの時間変化情報をもとにオートトレース信号処理で V_p , V_m をリアルタイムで計算する。ここでの平均流速 V_m は血管全体から求めた平均流速ではなく、ドプラの RG 内の血流に対応したスペクトラムの平均値である。 V_p , V_m のトレース波形をもとに心拍周期のリアルタイム自動検出処理をおこなう。心拍周期データと V_p , V_m 波形をもとにリアルタイムドプラ自動計測処理をおこない、心拍周期ごとの計測値を数値として画像に重畳して表示する。

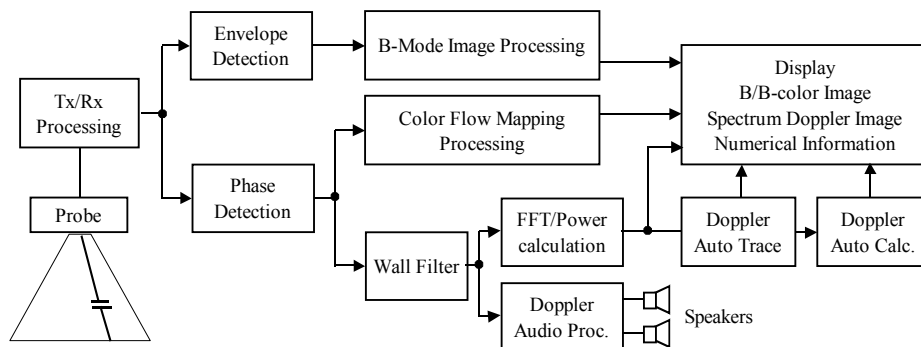


Fig.3-14 スペクトラムドプラの信号処理概要

Fig.3-15 にリアルタイムドプラオートトレースの信号処理を示す。スペクトラム画像をもとに正側負側両方向に最大速度を探す処理(Vpeak Detect)があり、その正負両方の最大流速間のスペクトラムの加重平均から平均流速を計算する処理(Vmean Calc.)がある。正側のトータルパワーと負側のトータルパワーを比較し大きいほうの極性の最大速度 V_{max} を選択する処理(Compose V_{max})がある。また、スペクトラム画像からナイキスト周波数付近のノイズレベルを検出する処理(Noise Level Estimator)があり Vpeak Detect 処理の閾値を決定している。閾値の安定化のため、ノイズレベルの時間平均時に、ナイキスト周波数付近までドプラ成分が混入する場合にその時相を計算にいれないようにする処理(Systolic Peak Rejector)がある。また後段ではトレース波形の安定性を向上するために、トレース波形の極性変化(周波数ゼロをクロスする)に対して中間値フィルタ(Median Filter), スパイク状のトレース波形ノイズに対する除去処理(Noise Spike Rejector), トレース波形の時間平均処理(Smoothing Filter)をおこなっている。こうした一連の安定化処理後に最大流速トレース波形 V_p が出力される。

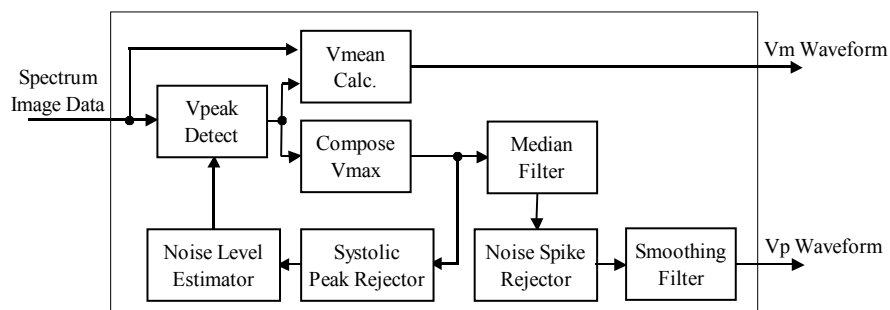


Fig.3-15 リアルタイムドプラオートトレースの信号処理

3. 現状の問題点

オートトレース信号処理では、最適なトレース波形が得られるように、閾値調整機能をユーザに開放している。しかし、診断部位でドプラオートトレースの効き方が異なるため操作が煩雑になること、調整間隔の細かさや粗さが診断部位で異なることなどの問題があった。Table3-3 に示すようにノイズレベルから1dB ごとに 16 段階の閾値を設けた時のスペクトラム辺縁の期待値とトレース波形のズレを%で表したものであり、100%より大きい場合はスペクトラム辺縁の外に、100%よりも小さい場合はスペクトラム辺縁の内側にトレース波形があることを意味している。

Table 3-3 診断部位ごとの閾値の効き方(自動閾値補正前)

閾値(dB)	総頸動脈	内頸動脈	椎骨動脈	中大脳動脈
1	100.5	149.3	196.0	271.4
2	99.5	118.7	108.9	98.3
3	98.7	106.2	103.0	82.5
4	98.0	103.2	101.2	71.2
5	97.1	101.4	99.6	58.2
6	95.9	99.3	98.1	44.3
7	95.1	96.7	96.6	32.4
8	94.1	93.5	95.1	21.1
9	93.1	88.3	93.2	12.3
10	92.2	81.2	91.6	6.3
11	91.2	69.0	89.0	2.4
12	90.2	60.5	85.9	1.4
13	88.7	53.8	81.5	0.4
14	88.6	40.2	76.5	0
15	87.1	28.6	70.3	0

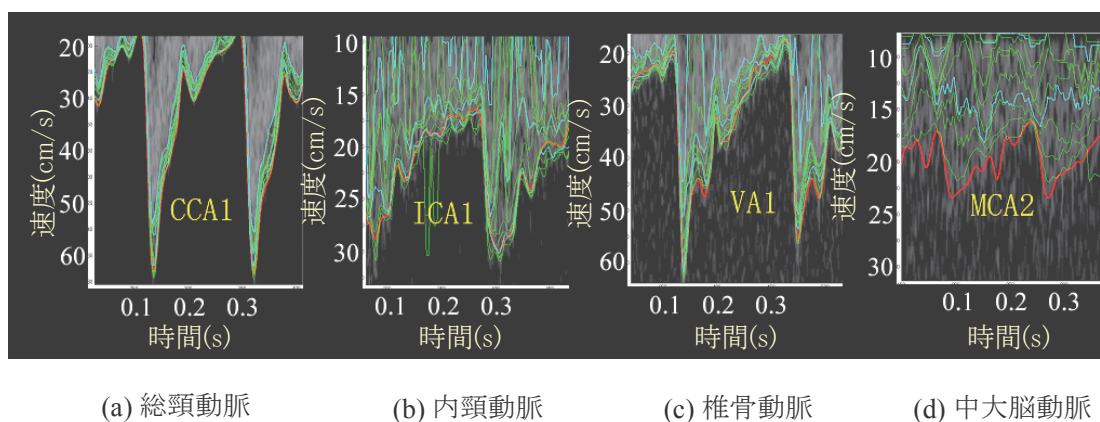


Fig.3-16 診断部位ごとの閾値変化範囲(自動閾値補正前)

Table3-3 から、診断部位でその効き方がまちまちであることがわかる。期待値に対して $\pm 10\%$ の範囲にトレース波形が入る閾値範囲を網掛けで示す。ドプラ感度の良好な総頸動脈は網掛け範囲が広いが、ドプラ感度の悪い中大脳動脈は網掛け範囲が狭いことがわかる。また閾値を 16 段階変化させた時のスペクトラム画像とトレース波形を Fig.3-16 に示す。横軸が時間、縦軸が周波数である。Fig.3-16(a)の総頸動脈では閾値を変化させてもトレース波形がほとんど変化しないことがわかる。また Fig.3-16(d)の中大脳動脈ではトレース波形の変化が激しく、ドプラ感度の低い診断部位では良好なトレース波形を抽出しにくいことがわかる。

4. 閾値自動設定のアルゴリズム

現状の問題を解決するには、ステップ間の設定を小さくし、閾値設定の段数を多くすることが考えられるが、段数が多いと操作が煩雑になってしまう。Fig.3-17 に診断部位で閾値の効きがばらつく原因を示す。横軸が周波数、縦軸がスペクトラムである。例えば平均ノイズレベル(赤線)から 2dB 刻みに閾値設定(青線)をした場合、(a)のような信号レベルがノイズレベルに近いドプラ感度の低い診断部位では周波数方向の変化範囲が大きいのに対し、(c)のような信号レベルがノイズレベルに対して十分大きいドプラ感度の良い診断部位では周波数方向変化範囲が小さい。このような原因から、ユーザ側から見た場合閾値設定値のステップ変化に対して調整感度がばらつくものと考えられる。また現行方式である程度のエンベロープ変化範囲を得るには、ドプラ感度が良い場合には悪い場合に比べて多数の閾値ステップ数が必要となることも考えられる。

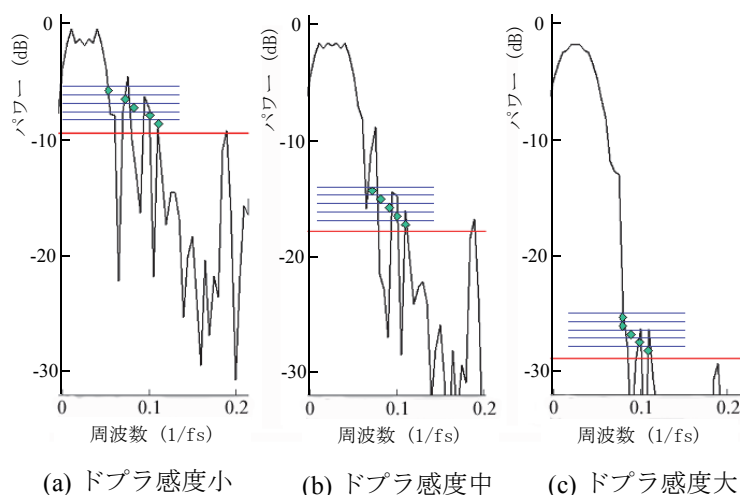


Fig.3-17 ドプラ感度と閾値の関係

ノイズレベルを 0dB とした場合、ドプラ感度の低い中大脳動脈では 3dB 程度、ドプラ感度の高い総頸動脈では 30dB 以上である。診断部位だけでなく被検者の感度ばらつきについても同様なことが考えられるため、スペクトラム形状モデルから最適な閾値可変範囲と等歩度の設定値テーブルを計算する補正アルゴリズムを考えた。

Fig.3-18 に補正アルゴリズムの概要を示す。横軸はパワー、縦軸は周波数である。ドプラ感度の高い低いに関わらず、周波数方向の閾値の効きを一定(縦軸の周波数軸の青線で示したレンジ)にする場合には、スペクトラム形状のモデルカーブをもとに、周波数レンジに対応した平均ノイズレベルからの閾値の設定レンジ(横軸の信号スペクトラムパワーの赤線で示したレンジ)が求まる。このスペクトラムパワーレンジを周波数軸上均等に(例えば 5 段階)なるように、閾値の上限下限,テーブル内の設定値を計算する。今回は補正関数モデルとして、FFT の窓関数(hamming)によって決まる周波数領域の標本化関数を使用した。

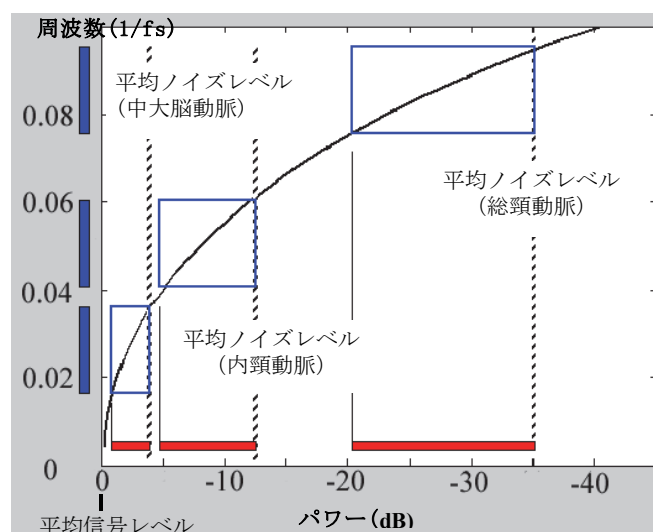


Fig.3-18 閾値設定自動補正アルゴリズムの概要

5. シミュレーションによる確認

オートトレースの閾値設定が診断部位ごとに最適化できることをシミュレーションにより確認した。Table3-4 に最適化した閾値のステップとそれに対応した実際の期待値からの変動を示す。閾値の中心(Step3)が期待値に相当し、前後に約5%ステップで±2 段階の微調整ができるようになったことがわかる。また、スペクトラム画像と閾値補正処理後のトレース波形を Fig.3-19 に示す。横軸が時間、縦軸が周波数である。自動閾値補正により僅か 5 段階で等歩度の閾値微調整が可能になったことがわかる。

Table 3-4 診断部位ごとの閾値の効き方(自動閾値補正後)

閾値 ステップ	総頸動脈		内頸動脈		椎骨動脈		中大脳動脈	
	測定値	閾値	測定値	閾値	測定値	閾値	測定値	閾値
1	101.3	0.1	109.3	2.5	110.0	1.8	108.4	1.55
2	100.5	1.0	104.6	3.5	103.9	2.5	104.8	1.75
3	98.7	3.0	101.4	5.0	99.6	5.0	99.4	1.90
4	93.1	9.0	94.9	7.5	95.1	8.0	93.9	2.1
5	87.1	15.0	81.2	10.0	90.4	10.5	88.9	2.4

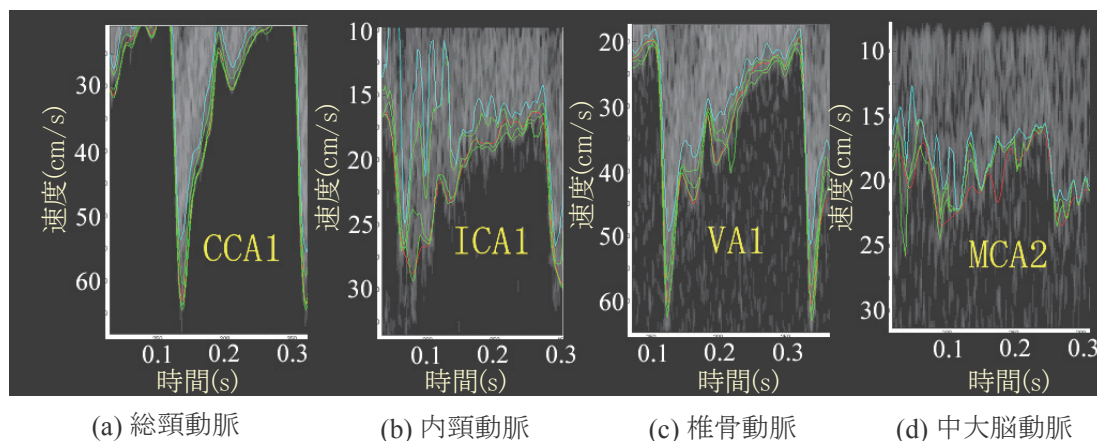


Fig.3-19 診断部位ごとの閾値変化範囲(自動閾値補正後)

6. まとめ

ドブラ自動トレースは、スペクトラムのエンベロープを自動抽出し血流計測を簡便にすることが目的であるが、診断部位や被検者のドブラ感度やスペクトラム画像のばらつきにより煩雑な調整が必要な上、混入したノイズの影響で誤動作していた。安定した性能を実現するため、ドブラ特有のノイズパターンを除去する機能、閾値のレベルを安定化する改善をおこなった。

また、改善した新方式に対し操作性の向上を目的とし、自動閾値設定機能を新たに開発した。エンベロープはスペクトラムの信号領域とノイズ領域の境目であり従来はユーザがスペクトラム画像を見ながら閾値を調整し最適化している。特にドブラ感度の良い診断部位(総頸動脈等)とドブラ感度の悪い診断部位(中大脳動脈等)では閾値の効き方が異なるため十分な性能が得られず煩雑な操作が必要である。この問題を解決するために、FFT 窓関数を基にした補正をおこない被検者によってばらつくドブラ感度を自動補正し最適な(一様な可変範囲と等歩度の可変範囲をもつ)閾値設定を実現した。これによってドブラ自動トレースの閾値調整が自動化でき、検査時間の短縮と検査者の操作によるばらつき等の影響の少ない安定した自動計測が実現できた。

第3節 自動心拍周期検出信号処理

1. ドプラ計測の現状

現在、超音波ドプラ診断装置では血流情報をもとにした診断がおこなわれており、心拍時相内の血流速度変化をもとにピーク速度などの特徴量を計測し数値化するドプラ計測が使用されている。例えば、心臓左室血流動態をもとにした心機能診断、頸動脈プラークの狭窄度診断、肝血流の拍動性診断等が普及している。Fig.3-20 に頸動脈のスペクトラムドプラ画像を示す。これは血流の速度分布(縦軸スペクトラム)の時間変化(横軸)を表したものである。ドプラ計測では、このスペクトラム辺縁をトレースして得られた波形の特徴量を心拍周期毎に計測する。一般的な手順として、まずユーザが波形パターンを認識し、計測する心拍時相と時間区間に対応するタイムカーソル T1,T2 を設定する。この例では拡張末期から次の拡張末期までの1心拍の設定をおこなっている。次にトレース波形をもとに速度カーソル V1 を設定し特徴量を計測する。最後に計測値表示領域(画面左上)に数値表示された特徴量を画像とともに記録保存する。超音波診断フロー中でドプラ計測は時間を要するため、心エコー図検査ルーチンなどでPC等を用いて効率化を図っている[12]。

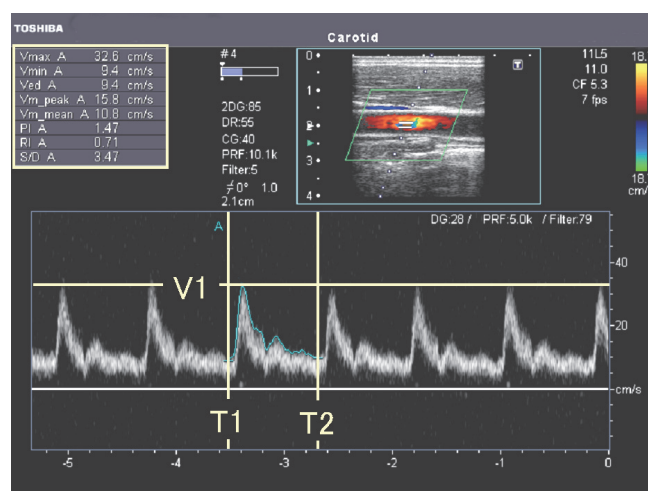


Fig.3-20 頸動脈のスペクトラムドプラ画像とドプラ計測例

近年、こうしたドプラ計測の煩雑さを解消するために、ドプラ波形の自動トレースや自動計測機能を持った超音波診断装置[13-16]が登場している。これら

自動化の目的は操作時間の短縮やユーザ操作ばらつき[17]の低減であるが、同時に信頼性の高い計測値を得ることも重要である[18]。そのためにはドプラトレース波形と心拍時相を安定して自動検出する機能が必要となる。ドプラトレース波形の自動検出処理についてはロバスト設計とタグチメソッドによる最適化の報告[19]があるので、今回はドプラトレース波形から心拍周期を自動検出する方式検討について報告する。

2. 心拍周期検出技術の動向と問題点

心拍周期を生体から検出する方法として、古くから心電図、心音、カテーテル先端の圧センサ[20]、オキシメトリ[21]などが知られている。これら器具の心拍トリガを併用することも可能であるが、超音波装置との組合せで時相差が発生している報告[22]があり補正が必要である。そこで超音波診断で心拍周期を検出する手段として一般的に用いられている心電波形と超音波ドプラトレース波形について技術動向をまとめた。

循環器系の超音波診断では、断層像診断で心電波形が併用されることが多い。心電波形の R 波トリガが心臓断層像の心拍同期収集に用いられており、心拍時相ごとの心機能診断に役立っている。一方、ドプラトレース波形から心拍周期を検出する既存の方式として、時間軸波形上の極小/極大をパターン認識し、特徴点を抽出し心拍周期ごとのドプラ自動計測をおこなう方法がある[23-25]。時間軸の逐次処理により心拍周期を検出するので以降、時系列処理方式と呼ぶ。時系列処理は心電装置が不要なので手軽で安価なメリットがある。また、特殊な例として胎児の心拍数を測定するのに心電波形を用いる方法と超音波ドプラを用いる方法がある。前者は心電波形から母体の成分を分離する方式[26]であり、パターンマッチングを利用しているため精度的な問題がある。後者は臍帯動脈ドプラ波形を利用するもの[27]で、臍帯動脈では胎児の拍動流成分が主なため胎児の心拍数や血流動態を容易に把握することが可能である。

このように、ドプラトレース波形から心拍周期を検出することはメリットが大きい。しかし心電波形に比べ、診断部位、被検者の血流動態、ドプラ感度などの影響を受けやすいため心拍周期検出が不安定になるデメリットもある。例えば小児や胎児など高心拍数の診断部位では心拍周期検出が不安定で計測エラーが発生しやすい。また頸動脈などの拍動性が豊富でドプラ感度の良い診断部位とは対照的に、腎血流などの拍動性が貧弱でドプラ感度の低い診断部位ではノイズが混入しやすく心拍周期検出エラーが発生しやすい。

3. 周波数領域での心拍周期検出の可能性検討

ドプラトレース波形から心拍周期を検出する従来方式(時系列処理方式)の不安定問題を解決するために、心電装置の信号処理を参考にし周波数領域で検出する方法を検討した。心電装置では心電波形から R 波(心拍周期トリガ)を検出する際に、バンドパスフィルタ(BPF)を用いて高い心拍周期検出精度が得られたことが報告されている[28,29]。そこで、まず実際のドプラトレース波形データを収集し周波数解析をおこなってみた。

ドプラ信号の発生にはストリングファントム(Mark 4 Doppler Phantom : JJ&A インスツルメント社)を用い、超音波診断装置(SSA-770A : 東芝メディカルシステムズ社)でデータの収集をおこなった。使用したプローブは PLT-604AT(6.0MHz リニア)と PST-25AT(2.5MHz セクタ)であり、PRF4.5~6kHz の PWD モードでデータを収集した。

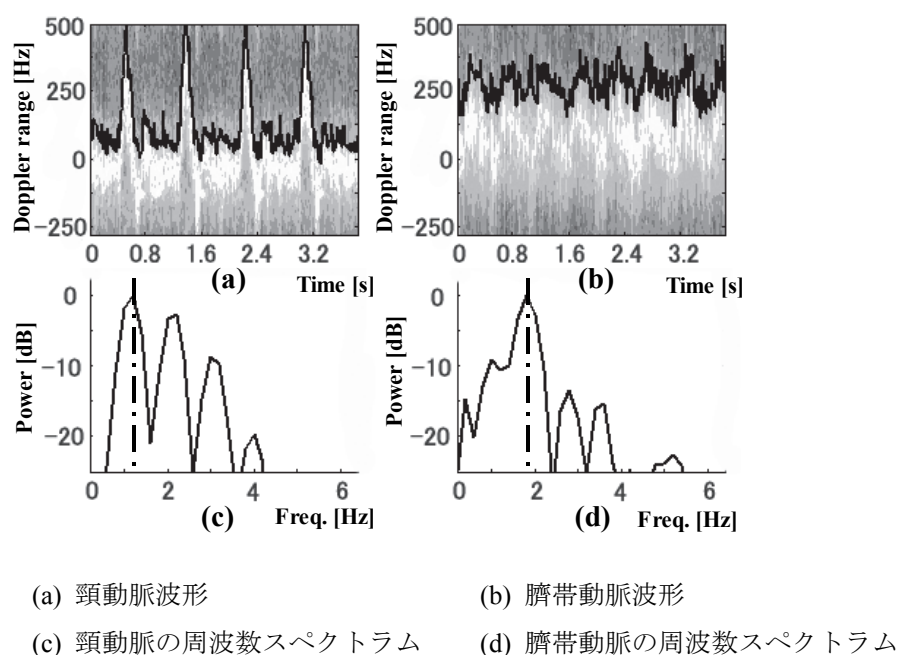


Fig.3-21 ドプラトレース波形の周波数特性

Fig.3-21 にドプラファントムで発生したドプラトレース波形(黒の太線)とその周波数成分を示す。Fig.3-21(a)は頸動脈のスペクトラム画像とドプラトレース波形, Fig.3-21(b)は臍帯動脈のスペクトラム画像とドプラトレース波形である。Fig.3-21(c), Fig3-21(d)は、0.3Hz~3Hz(心拍数 20~200 に相当)の通過域をもつ

BPF を通過したドプラトレース波形のパワースペクトラムである。縦軸パワーはスペクトラム最大値(0dB)で正規化している。また、ドプラファントムの頸動脈血流波形は 1.13Hz, 臍帯動脈波形は 1.88Hz の心拍周波数に設定している。Fig.3-21(c), Fig3-21(d)のスペクトラム主成分がそれぞれファントムの心拍周波数(図中の一点鎖線)に対応していることがわかる。このことからドプラ波形の周波数解析結果を利用することにより心拍周期検出の安定化が可能になると考えられる。特に Fig.3-21(b)の波形の場合、時間軸で極小/極大を検出し心拍周期を抽出するのは困難であるが、Fig.3-21(d)のスペクトラムでは周波数軸上で心拍周期成分の抽出が容易なことがわかる。

4. 信号処理

前節の結果をもとに、特定の帯域成分を BPF で抽出し抽出波形から心拍周期を検出する信号処理方式を検討した。心電波形に比べドプラトレース波形は診断部位やドプラ感度などによって大きく変化するため、波形の周波数解析をもとに中心周波数とバンド幅が変化する適応型バンドパスフィルタ(Adaptive BPF)を開発した[30]。以降、今回新たに開発した心拍周期検出処理を ABPF 方式と呼ぶ。

4-1. ABPF 方式の心拍周期検出処理

Fig.3-22 に ABPF 方式のブロック図を示す。ドプラトレース波形 $X(t)$ はプリバンドパスフィルタ (Pre BPF) で 0.3Hz~6.7Hz に帯域制限されると同時に、自動ゲイン補正機能により振幅が最適化される。Pre BPF 出力は周波数解析器と極小/極大検出器に入力される。前者は中心周波数(f_c)とバンド幅(fbw)を検出し、後者は極小値($L_{min}(t)$), 極大値($L_{max}(t)$)を検出する。心拍周期検出器で適応型 BPF を通過した信号から心拍トリガ($Trig(t)$)を検出する。 $L_{min}(t)$, $L_{max}(t)$, $Trig(t)$ のデータをもとに波形の特徴検出器で心拍周期毎の特徴量($WF1(t)$, $WF2(t)$, ...)を検出する。また各種フィルタによる平滑化の影響を取り除くため、再サーチ処理でフィルタ処理のかかっていない表示波形をもとに特徴量の真値($F1(t)$, $F2(t)$, ...)を検出しなおす。従来方式(時系列処理方式)は極小/極大検出器と特徴量検出器の 2 つの処理ブロックで構成されていたのに対し、ABPF 方式は 7 つの処理ブロックで構成されており心拍周期の安定検出や計測精度の向上を狙っている。

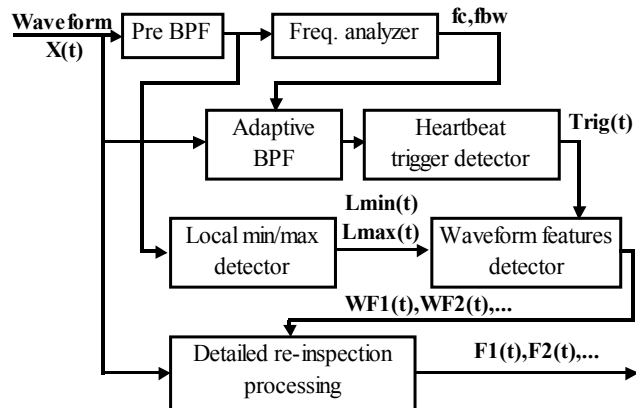
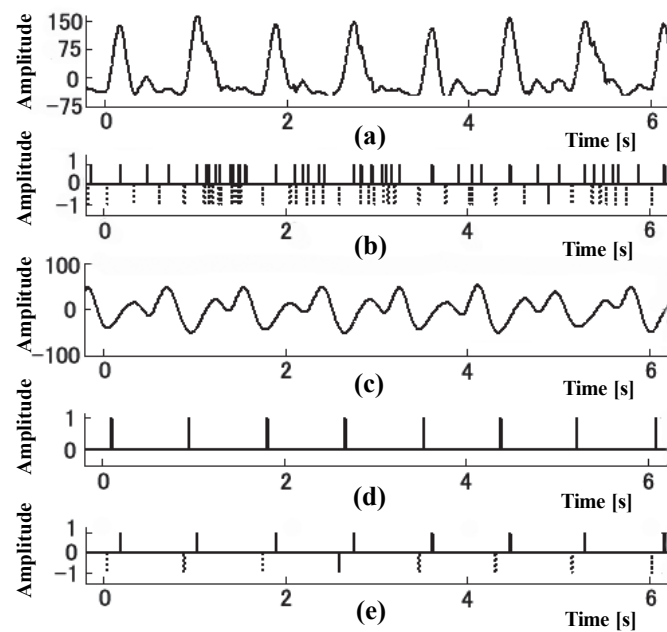


Fig.3-22 適応型バンドパスフィルタのブロック図

Fig.3-23 に実際の信号処理波形例(頸動脈波形)を示す。縦軸は各処理ブロックの出力振幅であるが、初段の Pre BPF 通過後 DC 成分がカットされていることと自動振幅調整でレンジが最適化されていることから任意単位とした。



(a) Pre-BPF 出力 (b) Lmin(t)/Lmax(t)出力 (c) 適応型 BPF 出力
(d) 心拍周期 Trig(t)出力 (e) EDV(t)/PSV(t)出力

Fig.3-23 適応型バンドパスフィルタの信号処理

Fig.3-23(a)に Pre BPF 出力波形, Fig.3-23(b)に極小/極大検出器出力 $L_{min}(t)$, $L_{max}(t)$ を示す。 $L_{min}(t)$ 検出時には-1 側にトリガが発生し、 $L_{max}(t)$ 検出時には+1 側にトリガが発生する。Fig.3-23(c)に ABPF の出力波形, Fig.3-23(d)に心拍周期検出器出力 $Trig(t)$ を示す。 $Trig(t)$ 検出時には+1 側にトリガが発生する。Fig.3-23(e)にドプラ計測で頻りに用いられる特徴量[31,32]である $EDV(t)$ (拡張末期血流速度, 破線)と $PSV(t)$ (収縮期血流速度, 実線)の検出出力を示す。 $EDV(t)$ 検出時には-1 側にトリガが発生し、 $PSV(t)$ 検出時には+1 側にトリガが発生する。各心拍周期中、所望の時相に特徴量 EDV, PSV が検出できていることがわかる。このように ABPF 方式ではFig.3-23(b)で得られた極小/極大の中からFig.3-23(d)に示す心拍周期毎に Fig.3-23(e)に示す特徴量 $EDV(t), PSV(t)$ を一組ずつ検出し出力するため、安定性が大幅に向上することが期待できる。

4-2. 周波数解析器の信号処理

ABPF の制御をおこなう周波数解析器(Fig.3-22 の Freq. analyzer に相当)の詳細ブロック図を Fig.3-24 に示す。リアルタイム処理を前提とし、計算負荷を低減し応答性を確保するため時間軸のサンプリングを間引いて周波数解析をおこなう。Pre BPF で帯域制限をかけデシメータで間引き、シフトバッファで時間シフトしながら FFT で周波数解析する。得られたパワースペクトラムから平均周波数と分散を逐次計算する。パワー計算処理ブロックで平均周波数と分散の時間方向移動平均をおこない f_c, f_{bw} を出力する。 f_c, f_{bw} から ABPF 用デジタルフィルタの係数を計算し設定する。ここでは応答性を確保するため係数計算に変換テーブルを使用する。

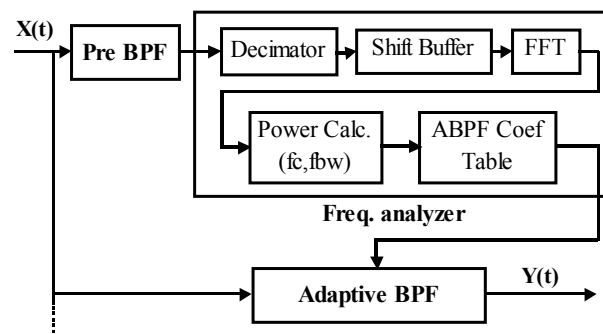
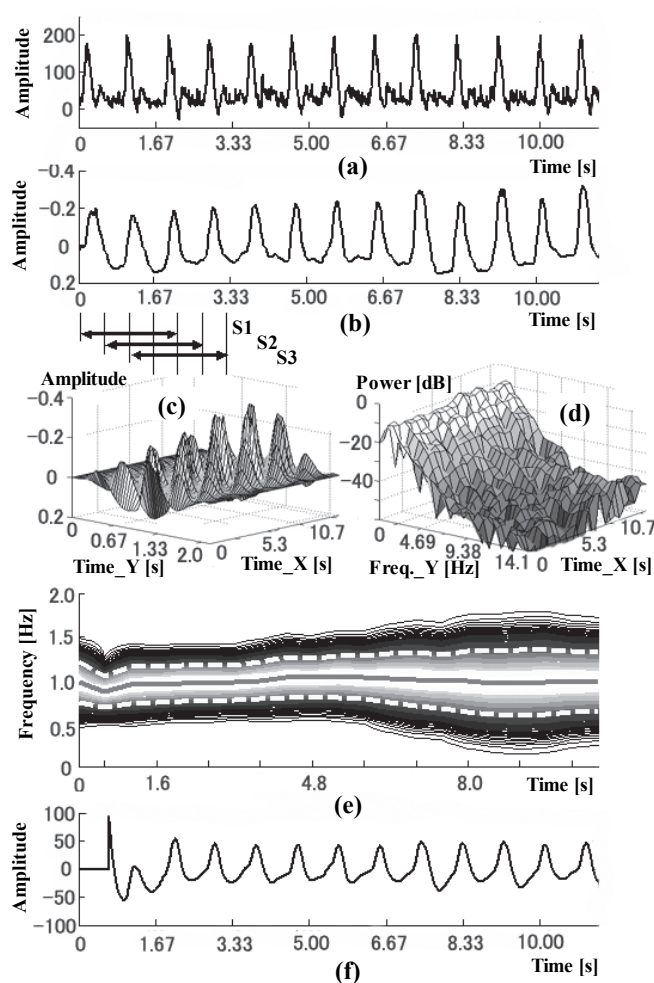


Fig.3-24 周波数解析処理のブロック図

Fig.3-25 に実際の信号処理例(頸動脈波形)を示す。各波形の縦軸は各処理ブロックの信号振幅であり、Fig.3-23 と同様に任意単位とした。Fig.3-25(a)にサンプリング周波数240Hzの入力波形 $X(t)$ を示す。Fig.3-25(b)にPre BPF で帯域制限後、30Hz でリサンプルした波形を示す。この波形をもとにデータ数 64 のFFT 処理を16 データずつシフトしながら実行するため、シフトバッファで $S1, S2, S3, \dots$ のデータ読出しをおこなう。Fig.3-25(c)はシフトバッファの出力に Hamming 窓をかけた Time_Y 軸の 64 時系列データを、16 データシフト周期(Time_X 軸:0.533s)毎に出力するデータ系列を示している。Fig.3-25(d)に Fig.3-25(c)のデータ系列に対応するパワースペクトラムの時間変化を示す。Freq_Y 軸は周波数(0~15Hz)である。



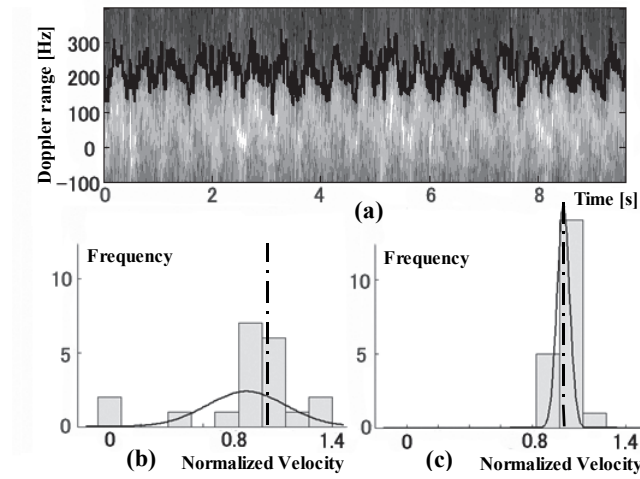
(a) ドプラトレース波形 $X(t)$ (b) デシメータ出力 (c) シフトバッファ出力
(d) FFT パワー計算出力 (e) 検出結果(f_c, f_{bw}) (f) 適応型 BPF 出力 $Y(t)$

Fig.3-25 周波数解析器の信号処理波形

Fig.3-24 のパワー計算処理ブロックで、16 データシフト周期(Time_X 軸 : 0.533s)毎にスペクトラムの平均周波数と分散を計算する。Fig.3-25(e)にスペクトラムの平均周波数と分散から求めた正規分布近似パワースペクトラムの時間変化を等高線で示す。図中平均周波数の時間変化(灰の太線)と平均値を中心とした $\pm 1\sigma$ の分布の時間変化(白の破線)を重ねて示す。この計算例では平均周波数と分散に時間軸 2s の移動平均処理をかけ平滑化している。実際の ABPF の fc,fbw は、このように時間方向に平滑化したスペクトラムの平均周波数と標準偏差に定数を掛けた値をフィードバック値として使用する。Fig.3-25(f)は ABPF の出力波形(サンプリング周波数 : 240Hz)である。ファントム波形は心拍周期が比較的安定しているので大きな変化はみえないが、fc については時間が進むにつれ ABPF 初期設定値 1Hz からファントム心拍周周波数 1.13Hz に徐々に近づいており適応動作をしていることがわかる。

5. 試作実験と結果

ファントム波形のドプラ計測をもとに ABPF 方式の性能評価をおこなった。Fig.3-26 にドプラ自動計測の評価方法の例を示す。Fig.3-26(a)は臍帯動脈のスペクトラム画像とドプラトレース波形(黒の太線)である。



- (a) 臍帯動脈のスペクトラム画像とトレース波形
- (b) 時系列方式(従来方式)による PS 速度測定値のヒストグラム
- (c) ABPF 方式(新方式)による PS 速度測定値のヒストグラム

Fig.3-26 臍帯動脈波形の PS 速度測定値

Fig.3-26(b),(c)は時系列処理方式, ABPF 方式による心拍周期毎の PSV 値の計測結果をヒストグラム表示したものである。なお、横軸の速度はファントムの最大速度(PSV に相当)を真値とし正規化した値である。図中の一点鎖線は真値の位置を示しており、実線は計測結果の平均と標準偏差から求めた正規分布曲線である。ABPF 方式では平均値が真値に近く分散も少ないことがわかる。これに対して、時系列処理方式では分布が広く計測精度が十分でないことがわかる。

臍帯動脈波形以外に頸動脈, 成人大腿動脈, 小児動脈のファントム心拍周波数と PSV の自動計測評価結果を Table3-5 に示す。PSV 計測結果をもとに時系列処理方式と ABPF 方式による PSV 計測値の平均値, 標準偏差を計算した。なお、平均値と標準偏差は Fig.3-26(b),(c)と同様、診断部位毎にファントムの最大速度(PSV の真値)で正規化している。全般的に ABPF 方式のほうが時系列処理方式に比べ、PS 計測値が真値に近くばらつきの少ない良好な結果が得られている。特に心拍数の高い小児動脈では性能差が大きいことがわかった。

Table 3-5 PS 速度測定結果

診断部位	心拍周波数 [Hz]	時系列処理(従来方式)		ABPF 方式(新方式)	
		PS 速度 平均値	PS 速度 標準偏差	PS 速度 平均値	PS 速度 標準偏差
頸動脈	1.13	0.54	0.24	0.95	0.02
大腿動脈	1.00	0.32	0.51	0.95	0.14
臍帯動脈	1.88	0.92	0.24	1.00	0.05
小児動脈	1.93	0.50	0.53	1.01	0.06

(注) PS 速度平均値は各診断部位の真値で正規化した値である。

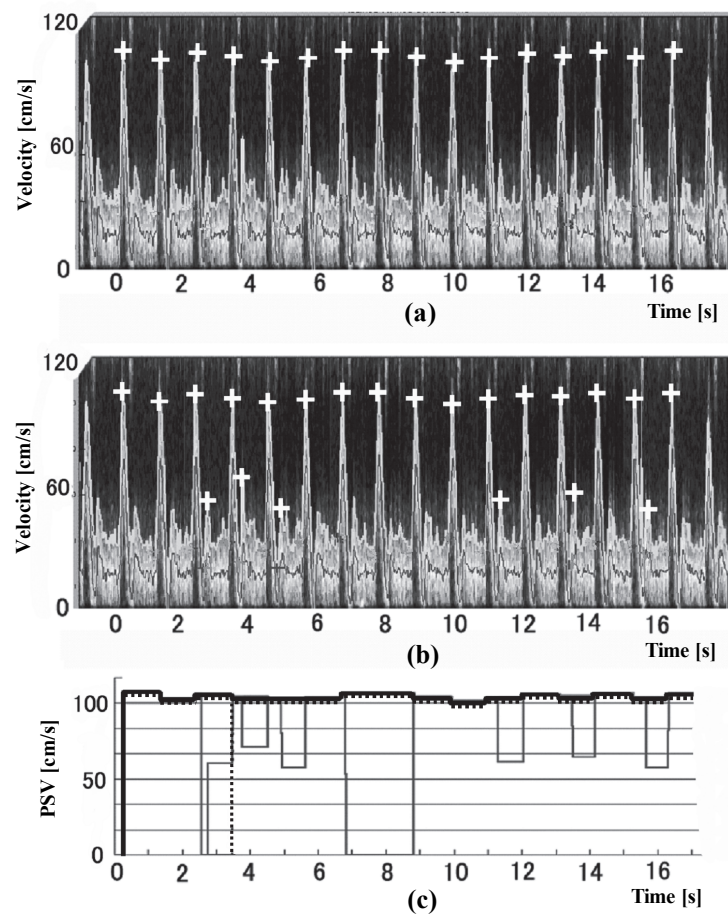
PS 速度標準偏差は正規化された速度をもとに計算した値である。

6. 考察

一連の試作実験結果をもとに、心拍周期検出方式の性能差の原因とドプラ平均値トレース波形の利用可能性について検討をおこなった。

6-1. 方式の差

方式の差を詳細に検討するため、Fig.3-27 に頸動脈波形の自動計測結果を示す。Fig.3-27(a)は ABPF 方式による PS 値の検出結果, Fig.3-27(b)は時系列処理方式による PS 値の検出結果である。スペクトラム画像上にドプラトレース波形(白の太線)と特徴点を重ねて表示した。+マーク(白の十字)が心拍ごとの PS 検出点である。



(a) ABPF 方式(新方式)による PS(t)の検出結果
 (b) 時系列方式(従来方式)による PS(t)の検出結果
 (c) PS 速度の自動計測結果

Fig.3-27 自動計測結果の比較

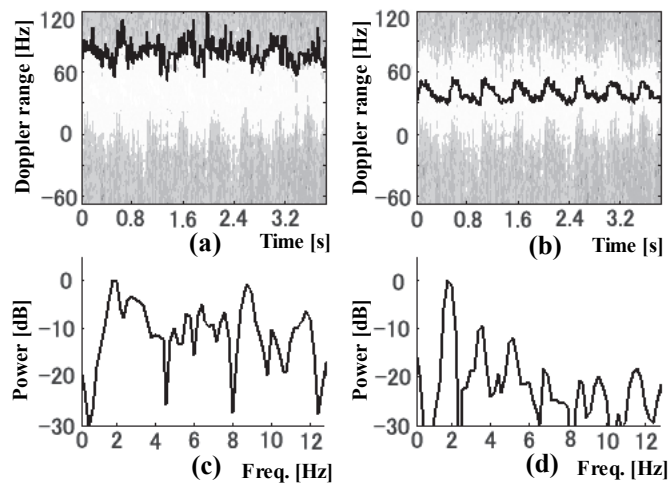
Fig.3-27(c)は PSV の自動計測結果を示しており、太線がマニュアル計測で求めた真値、実線が時系列処理方式の自動計測結果、破線が ABPF 方式の自動計測結果である。時系列処理方式は時系列上の逐次処理のため、ノイズなどの影響で特徴点の抽出をひとたび誤って認識すると正常な状態に回復しにくい傾向がある。Fig.3-26(b)のヒストグラムが広いの分布を持つのもこの影響によるものと考えられる。時系列処理方式はノイズによるエラーをガードする機能を持っている。Fig.3-23(b)で検出した極大値に対して時間減衰するピークホールド処理をおこない心拍周期を検出する一方で、突発的なノイズによる誤動作を防止するため検出したピーク時相から特定区間の不感帯を設定する機能も併せ持っている。この機能を強化しすぎると波形認識感度が低下し一旦心拍時相を誤ると複数心

拍に亘り誤動作し続ける傾向がある。従ってエラーをガードする機能とリカバー能力はトレードオフの関係になる。Fig.3-27(b)の 3～6s, 11～16s にかけて連続的に発生している誤動作が、この時系列信号処理の弱点に相当するものと考えられる。これに対して、周波数領域で心拍周波数を検出する ABPF 方式の場合、3.5s 付近に一回計測エラーが発生しているものの全般的に真値とほぼ一致している。ABPF 方式は、Fig.3-23(b)で検出した極小/極大情報以外に Fig.3-23(d)で検出した周波数軸上で心拍周期情報を用いるためエラーの発生が少なく安定した自動計測が得られたものと考えられる。

6-2. 平均値トレース波形の有効性

超音波ドプラ診断装置ではスペクトラムトレース処理においてスペクトラムエンベロープとスペクトラム平均値を計算出力している。Fig.3-20～Fig.3-27 は全てスペクトラムエンベロープを用いた例である。ドプラ計測ではほとんどの場合スペクトラムエンベロープを用いた計算をおこなっており、スペクトラム平均値を用いた計算はまれである。また心拍検出する際に、スペクトラムエンベロープのほうがスペクトラム平均値に比べ波形の振幅が大きいため安定して心拍検出ができる傾向がある。しかし診断部位によってはスペクトラム平均値を用いたほうが安定する場合もある。

Fig.3-28 に小児下行胸郭動脈血流で平均値トレース波形が有効な例を示す。Fig.3-28(a)はスペクトラム画像とエンベロープトレース波形(黒の太線)、Fig.3-28(b)はスペクトラム画像と平均値トレース波形(黒の太線)である。Fig.3-28(c),(d)はそれぞれ Pre BPF 処理後のトレース波形の周波数スペクトラムである。Fig.3-28(c)では心拍周波数が不明瞭であるが、Fig.3-28(d)では心拍周波数 1.88Hz に対応した周波数ピークが検出できている。Fig.3-28 のような拍動性が弱く速度オフセットが大きい血流スペクトラムについてはスペクトラムエンベロープ波形よりもスペクトラム平均値波形のほうが、心拍周期検出のソースとして有効と考えられる。



(a) 最大流速 (エンベロープ)トレース波形 (b) 平均流速トレース波形
(c) (a)のパワースペクトラム (d) (b)のパワースペクトラム

Fig.3-28 Vm(平均流速)トレースが有効な例：小児下行胸郭動脈血流

7. まとめ

超音波ドプラの自動計測の精度向上を目的として、新たに適応型 BPF 方式心拍周期検出処理を開発した。時系列で波形の特徴量を心拍周期ごとに検出する時系列処理方式(従来方式)に比べ、心拍周期検出性能や計測信頼性が大幅に向上した。今後、診断部位の拡大や不整脈による心拍周期のランダム変動などの影響を考慮し、より生体に近い状態で性能評価し、さらに安定した心拍周期検出、自動計測精度が得られるよう検討を進めていく予定である。

第4節 自動速度レンジ信号処理

1. 技術動向と現状の問題点

ドプラ診断では断層像上にレンジゲート(RG)を設定し、その位置のエコー信号を収集し、血流情報を解析し表示する。計測中に呼吸の影響などでプローブと血管の位置がずれてしまうと、RG 位置以外に速度レンジや角度補正[33-35]の再設定が必要となる。PWD の場合には角度補正はデータ取得後でも可能であるが、速度レンジの補正は通常パルス繰返し周波数(PRF)の変更を伴うためリアルタイムに補正することが必要となる。血流速度に応じてドプラの速度レンジを最適化する方法として、スペクトラム画像中の最大速度や信号領域のパターン認識を利用する方法などがある[36-39]。しかしこれらの方法は、ノイズや画像パターンの影響で不安定になりやすい。また、RF データをもとに相互相関を利用した速度検出技術等[40-43]も報告されているが実用には至っていない。今回開発した方式は、スペクトラム画像(パワー情報)を直接用いず、スペクトラムの最大値をトレースした波形 V_p とスペクトラムの平均値をトレースした波形 V_m を利用し、速度トラッキングをおこなった。超音波診断装置の概略図を Fig.3-29 に示す。ドプラ信号処理部は血流速度の時間変化を表すスペクトラム画像処理、スペクトラム画像から自動的に V_p , V_m を抽出するオートトレース処理、トレース波形から心拍周期を検出する自動心拍周期検出処理から構成される。それらの情報をもとに自動的にドプラの速度レンジ(PRF)とベースライン移動(BLS)を最適化する処理を新たに加え、手動操作と選択切換できるようにした。Fig.3-29 中の太実線は PRF, 太破線は BLS の制御フローを示している。

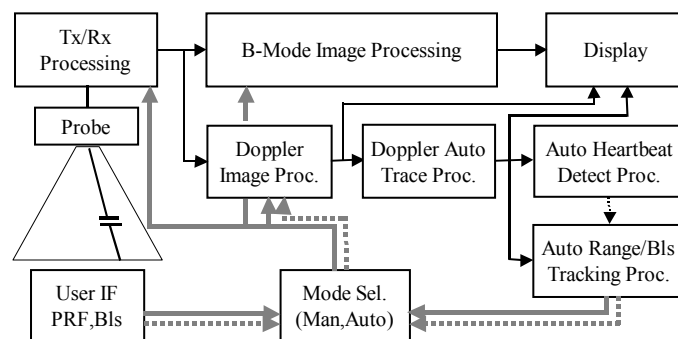


Fig.3-29 超音波ドプラシステム

2. 速度トラッキングの信号処理

従来方式では正負両極性のドプラ信号が観測時間内に混在する場合やドプラ感度の悪い画像では速度レンジ推定が不安定になる傾向があった。この問題を改善するため、今回開発した信号処理ではトレース波形 V_p から推定した速度レンジ幅とトレース波形 V_p, V_m 両方から推定した方向(正負)を相補して用いる。特に V_p は速度トラッキング中に速度の折り返しが発生しやすいため、 V_p の方向判別が不安定になった場合には V_m から方向を判別する。また、ドプラ感度や診断部位の影響を全て想定しロバスト設計したオートトレース信号処理[44]を前段に用い、速度トラッキング処理の入力波形を安定化する。これにより従来のスペクトラム画像をもとにした速度レンジ推定アルゴリズムに比べノイズの影響を受けにくい処理が実現できた。

Fig.3-30 に速度トラッキング処理の制御アルゴリズムの概要を示す。数秒間(あるいは数心拍区間)の観測周期ごとに V_p のヒストグラムを計算し、ヒストグラムから推定した速度レンジ(Fig.3-30 中の PRF に対応する)をもとに速度レンジと BLS の調整をおこなう。具体的には過去のヒストグラムから推定した速度レンジと現在の速度レンジの比を目標値 α に一致させるプロセス制御である。今回のシミュレーションでは α を 75%程度に設定した。またヒストグラムの正側/負側のバランスを最適にする BLS も速度レンジと同様に逐次更新する。BLS は速度レンジを正負両方向にそれぞれ 8 分割した(速度レンジを 17 段階に量子化した)速度オフセットを設定する機能である。今回はレンジの上限値(上限値が負の場合には 0Hz)と下限値(下限値が正の場合には 0Hz)の平均を符号反転し BLS 段数で量子化した値を用いた。

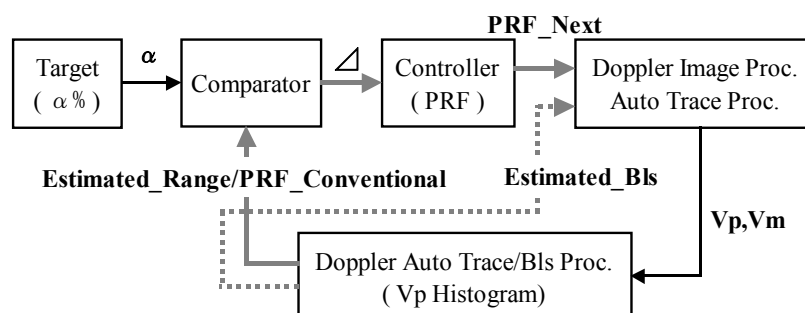
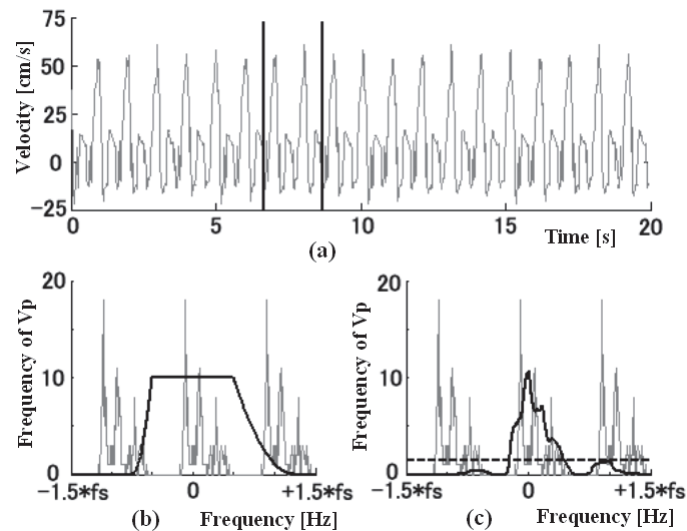


Fig.3-30 速度トラッキング処理

Fig.3-31 にトレース波形のヒストグラムをもとにした速度レンジの推定例を示す。Fig.3-31(a)は肺静脈血流のトレース波形 V_p である。この波形の時刻 6.5 秒から 2 秒間の V_p ヒストグラムを Fig.3-31(b), (c)に示す。横軸は血流速度に対応した周波数、縦軸は頻度である。周波数軸は折り返しを考慮して正側/負側それぞれ 3 倍のナイキスト周波数レンジ($-1.5*fs \sim +1.5*fs$: $fs=PRF$) に広げた。これは、トラッキング処理で速度レンジの小さい状態から大きい状態へレンジを拡大する場合(Fig.3-37(a),(b)に相当)に折り返し成分を含んだヒストグラムをもとに推定する必要があるからである。Fig.3-31(b)にヒストグラム(細線)と BLS に対応した重み(太線)を示す。時々刻々と変化する速度レンジと BLS 推定値をもとに、必要な折り返し成分をカバーする重みを生成する。今回は過去と現在で速度オフセットに大きな変化が生じないと仮定し 0Hz を中心に正側/負側にナイキスト周波数 $\pm fs/2$ までは平坦で、その先は BLS に対応した正側/負側の周波数レンジに減衰(ナイキスト周波数からの距離の二乗に比例する減衰)をかけたものを加えた非対称な重みを用いた。そして、過去(時刻 4.5 秒から 6.5 秒の観測区間)の速度レンジと BLS 情報をもとに生成した重みを、現在(時刻 6.5 秒～8.5 秒の観測区間)の V_p ヒストグラムにかけることによって余分な折り返し成分を抑制し推定精度の向上を狙った。Fig.3-31(c)にヒストグラム(細線)と重みをかけて平滑化した V_p の分布図(太線)を示す。この分布図をもとに縦軸の度数に閾値(破線)を設け中心(0 Hz)から正側/負側にサーチし最初に閾値を下回った周波数位置をもとに速度レンジを推定する。



(a) V_p 波形 (b) BLS 重み関数 (c) ヒストグラムと閾値

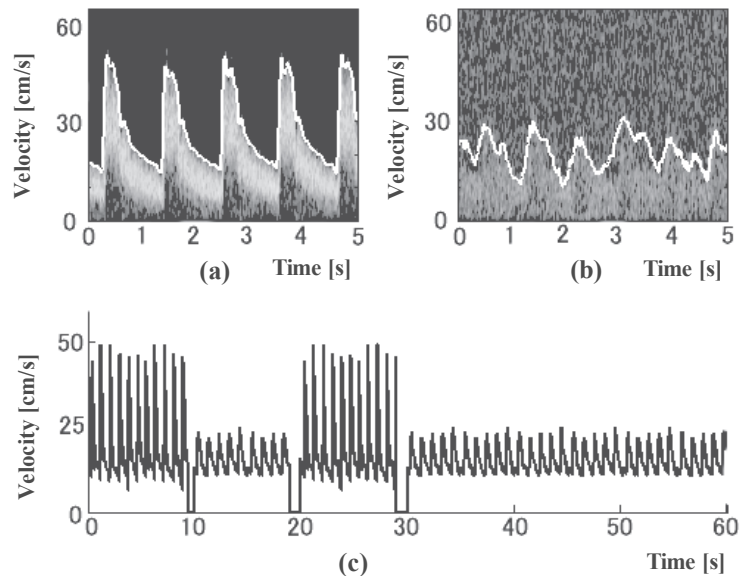
Fig.3-31 V_p トレース波形のヒストグラム

3. 試作シミュレーション

速度トラッキング信号処理の動作確認と性能評価を目的とし、速度変化を伴う複数心拍の入力波形を作成した。使用装置は SSA-770A (東芝メディカルシステムズ社)、プローブは PLT-604AT(6.0MHz リニア)と PST-25AT(2.5MHz セクタ)であり、PRF 4.5~6kHz の PWD モードで頸動脈データと肺静脈データを収集した。次に臨床でのドプラ速度変化を想定し、これら定常収集したデータを加工し二種類のモデル波形を作成した。

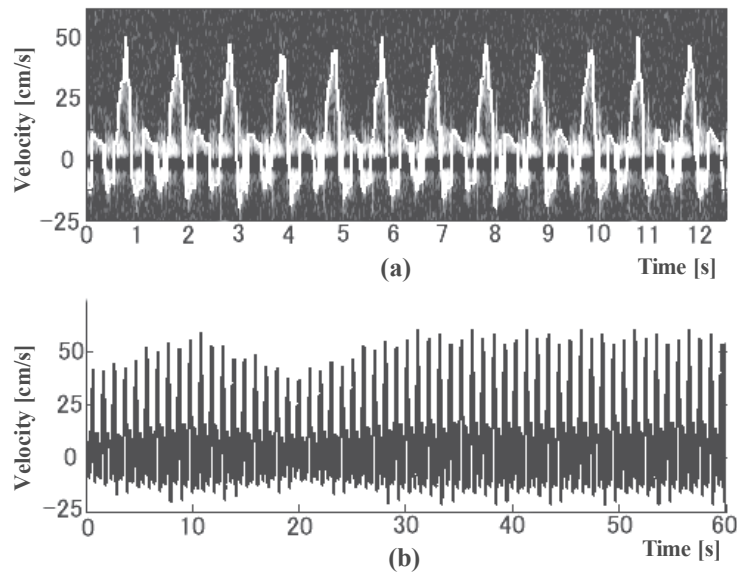
Fig.3-32(c)は、血管の狭窄度診断時に信号の欠落を想定したモデルであり、0.5 秒、1.0 秒、1.5 秒の信号欠落を 10 秒おきに設けた。これは診断部位を変えた時の応答評価を目的としている。Fig.3-32(a)の総頸動脈波形と Fig.3-32(b)の内頸動脈波形を交互に、欠落を介して結合し作成した。

Fig.3-33(b)は診断時に呼吸の影響でプローブ位置が変化する場合を想定したモデルで、連続した速度変化が発生している。Fig.3-33(a)の定常な肺静脈波形になだらかな速度変調をかけて作成した。これら二種類の入力モデルをもとに試作信号処理の応答性，安定性を評価した。信号処理シミュレーションには MathWorks 社の MATLAB(V6.0R13)を使用した。



(a) 総頸動脈のトレース波形とスペクトラム
(b) 内頸動脈のトレース波形とスペクトラム
(c) 合成した入力波形モデル

Fig.3-32 頸動脈入力波形モデル

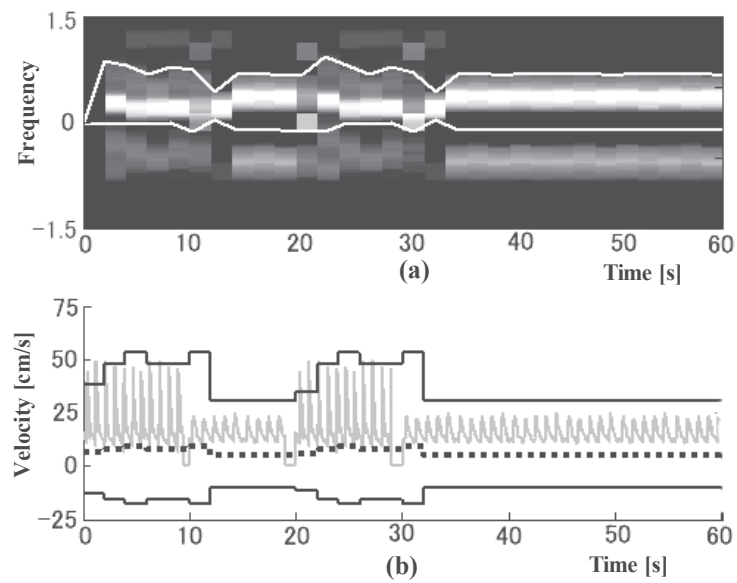


(a) 肺静脈のトレース波形とスペクトラム
(b) 速度変調した入力波形モデル

Fig.3-33 肺静脈入力波形モデル

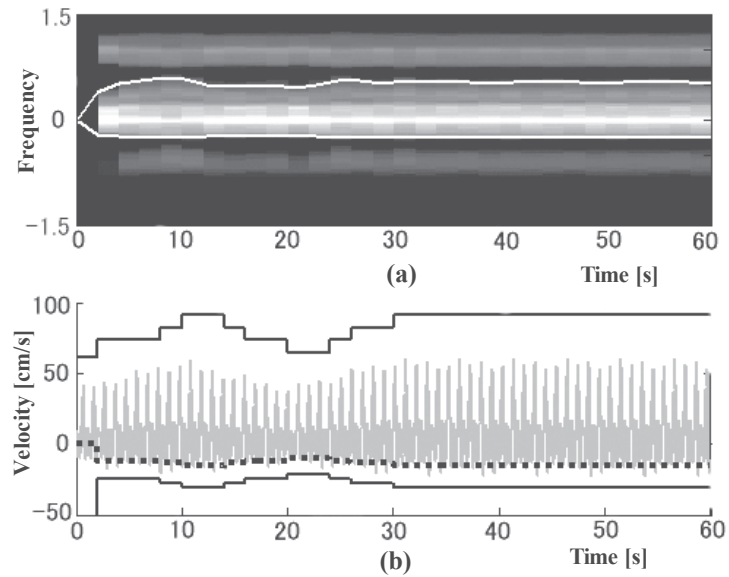
Fig.3-34 は Fig.3-32 の頸動脈モデルのシミュレーション結果を示している。Fig.3-34(a)はヒストグラムの時間変化を示しており横軸が時間、縦軸が fs で正規化した周波数である。観測時間は2秒である。図中の白実線は推定速度レンジ(上限/下限の2種)であり、理想的にはこの上限/下限の間隔が常に一定になるようにフィードバックがかかるはずである。しかし、実際には時間遅れ(観測時間2秒の影響)や速度レンジの変動以外に、時刻10秒,20秒,30秒の信号欠落が上限/下限の変動に大きな影響を与えていることがわかる。Fig.3-34(b)に入力波形(細線)と推定値をもとに最適化したPRFに対応する速度レンジ(実線)とBLS(破線)を示す。速度変化や信号欠落による過渡応答はあるものの4秒程度で安定していることが確認できる。また、低速の内頸動脈から高速の総頸動脈に遷移する場合は比較的安定化時間が短くなる傾向があることがわかる。

Fig.3-35 は、Fig.3-33 の肺静脈モデルのシミュレーション結果を示している。従来のトラッキング処理ではスペクトラム画像や流速最大値をもとに速度レンジを推定するため、一心拍中に正側/負側の速度変化のある肺静脈血流では折り返し判別が困難となり大きなレンジ変動と振動を伴う不安定な動作をしていた。これに対して Fig.3-35(a)のヒストグラムの時間変化はゆるやかで、速度レンジの上限/下限も振動がなく安定している。その結果 Fig.3-35(b)では0~30秒のトレース波形の速度変化に順応して速度レンジが除々に変化している。このように今回開発したトレース波形のヒストグラムをもとにしたトラッキング処理では正負両成分を持つ肺静脈波形に対して安定した動作が確認できた。



(a) ヒストグラムと推定速度レンジ
(b) 自動速度レンジ／ベースラインシフトの応答

Fig.3-34 頸動脈モデルのシミュレーション結果



(a) ヒストグラムと推定速度レンジ
(b) 自動速度レンジ／ベースラインシフトの応答

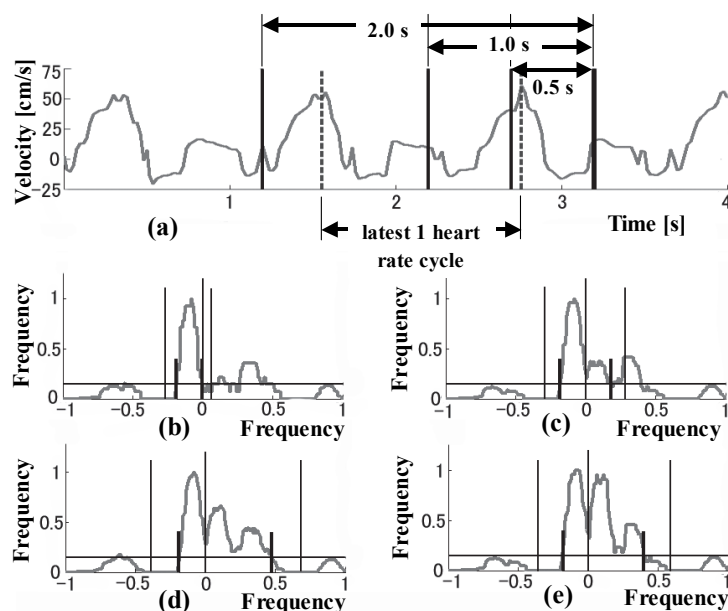
Fig.3-35 肺静脈モデルのシミュレーション結果

4. 考察

4-1. 観測時間の短縮化

Fig.3-34, Fig.3-35 のシミュレーションでは観測時間 2 秒のヒストグラムを用いた。これは信頼性という切り口からは観測時間が一心拍周期に満たないとヒストグラムから速度レンジを推定することが困難と考え、一心拍周期を十分カバーする時間として与えたものである。

Fig.3-36(a)に肺静脈トレース波形と時刻 3.2 秒から過去 0.5 秒, 1.0 秒, 2.0 秒の時刻を実線で示し、時刻 3.2 秒の最寄りの一心拍周期区間を破線で示す。これらの観測区間に対応したヒストグラムと推定速度レンジをFig.3-36(b),Fig.3-36(c),Fig.3-36(d),Fig.3-36(e)に示す。



- (a) トレース波形と観測時間
- (b) 観測時間 0.5s の場合
- (c) 観測時間 1.0s の場合
- (d) 観測時間 2s の場合
- (e) 観測時間 1 心拍周期の場合

Fig.3-36 観測時間のヒストグラムへの影響

ここでヒストグラムの閾値は 15%(ヒストグラム頻度最大値で正規化した値を 100%とした値)とした。閾値は、低すぎると誤動作しやすくなり高すぎると推定レンジが低くなる傾向がある。今回の 2 例のシミュレーションでは閾値 10~20%で誤動作の少ない良好な結果が得られたため中間の 15%を設定した。縦の 3 本

の細線が 0Hz と正負両側のレンジを示している。また、縦の 2 本の太線は閾値との交点を表しており、2 点間の距離は推定レンジの α 倍の周波数レンジに相当する。

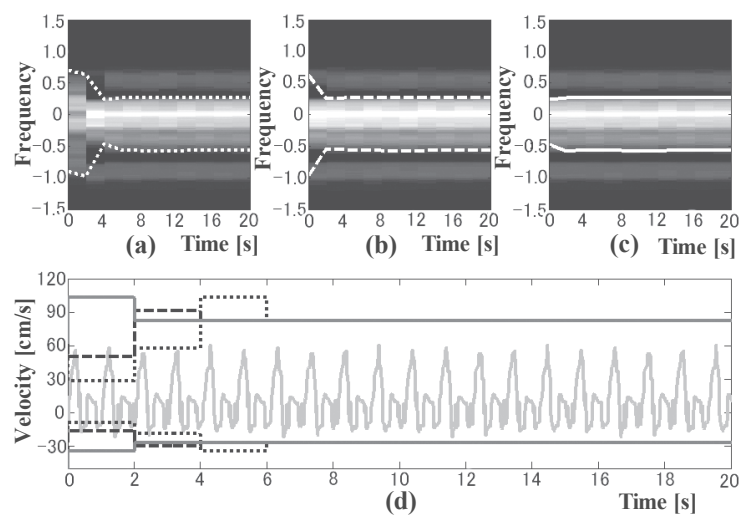
Fig.3-36(b), Fig.3-36(c), Fig.3-36(d)の結果から、定常な肺静脈の入力では観測時間が長いほど安定した速度レンジ推定値が得られることがわかる。特に Fig.3-36(b)の場合、観測時間が短く一心拍周期に満たないため推定精度が劣化していることがわかる。これに対して、Fig.3-36(e)の最寄りの一心拍周期を観測時間としたヒストグラムでは、Fig.3-36(d)の十分な観測時間(2 秒)に対しても劣化がほとんどないことがわかる。

このことから、速度トラッキング処理前段の自動心拍周期検出機能(Fig.3-29 の Auto Heartbeat Detect Proc.)で検出した最寄りの一心拍周期情報を用いて速度推定することにより、観測時間の短縮が可能となることが考えられる。また心拍周期を観測時間の基準にすることで、推定に要する観測時間の短縮化だけでなく入力の変動に対しても安定性が増すことが考えられる。

4-2. 初期設定値の影響

Fig.3-34(b)のシミュレーション結果から速度レンジの小さい状態から大きい状態へレンジを拡大する場合には、その逆の場合よりも応答性が悪くなる傾向があることがわかった。この原因について、初期設定値の影響についてシミュレーションをおこなった。

Fig.3-37(d)は正負両極性が混在した肺静脈波形と、PRF2.3kHz の初期値を与えた時の速度レンジの応答(点線), PRF4kHz の初期値を与えた時の速度レンジの応答(破線), PRF8kHz の初期値を与えた時の速度レンジの応答(実線)をあらわしている。横軸が時間、縦軸が速度である。また、Fig.3-37(a), Fig.3-37(b), Fig.3-37(c)はそれぞれ PRF2.3kHz, 4kHz, 8kHz の初期値を与えた時のヒストグラムの時間変化および各時相での推定速度レンジ(各時相の PRF で正規化した上限/下限の 2 種)を示す。横軸が時間、縦軸が周波数(正規化された速度レンジ)である。Fig.3-37(a)の PRF 初期設定値が低すぎる場合には、縦方向に折り返しが発生し安定するまで観測時間を含め 6 秒の時間を要していることがわかる。一方で、Fig.3-37(c)の PRF 初期設定値が十分高い場合には折り返しの影響を受けず次の観測時相には安定するため速度レンジの順応が速いことがわかる。



- (a) 初期値 2.3kHz の場合 (b) 初期値 4kHz の場合
(c) 初期値 8kHz の場合 (d) 自動速度レンジ処理の応答

Fig.3-37 PRF 初期設定値の影響

以上から、診断部位や年齢によってあらかじめ速度レンジの標準設定値がある場合には、それら標準値よりも若干高めに初期値を設定することで速度推定の応答性が改善されることが考えられる。

5. まとめ

超音波ドプラの操作性向上を目的として、ドプラトレース波形の情報をもとに速度レンジとベースライン移動を最適化する速度トラッキング処理を開発した。従来方式ではノイズや画像パタンの影響を受け不安定になる弱点があったが、今回開発したトレース波形のヒストグラムを利用した方式では、比較的ドプラ感度が悪く正負両極性のドプラ成分を持つ肺静脈波形の速度変動，診断操作で欠落が発生した頸動脈波形に対しても安定した応答が得られた。今後、様々なユースケースを想定した性能評価を行い、応答性と安定性の改善を継続していく予定である。

第5節 ハイブリッドシステムによる改善

1. 技術動向と問題点

本節ではルーチン検査での操作性の改善を目的とし、特にドプラ計測で煩雑な操作を要する速度レンジと速度オフセットの自動最適化の検討をおこなった。

Fig.3-38 は超音波診断装置での頸動脈診断画像である。断層像中の血管中央にドプラのレンジゲートを設定すると、血流速度分布の時間変化画像(スペクトラムドプラ画像)が得られる。Fig.3-38(a)は、超音波診断装置の速度レンジに対応するパルス繰り返し周波数(PRF)が 7.1kHz, 速度オフセット(BLS)が 0Hz のスペクトラム画像である。ユーザはスペクトラム画像のオートトレース波形(スペクトラム辺縁部トレースした波形: 白実線)をもとに血流動態の診断計測をおこなうため、Fig.3-38(b)に示すようにドプラ波形が表示の速度レンジ(縦軸)の中心に一定の比率で入るように PRF と BLS を調整する。Fig.3-38(b)の例では BLS を負側にシフトし、PRF を 5.0kHz に変更し表示レンジを拡大している。

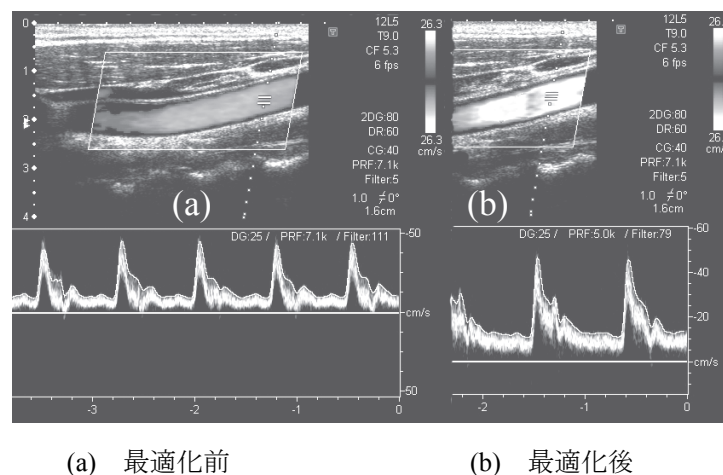


Fig.3-38 超音波診断装置での頸動脈診断の例

Fig.3-39 に超音波診断装置の概要を示す。超音波送受信部(Tx/Rx Proc.)から PRF 周期毎に送受された信号をもとに断層画像処理部(B-Mode Image Proc.)で断層画像を構成する。一方で、ドプラ画像処理部(Doppler Image Proc.)で直交検波後の信号を短時間フーリエ変換(STFT)処理しスペクトラム画像を構成する。ドプラオートトレース信号処理部(Doppler Auto Trace Proc.)でスペクトラム画像の

辺縁部(最大流速)を自動抽出し、心拍周期毎にドプラ計測処理部(Doppler Auto Calc.)で数値化した診断情報をリアルタイム表示する。今回開発した信号処理部は太枠で囲んだ部分(Auto Range/BLS Tracking Proc.)でありオートトレース波形からその速度分布のヒストグラムを計算し速度レンジとオフセットを推定し、自動的に速度レンジとオフセットを最適化する。信号処理出力の PRF は超音波パルスの送受信周期にフィードバックし速度レンジを変化させる。もうひとつの出力の BLS はドプラ画像処理部の FFT の読出しアドレスを変化させ速度オフセット調整を実現する。

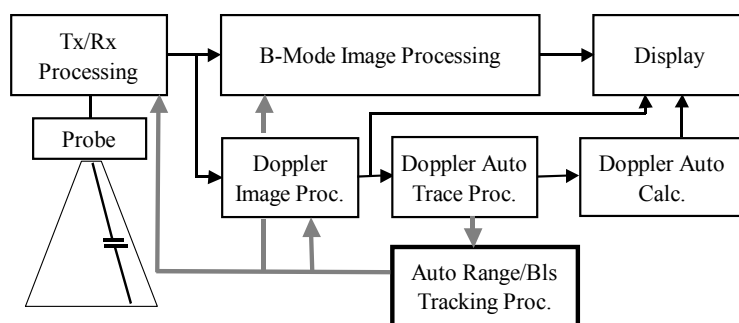


Fig.3-39 超音波診断装置システム

Fig.3-40 に従来方式のドプラ速度レンジ最適化信号処理ブロック図を示す。目標値 $\alpha\%$ (縦軸全表示領域の 70%程度) にドプラ波形が入るようにドプラ波形のヒストグラムをもとにレンジ推定しフィードバックする信号処理システムである。この方式は単純にヒストグラムのレンジ上限と下限からレンジ推定しフィードバックするシステムなので、信号が長時間の欠落した場合やドプラ信号がナイキスト周波数(PRF の半分)を超え折返しが発生した場合には動作が不安定になり回復までに時間がかかる弱点があった。

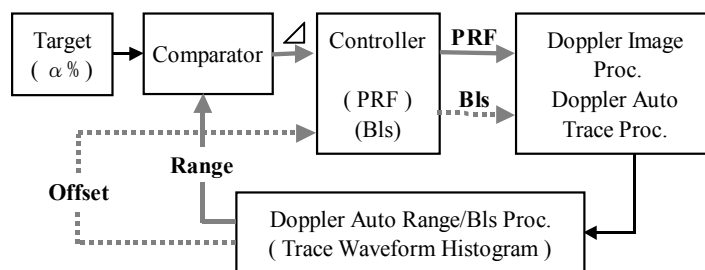


Fig.3-40 従来のドプラ速度レンジ最適化信号処理方式

Fig.3-41 は頸動脈血流のスペクトラム画像である。横軸は時間、縦軸は血流速度であり、スペクトラム画像上にオートトレース波形(白実線)を重ねて表示している。ヒストグラム計算用観測時間を 1 秒とし、12 秒間の自動速度レンジ/BLS 信号処理をおこなった。図中、白鎖線がレンジの上限、白破線がレンジの下限に対応する。表示レンジ内(上限と下限の間)に一定の比率でスペクトラム画像が入っていることが望ましい。本処理では 1 秒前の観測結果をもとに速度/オフセット推定を逐次おこなっている。0～2 秒は初期値レンジから安定するまでの過渡応答である。2～6 秒では安定している。しかし、6～7 秒に入力信号欠落が発生しそれ以後 7～10 秒は不安定になっている。

このように従来方式では欠落が発生した場合に不安定な動作が発生し回復に時間がかかる欠点があった。

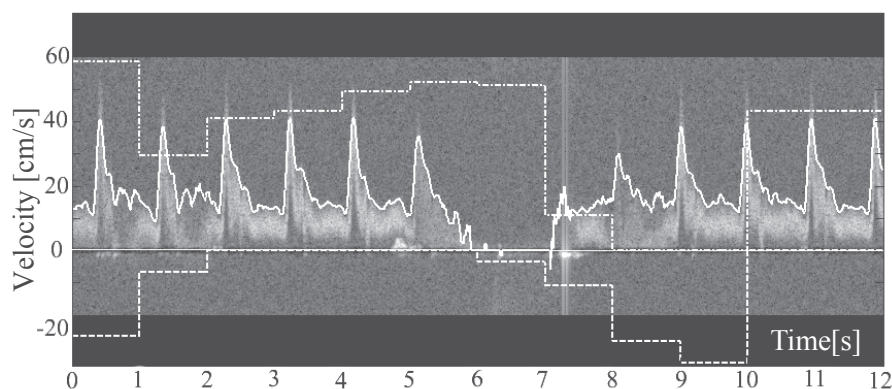


Fig.3-41 従来のドプラ速度レンジ最適化信号処理の問題点

2. 信号処理

2-1. ハイブリッド制御

信号欠落や異常入力に対しても安定した応答(レンジ推定)ができる新方式を開発した。Fig.3-42 に今回新たに開発したハイブリッド制御[44-46]を用いた信号処理ブロック図を示す。速度レンジの $\alpha\%$ にドプラ波形が収まるようにオートトレース波形ヒストグラムをもとに速度レンジとオフセットを推定する基本動作は従来方式と同様である。新方式ではヒストグラムの状態を判別し過去からの状態変化に応じ、データベース(診断部位、被検者情報)をもとに最適な応答を選択しフィードバックするアルゴリズムを用いた。

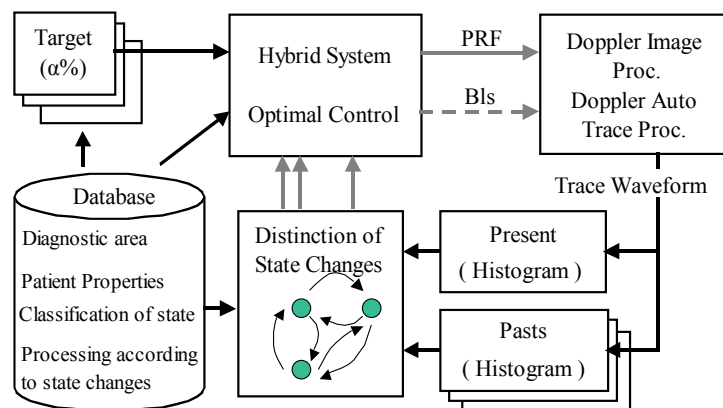


Fig.3-42 新方式のドプラ速度レンジ最適化信号処理

2-2. 状態の定義

状態を定義するためスペクトラム画像を4種類の状態に分類した。Fig.3-43に4種類のスペクトラム画像とオートトレース波形を示す。ドプラ波形の分類は以下の4種類とした。

- 状態(1)： 血流の方向が片側のみの場合
- 状態(2)： 血流の方向が心拍周期中に両方ある場合
- 状態(3)： 現行の速度レンジに対し血流速度が大きすぎて折返しが発生している場合
- 状態(4)： 信号が欠落した場合

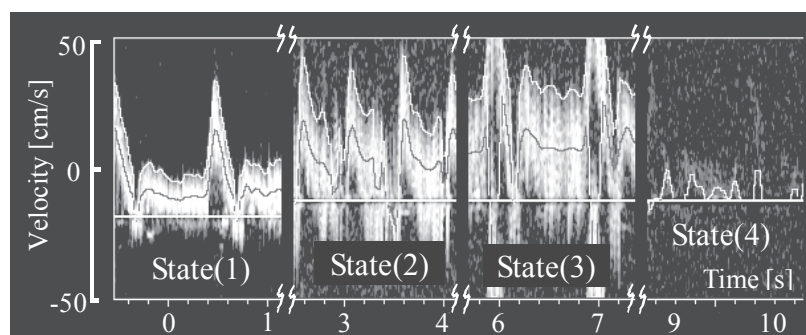


Fig.3-43 スペクトラム画像の状態分類

頸動脈など多くの診断部位では状態(1)の片側のみの血流成分であるが、肺静脈など心臓に近い診断部位では状態(2)の両方向の血流成分である。また状態(1), 状態(2)ともに PRF が小さすぎると折返しが発生し状態(3)になる。Fig.3-43 の例では、もともとは状態(1)の正側の片側成分の血流が折返って負側の成分として表示されている。状態(4)は信号が欠落した場合でスペクトラム辺縁を判別できなくなるため 0Hz 付近にオートトレース波形が集中する。あるいは、ドプラ感度が悪くノイズが多い場合も同様の状態となる。

Fig.3-44 に Fig.3-43 の 4 種類のスペクトラム画像に対応するオートトレース波形ヒストグラムの分布模式図を示す。Fig.3-44(a), (b), (c), (d)は Fig.3-43 の状態(1), 状態(2), 状態(3), 状態(4)に対応する。横軸は時々刻々変化する PRF(サンプリング周波数 f_s に相当)で正規化した周波数であり、縦軸はヒストグラムの頻度である。LL,UL,ML はそれぞれヒストグラムから得られるレンジの上限, 下限, ヒストグラムの最大位置(頻度最大の周波数)である。Fig.3-44(a), (b), (c)ではヒストグラムが正側/負側のどちらかに偏るためそれぞれ 2 例を示している。

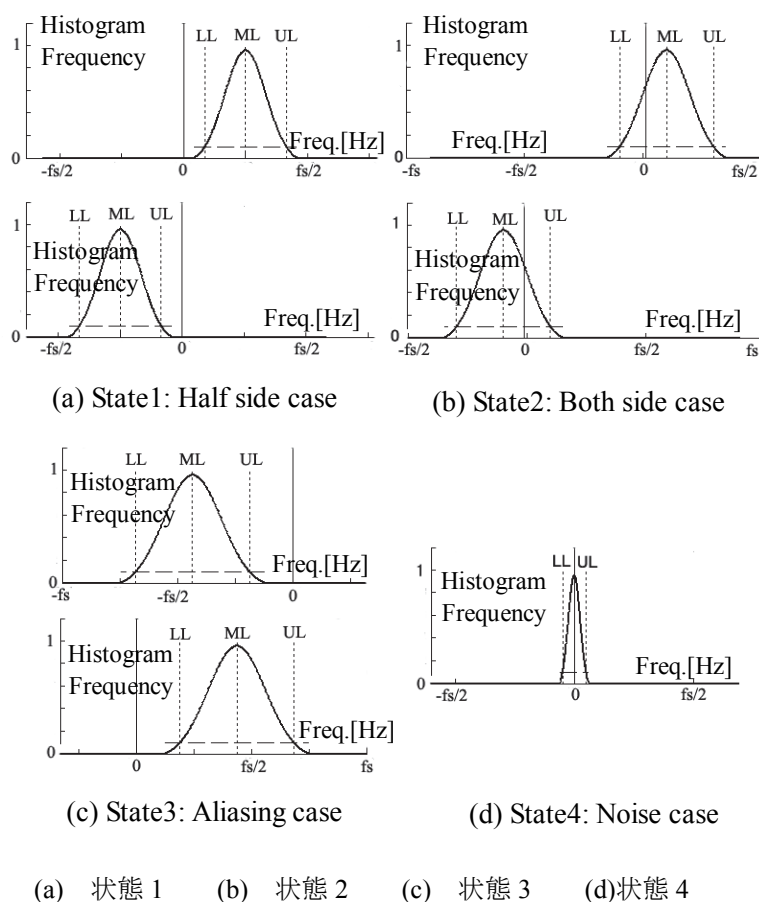


Fig.3-44 オートトレース波形ヒストグラムの模式図

2-3. 制御アルゴリズム

今回開発したアルゴリズムでトレース波形を Fig.3-44 の4種類の状態に識別し、過去の状態から次の状態(未知)に最適な制御をおこなうアルゴリズムを持つ。従来方式のアルゴリズムでは、4種類の状態を識別せずに、ヒストグラムをもとにレンジ推定値 $y(n+1)$ を、 $y(n+1)=(100/\alpha)*\max(|UL|, |LL|, |UL-LL|)$ としてフィードバックしていた。

新方式のアルゴリズムを Fig.3-45 に示す。状態判別にヒストグラムから推定した UL,LL を用いる。 $|UL-LL|$ が閾値 Param1 よりも小さい時には状態(4)のノイズと判別しレンジ推定値 $y(n+1)$ は固定値 Param2(初期値など)を出力する。次に UL, LL がナイキスト周波数を越えた時には状態(3)の折返しと判別しレンジ推定値 $y(n+1)$ は現在の速度レンジを一定比率(Param4)拡大し出力する。次に UL と LL の符号が異なる時には状態(2)の両極性の波形と判別しレンジ推定値 $y(n+1)$ は $|UL-LL|$ を一定比率(Param5)拡大し出力する。最後に UL と LL の符号が同じ場合で状態(1) と判別し、レンジ推定値 $y(n+1)$ は従来同様 $\max(|UL|, |LL|, |UL-LL|)$ を一定比率(Param6)拡大し出力する。

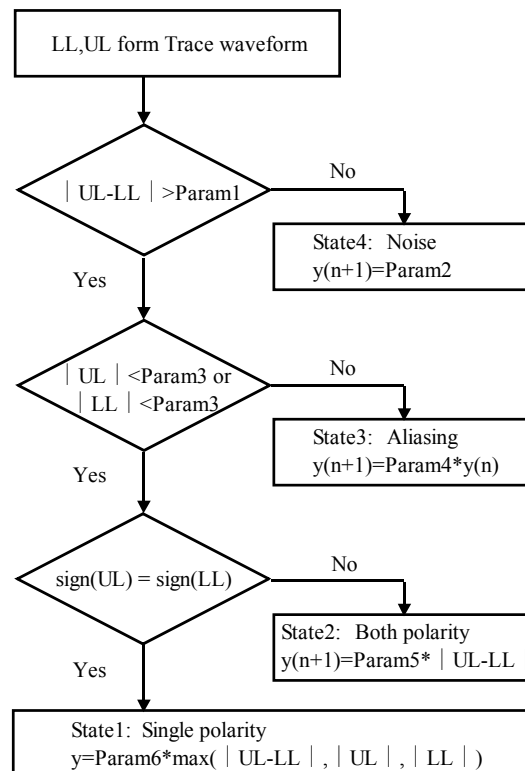


Fig.3-45 新方式のフローチャート

3. 試作シミュレーション結果と考察

新方式信号処理の動作確認と性能評価を目的とし、速度変化を伴う複数心拍の入力波形を作成した。使用装置は SSA-770A (東芝メディカルシステムズ社)、プローブは PLT-604AT(6.0MHz リニア)と PST-25AT(2.5MHz セクタ)であり、PRF 4.5~6kHz の PWD モードで生体データを収集した。また信号処理シミュレーションには MathWorks 社の MATLAB(V6.0R13)を使用した。

頸動脈と肺静脈のドプラオートトレース波形データを 5~10 秒サンプリングし、Fig.3-46 の 16 種類の状態遷移が得られるように不連続に繋ぎ合わせた。

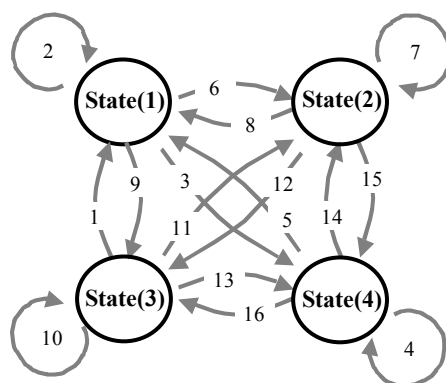
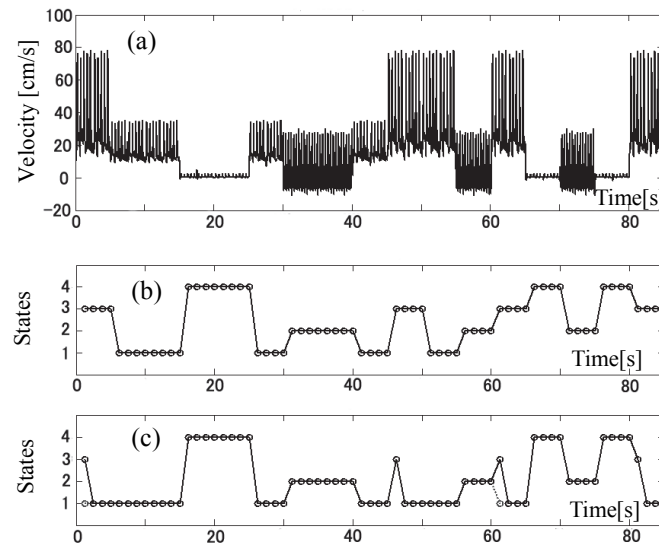


Fig.3-46 シミュレーション入力データの状態遷移

Fig.3-47(a)は 320Hz でサンプリングしたトレース波形データを繋ぎ合せカットオフ 20Hz の LPF 処理後、40Hz でリサンプルした入力波形である。縦軸が速度、横軸が時間であり 85 秒間で 16 通りの状態遷移波形を作った。ヒストグラム計算用観測時間を 1.25 秒としシミュレーションをおこなった。Fig.3-47(b)にトレース波形の状態(1)~状態(4)を示す。縦軸は状態を表す。Fig.3-47(c)は新方式信号処理での状態判別結果を示す。実線が期待値、破線がシミュレーション結果である。縦軸は状態を表す。例えば、45~50 秒の状態は状態(3)(PRF 初期値に対して折返しが発生する)であるが、フィードバック制御によって状態(1)に遷移するのが正解である。Fig.3-47(c)では、2 秒付近、62 秒付近に判別エラーが発生しているため入力データ全体で 97%(65/67)の判別性能が得られた。この 2 つはいずれも状態 (3)の折返しを状態(1)の片側波形と誤判別している。判別性能を改善するためには診断部位(波形パターンやドプラ感度)に応じたパラメータの設定が必要と考えられる。また状態(3)から他の状態へ遷移する場合にヒストグラム分布が激変するため、時間的な平滑化などによって過渡的な状態判別性能を強化する必要があると考える。

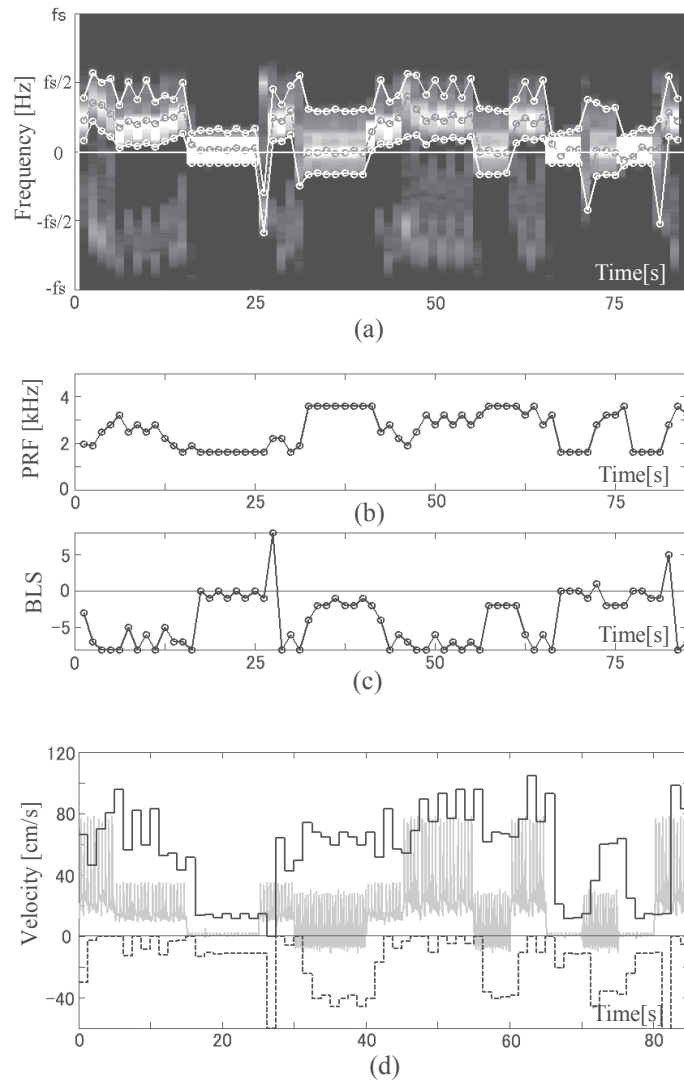


(a) 入力波形 (b) 波形の状態 (c) 状態の判別結果

Fig.3-47 シミュレーション入力データ

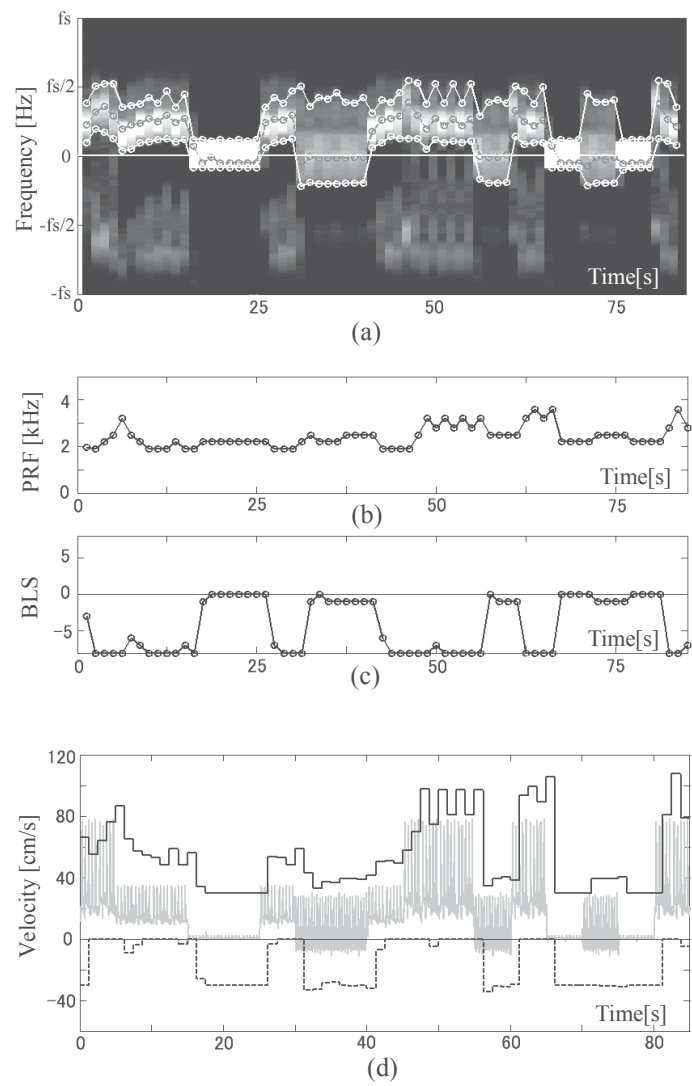
新方式と従来方式の性能比較結果を Fig.3-48, Fig.3-49 に示す。Fig.3-48 は従来方式, Fig.3-49 は新方式のシミュレーション結果である。(a)はトレース波形ヒストグラムの変化と UL, ML, LL の変化を示す。ヒストグラム辺縁の白実線が UL, LL であり、中心部の灰破線が ML である。横軸は時間, 縦軸は PRF(fs) で正規化した周波数である。(b),(c)は制御出力の PRF, BLS である。(b)の縦軸は PRF 周波数, (c)の縦軸は速度レンジを 16 等分した ± 8 ステップの BLS である。(d)はトレース波形と(b),(c)の PRF, BLS に対応した速度レンジの上限(実線), 下限(破線)である。縦軸は速度であり、入力トレース波形の変動に応じて速度レンジとオフセットが逐次最適化されていることがわかる。

Fig.3-48 と Fig.3-49 を比べると、Fig.3-49 の新方式のほうが全般的に PRF, BLS の不要な変動が少なくヒストグラムの変動も少ないことがわかる。特に、26 秒付近の状態(4)から状態(1)への遷移では従来方式では変化直後に負側のレンジが急拡大し安定するまで時間を要しているのに対し新方式では安定している。また、54~61 秒付近の状態(3)→状態(2)→状態(3)への遷移では両方式とも追従しているが、新方式のほうがレンジ推定精度や応答性能が良いことがわかる。また、70~76 秒付近の状態(4)→状態(2)→状態(4)への遷移では従来方式のほうが状態(4)で速度レンジが PRF の下限値まで下がるため追従性が良いように見えるが、状態(2)でのレンジ追従性や応答性は新方式のほうが良いことがわかる。



(a) ヒストグラムと UL,ML,LL の変化 (b) PRF の変化
(c) BLS の変化 (d) 入力波形と最適化結果(上限と下限)

Fig.3-48 従来方式のシミュレーション結果



(a) ヒストグラムと UL,ML,LL の変化 (b) PRF の変化
(c) BLS の変化 (d) 入力波形と最適化結果(上限と下限)

Fig.3-49 新方式のシミュレーション結果

4. まとめ

超音波ドプラの操作性向上を目的として、ドプラトレース波形の情報をもとに自動的に速度レンジと速度オフセットを最適化する信号処理方式を開発した。従来方式では信号の欠落やドプラ信号特有の折返しの影響を受け不安定になる弱点があった。今回ハイブリッド制御を用いた新方式を開発しシミュレーションにより従来方式と性能比較をおこなった。その結果、通常のだプラ血流診断で想定される様々な状態変化に対して従来方式に比べて安定した応答が得られた。今後、より多くのユースケースを想定した性能評価を行い、診断部位毎にパラメータの最適化を進めていく予定である。

第 6 節 自動時間スケール最適化

1. ドプラ計測と従来の問題点

従来の超音波診断装置は心臓や頸動脈などの拍動血流のスペクトラムドプラ画像を表示する場合に、計測に不要な時相の画像が表示される、画像が途中で欠落する、など必要心拍数分の画像データを過不足なく表示することが困難であった。この原因として、横軸時間スケールを設定するパラメータ(スweep速度：1 画面更新時間)が離散的(1s,2s,4s,6s,8s など)であることと、被検者や診断状態で心拍周期がばらつくことが考えられる。そのため計測時間範囲を設定する際に煩雑な操作が必要となっていた。例えば、必要心拍数を得るためにスweep速度を変更して再収集し、さらにデータ取得後にも表示時間枠内に必要心拍数分の画像が入るように内部メモリ(IQ 信号メモリ)の読出し時相を手動で調整する必要があった。スペクトラムドプラ画像の自動時相調整については、心電波形を併用し R 波時相に合わせてスペクトラムドプラ画像を更新する技術[47]も報告されている。しかし、一般的に心電装置を実装している超音波診断装置が少ないことや、心電装置が実装されていてもノイズの影響やドプラトレース波形との相関が不十分なことなど安定性に問題がある。今回開発した方式ではドプラトレース波形から心拍周期を直接検出するため、心拍周期毎の自動計測値(例えば PSV, EDV)の時刻をドプラ計測のタイムカーソルの起点終点としてそのまま精度よく利用することができる。

Fig.3-50 に今回開発した自動時間軸スケール機能を持つ超音波診断装置の概要を示す。超音波送受信部(Tx/Rx Proc.)出力は断層画像処理部(B-Mode Image Proc.)とドプラ画像処理部(Doppler Image Proc.)に入力される。ドプラ画像処理部の前段に IQ 信号メモリ(IQ storage)があり数十秒間の IQ データを蓄えることができる。ドプラ画像処理部の後段には、スペクトラム時間変化画像から最大流速(スペクトラムの辺縁部)を自動トレースする処理及びトレース波形をもとに心拍周期や特徴量を自動検出する処理(Auto Trace Heartbeat Det.)がある。この出力データを利用してドプラ自動計測(Doppler Auto Calc.)し、計測結果を画像とともに数値表示する。今回開発した自動時間軸スケール処理(Auto Time Scale Proc.)は自動心拍周期検出処理出力をもとに IQ 信号メモリの読出し時相と時間幅を制御し、またそれに伴う画質補正のためドプラ画像処理部も制御する。

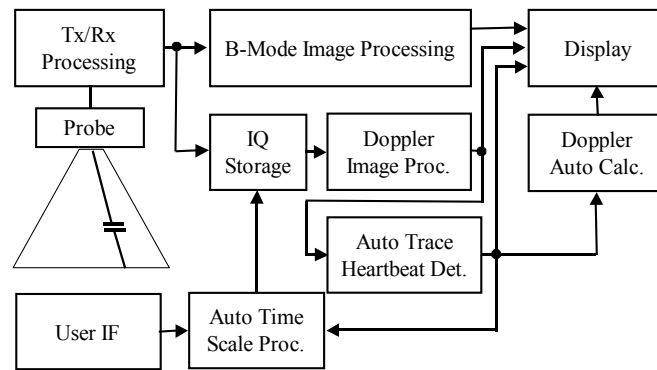
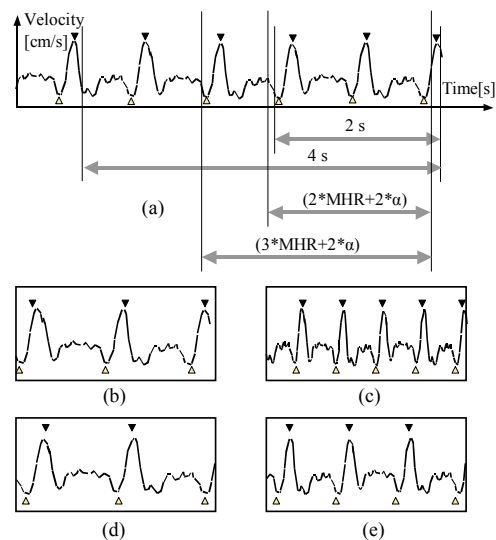


Fig.3-50 自動時間軸スケール機能の概要

2. 自動時間軸スケール機能

表示時間枠内に必要心拍数のスペクトラムドプラ画像が入るように、心拍周期に応じて時間軸スケールを拡大縮小することを以降自動時間軸スケール機能と呼ぶ。Fig.3-51 は従来方式(自動時間軸スケール機能オフ)と新方式(自動時間軸スケール機能オン)のドプラトレース波形と IQ 信号メモリの読出し領域の模式図である。



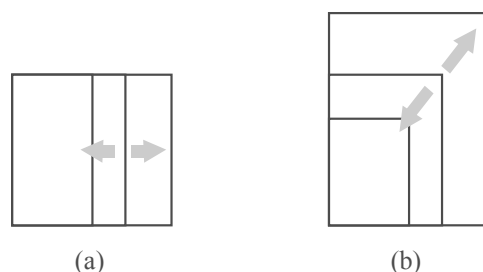
- (a) 頸動脈の自動トレース波形 (b) 従来方式：時間軸 2s
 (c) 従来方式：時間軸 4s (d) 新方式：最寄の 2 心拍
 (e) 新方式：最寄の 3 心拍

Fig.3-51 スペクトラム画像の時間軸表示法

Fig.3-51(a)の横軸は時間、縦軸は速度で、▼は PSV, △は EDV を示す。MHR は平均心拍周期である。波形の右端が現在(最新時刻)であり、従来方式では Fig.3-51(b),(c)に示すように現在から過去 2s 間,4s 間のスペクトラムドプラー画像を表示していた。これに対し新方式では Fig.3-51(d),(e)に示すように最寄りの 2 心拍,3 心拍の画像を表示する。その際、心拍周期の起点に EDV などの時相を選択することができ、その起点の前後に平均心拍周期の $\alpha\%$ の予備領域を持たせる設定も可能である。

3. スペクトラムドプラー画像補正処理の検討

Fig.3-52 にスペクトラムドプラー画像を構成する画素の時間-周波数分解能を模式的に示す。横軸が時間、縦軸が周波数である。単純に時間軸を拡大縮小した場合には Fig.3-52(a)のように縦軸(周波数軸)方向は変化せず、横軸(時間軸)方向のみ変化する。これに対して、例えば時間と周波数の分解能の比率を一定に保つように FFT スペクトラム処理部の制御をおこなうと Fig.3-52(b)のように相似変化をさせることも可能となる。



(a) 表示メモリ操作による画素の拡大縮小変化
(b) IQ メモリ操作による画素の拡大縮小変化

Fig.3-52 STFT での時間/周波数分解能

スペクトラムドプラー信号処理は短時間フーリエ変換(STFT)[48-50]なので、FFT の窓関数の幅 W_n 、時間シフト(FFT の入力時間間隔) S_n を操作することで時間-周波数分解能を制御できる。通常の画像メモリ(表示メモリ)では時間軸の単純な拡大縮小しか実現できないが、IQ 信号メモリの再読出し機能を用いることによって FFT スペクトラム処理部パラメータを変更して再計算することができ画質補正が可能となる。Fig.3-53 に窓関数 W_n を時間間隔 S_n ずらしながらサンプリングする STFT の入力関数を示す。縦軸は振幅であり、横軸はサンプリング周期

(1/fs)で正規化した時間である。このシフト周期ごとに窓幅で切出された IQ データをフーリエ変換する。

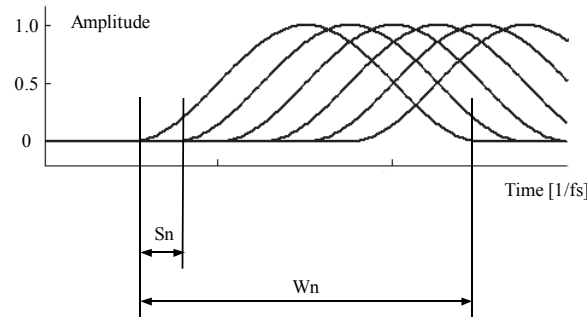


Fig.3-53 STFT のシフトサンプリング

FFT スペクトラム処理部の入力は、周期 S_n を持つシャー関数と窓関数 W_n の畳み込みなので、入力信号を $x(n)$ とすると時間軸でのサンプリング関数は式(3-9)になる。

$$x(n) * W(n - k * S_n) \quad (3-9)$$

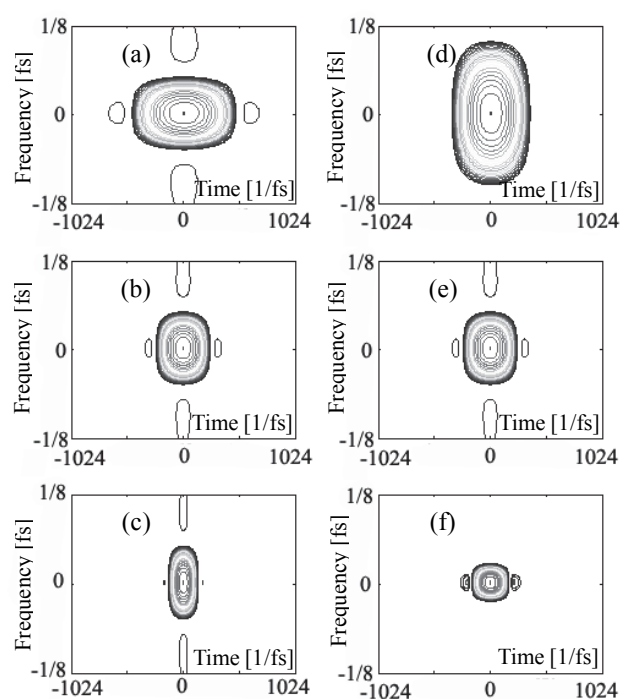
これを離散フーリエ変換すると式(3-10)になる。

$$\begin{aligned} X_{k*S_n}(\exp(j\omega)) \\ = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n) * W(n - kS_n) * \exp(-jn\omega) \end{aligned} \quad (3-10)$$

ここで $W(n-k*S_n)$ は、時間-周波数分解能を決めるフィルタバンクの伝達関数に相当する。縦軸は時間窓 W_n で決まる周波数特性となり、横軸は時間窓 W_n の空間周波数特性とシフト S_n によるサンプリング特性の掛け算結果を逆フーリエ変換した特性となる。

Fig.3-54 に W_n , S_n の制御による時間-周波数分解能の計算結果を示す。これは時間-周波数の二次元標本化関数であり、短時間の正弦波入力による応答(以降 PSF と呼ぶ)に相当する。Fig.3-54 の等高線の間隔は 2dB でありピークから -40dB までの PSF を表しているが、実際の表示ではパワースペクトラム圧縮や階調補正の影響を受け形状が若干変化する。なおここではゼロ埋めし窓幅を調整した Hamming 関数と 256 点 FFT を用いて計算をおこなった。Fig.3-54(a)～(c)は W_n , S_n を固定し表示メモリで時間軸拡大縮小した時の PSF である。これに対して Fig.3-54(d)～(f)は時間軸拡大縮小に応じて時間-周波数分解能比を一定にする補

正をした時の PSF である。Fig.3-54(b),(e)を基準条件とした場合、Fig.3-54(a),(d)は時間軸を 2 倍に拡大したもの、Fig.3-54(c),(f)は時間軸を 50%に縮小したものである。この結果から、Fig.3-54(a)～(c)は PSF の時間分解能のみが変化するのに対して、Fig.3-54(d)～(f)は時間分解能に連動して周波数分解能も変化するため相似に近い状態で PSF が変化していることがわかる。



- (a) 表示メモリ操作による標本化関数：拡大時
- (b) 表示メモリ操作による標本化関数
- (c) 表示メモリ操作による標本化関数：縮小時
- (d) IQ メモリ操作による標本化関数：拡大時
- (e) IQ メモリ操作による標本化関数
- (f) IQ メモリ操作による標本化関数：縮小時

Fig.3-54 時間/周波数分解能の制御例

4. シミュレーションによる画質確認

超音波診断装置 SSA-770A (東芝メディカルシステムズ社), プローブ PLT-604AT(6.0MHz リニア)を使用し PRF 5kHz の PWD モードで頸動脈データを収集した。収集した IQ データを入力とし今回開発した時間軸スケール処理の試作ソフトシミュレータで評価した。ソフトは MATLAB (MathWorks 社, V6.0R13) を使用した。シミュレーションの条件として、心拍周期基準は PSV 時相, $\alpha=50\%$, 計測心拍数は 1, 2, 4 とした。

Fig.3-55 に IQ データから生成した頸動脈血流のスペクトラムドプラ画像を示す。縦軸は流速, 横軸は時間である。心拍周期を自動検出後、最寄り(現在に一番近い時相)の必要心拍区間を自動的に切出している(縦の白線で示す時相)ことがわかる。Fig.3-55 中 IQ 信号メモリの読出し終了点は時刻 4.3 秒であり、この時刻を基点に過去 1, 2, 4 心拍分の時間を切出している。

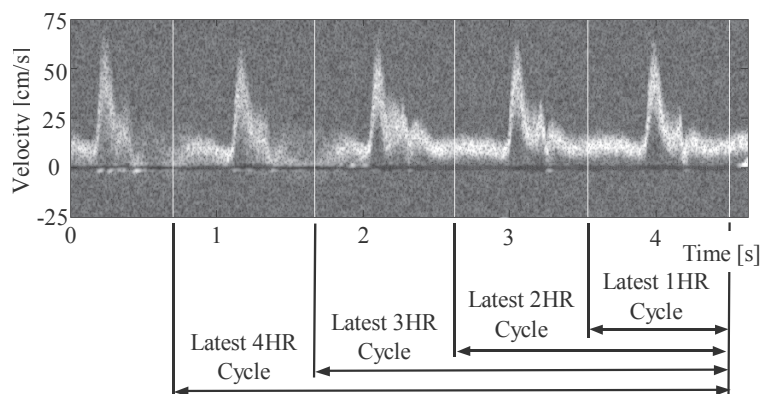
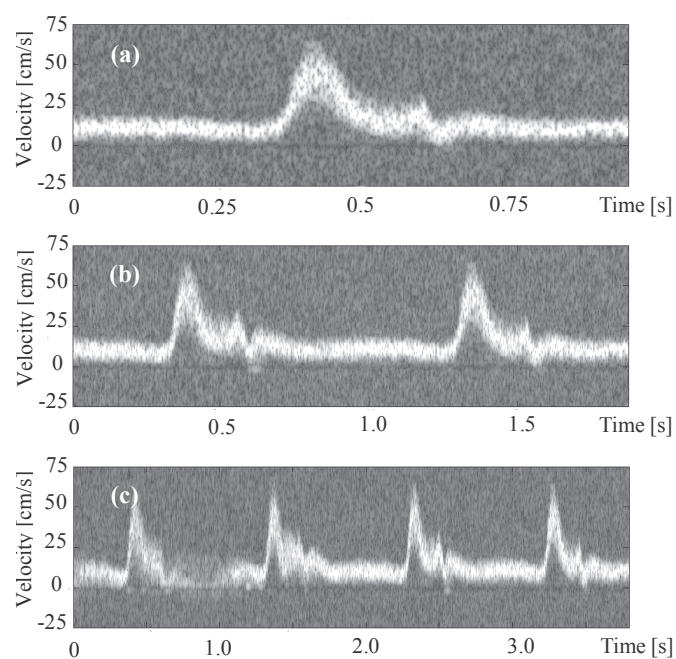


Fig.3-55 頸動脈のスペクトラム画像と読出区間

上記 3 種類の時間軸変化に対して、画質補正有無のスペクトラムドプラ画像を Fig.3-56, Fig.3-57 に示す。

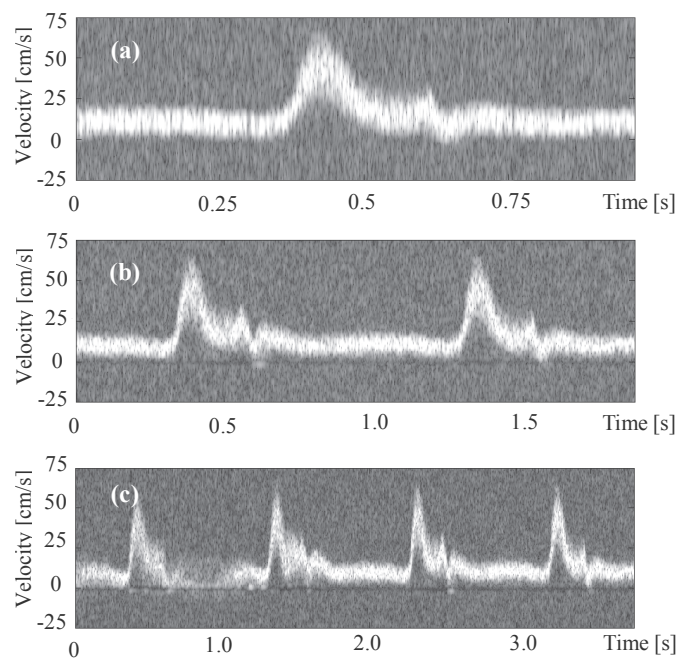
Fig.3-56 は画質補正しない(表示メモリでの拡大縮小方式)画像であり、周波数分解能が一定で時間分解能のみ変化する。 Fig.3-56(a)は 1 心拍周期、Fig.3-56(b)は 2 心拍周期、Fig.3-56(c)は 4 心拍周期である。Fig.3-56(b)を基準に Fig.3-56(a)は時間軸を約 2 倍に拡大したものであり、Fig.3-56(c)は約 50%に縮小したものである。シミュレーションで表示メモリと等価な画像を得るため、FFT スペクトラム処理で W_n を固定し S_n のみ変化させた。その結果 Fig.3-54(a)～(c)の表示メモリでの時間軸拡大縮小と同様に周波数分解能は変化せず、時間分解能のみ変化するため拡大時には横長、縮小時には縦長のスペクトラムドプリア画質になることがわかる。

Fig.3-57 は、画質補正した画像であり、時間分解能に連動して周波数分解能が変化していることがわかる。Fig.3-56 同様、Fig.3-57(a)は 1 心拍周期、Fig.3-57(b)は 2 心拍周期、Fig.3-57(c)は 4 心拍周期である。Fig.3-57(b)を基準に Fig.3-57(a)は時間軸を約 2 倍に拡大したものであり、Fig.3-57(c)は約 50%に縮小したものである。例えば時間軸拡大では速い血流変化を捉えるのが本来の目的と考えられるので、時間分解能を優先するため W_n を小さくする。周波数分解能は下がるが時間分解能が上がるため、Fig.3-57(a)では周波数変化に対する追従性が良くなる。逆に時間軸縮小では時間分解能は下がるが、Fig.3-56(c)に比べ Fig.3-57(c)では周波数分解能が上がり S/N 比も良くなっていることがわかる。またこのように W_n , S_n 両方を制御することで、スペクトラムドプリア画像の画質が均質(縦横の分解能比が一定)に拡大縮小していることがわかる。



(a) 1 心拍周期：拡大時 (b) 2 心拍周期 (c) 4 心拍周期：縮小時

Fig.3-56 表示メモリ操作による時間軸の拡大縮小画像



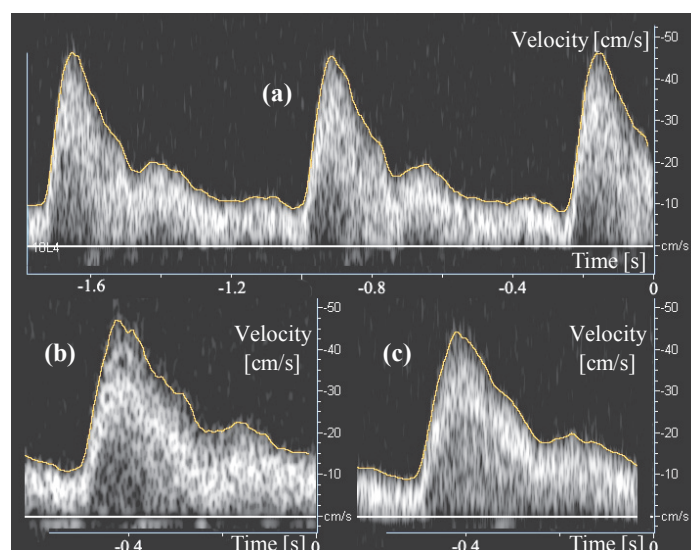
(a) 1 心拍周期：拡大時 (b) 2 心拍周期 (c) 4 心拍周期：縮小時

Fig.3-57 IQ メモリ操作による時間軸の拡大縮小画像

5. 考察

スペクトラムドプラ画像の拡大縮小に伴う画質補正処理シミュレーションで画質補正効果が確認できたが、ドプラ計測で使用するドプラトレース波形そのものにどのような影響を及ぼすのか超音波診断装置 (SSA-770A)を用いて評価した。単純に時間軸を拡大縮小する方式と時間-周波数分解能を最適化する方式を比較した結果、時間軸縮小時にはオートトレース波形に大差は見られなかったが時間軸拡大時には後者(時間-周波数分解能を最適化する方式)のほうが滑らかな波形が得られることがわかった。

Fig.3-58 に実際の超音波診断装置で得られた頸動脈のスペクトラムドプラ画像とオートトレース波形を示す。Fig.3-58(a)はスweep速度約 2 秒のスペクトラムドプラ画像とオートトレース波形である。



- (a) 頸動脈のスペクトラム画像と自動トレース波形
- (b) 表示メモリ操作による時間軸拡大画像とトレース波形
- (c) IQ メモリ操作による時間軸拡大画像とトレース波形

Fig.3-58 ドプラ自動トレース波形への影響

Fig.3-58(b),(c)はスweep速度を上げ(約 1 秒)時間軸を拡大した画像である。Fig.3-58(b)は Fig.3-58(a)と同じ周波数分解能で、時間軸のみ拡大する設定

(Fig.3-56 の制御に相当)で得られた画像である。Fig.3-58(c)は Fig.3-58(a)に比べ周波数分解能の劣化があるが時間分解能を上げる設定(Fig.3-57 の制御に相当)で得られた画像である。なお、Fig.3-58(a),(b),(c)の画像収集時には同じ装置設定条件(オートトレースの閾値, 時間軸平滑化定数など)を用いた。これらの画像を比較すると、時間軸拡大時のオートトレース波形については Fig.3-58(b)よりも Fig.3-58(c)のほう滑らかなことがわかる。この原因として Fig.3-58(b)の場合、単純に時間軸を拡大するため Fig.3-58(a)のスペクトラムの黒く抜けた部分がそのまま時間方向に拡大されトレース波形の変動が大きくなることが考えられる。スペクトラムドプラ画像も含め Fig.3-58(b)よりも Fig.3-58(c)のほうがスペクトラム辺縁の速い変化を滑らかに(時間分解能良く)捉えており、ドプラ計測精度の向上に繋がることが考えられる。

6. まとめ

従来ドプラ計測では時間軸タイムカーソルを使った煩雑な手動操作をおこなっていたが、今回負荷低減を目的としドプラトレース波形から心拍周期を自動検出し必要心拍数を最適表示する自動時間軸スケール処理を開発した。また、この処理での時間軸の拡大縮小にスペクトラムドプラ画像の時間-周波数分解能を考慮した IQ データからの再構成処理の検討をおこなった。シミュレーションで試作ソフトの機能確認と画質確認をおこない良好な結果が得られた。今後、製品化を目指して操作性, 画質調整用のパラメータ最適化の検討を進めていく予定である。

参考文献

- [1] Jennifer Lissauskas et al., "The relation of the peak Doppler E-wave to peak Mitral annulus velocity ratio to diastolic function", *Ultrasound in Med. & Biol.*, Vol.27, No.4, pp.499-507 (2001)
- [2] 大木崇,大石佳史,石本武男, "心筋組織ドプラ法", *J Med Ultrasonics*, Vol.30, No.5, pp.639-650 (2003)
- [3] Jorgen Arendt Jensen, "Estimation of Blood Velocities Using Ultrasound A Signal Processing Approach", Cambridge University Press, 1996 pp.146-153
- [4] 宮脇一男, "雑音解析", 朝倉書店, 1978 pp.14-23
- [5] 笠原芳郎, "情報理論と通信方式", 共立出版株式会社, 1976 pp.204-211
- [6] 南茂夫,河田聡, "科学計測のためのデータ処理入門", CQ 出版社, 2002, pp.166-169
- [7] 日本物理学会編, "計算機による物理実験データ処理", サイエンス社, 1978 第4版 pp.88-92
- [8] 伊達玄訳, A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer ", デジタル信号処理", 電気通信学会, コロナ社, 1981 第9版 pp.45-48
- [9] V.Cappellini, A.G. Constantinides, P.Emiliani, "Digital Filters and their applications", Academic Press, 1978, London pp.166-184
- [10] 菅原基晃, "超音波ドプラのための血流入門", エム・エス・プレス, 1998
- [11] 木村豊,富山博史等, "超音波パルスドプラ法による大動脈血流伝播速度の測定と臨床的有用性に関する検討", *J Med Ultrasonics*, Vol.29, No.1, pp.322- 327 (2002)

- [12] 杉本邦彦,岩瀬正嗣等, "市販データベースソフトとパーソナルコンピュータ
利用による心エコー図検査レポート作成と施設内正常値評価", J Med
Ultrasonics, Vol.28, No.7, pp.979-985 (2001)
- [13] Helen F. Routh, Charies W. Powrie Jr., Roy B. Peterson, Advanced Technology
Laboratories Inc., "CONTINUOUS DISPLAY OF PEAK AND MEAN BLOOD
FLOW VELOCITIES ", United States Patent, US005287753A, Feb.22, 1994
- [14] Lee Weng, Siemens Medical Systems, Inc., " METHOD AND SYSTEM FOR
AUTOMATIC MEASUREMENTS OF DOPPLER WAVEFORMS ", United States
Patent, US005647366A, Jul. 15, 1997
- [15] Larry Y. L. Mo, David D. Becker, Kevin Mc Cann, Masayoshi Honda, Shinichi
Ishiguro, General Electric Company, "METHOD AND APPARATUS FOR
AUTOMATIC TRACING OF DOPPLER TIME-VELOCITY WAVEFORM
ENVELOPE ", United States Patent, US005935074A, Aug. 10, 1999
- [16] Takuya Sasaki, Ryoichi Kanda , Kabushiki Kaisha Toshiba, "ULTRASOUND
DOPPLER DIAGNOSTIC APPARATUS", United States Patent, US006050948A,
Apr. 18, 2000
- [17] 松井弘樹,小池弘人,本岡正彦,藤田晴康,鈴木忠,横山知行, "心臓超音波検査法
トレーニングプロトコールの評価－正確性と再現性について－", J Med
Ultrasonics, Vol.29, No.6, pp. 537-544 (2002)
- [18] Andrew Walker, Eva Olsson, Bengt Wranne, Ivar Ringqvist, Per Ask,
"ACCURACY OF SPECTRAL DOPPLER FLOW AND TISSUE VELOCITY
MEASUREMENTS IN ULTRASOUND SYSTEMS", Ultrasound in Med. & Biol.,
Vol.30, No.1, pp.127-132 (2004)
- [19] 馬場達朗,大内義昭, "タグチメソッドの超音波ドプラ製品開発への応用-診
断部位毎のドプラオートトレース性能の最適化-", QES2004 第 12 回品質工学
研究発表大会論文集, pp.412-415 (2004)

- [20] A.H.Al-Khalidi, M.E.Lewis, J.N.Townened, R.S. Bonser, J.H. Coote, "A Novel and Simple Technique to Allow Detection of the Position of R Waves from Intraventricular Pressure Waveforms: Application to the Conductance Catheter Method: ", IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING, VOL.48, No.5, pp.606-610 (2001)
- [21] 高谷節雄, "光オキシメトリーの理論的背景と現状・将来", 光学, 30 卷, 10 号, pp.644-650 (2001)
- [22] Andrew Walker, Eva Olsson, Bengt Wranne, Ivar Ringqvist, Per Ask, "TIME DELAYS IN ULTRASOUND SYSTEMS CAN RESULT IN FALLACIOUS MEASUREMENTS ", Ultrasound in Med. & Biol., Vol.28, No.2, pp259-263 (2002)
- [23] Daniel C. Schmiesing, Helen F. Routh, Bruce A. Kincy, Marshall T. Robinson, Advanced Technology Laboratories,Inc., "CONTINUOUS DISPLAY OF CARDIAC BLOOD FLOW INFORMATION", United States Patent, US005634465A,Jun.3,1997
- [24] John P. Scheib, Sheng-Tz Lin, Dasonics Ultrasound Inc., "PROCESSING VELOCITY INFORMATION IN AN ULTRASONIC SYSTEM", United States Patent, US005628321A, May 13, 1997
- [25] 小峯繁,富士電機株式会社, "超音波ドプラ診断装置", 公開特許公報, 特開平 9-322897, 1997.12.16
- [26] Kuei-Chiang Lai, John J. Shynk, "A Successive Cancellation Algorithm for Fetal Heart-Rate Estimation Using an Intrauterine ECG Signal", IEEE TRANSACTION ON BIOMEDICAL ENGINEERING, Vol.49, No.9, pp.943-954 (2002)
- [27] Jing Deng, Alex G. Birkett et al., "CONVERSION OF UMBILICAL ARTERIAL DOPPLER WAVEFORMS TO CARDIAC CYCLE TRIGGERING SIGNALS", Ultrasound in Med. & Biol., Vol.27, No.1, pp51-59 (2001)
- [28] JIAPU PAN and WILLIS J TOMPKINS, "A Real-Time QRS Detection Algorithm", IEEE TRANSACTION ON BIOMEDICAL ENGINEERING, Vol.32, No.3, pp.230-236 (1985)

- [29] Shuicai Wu, Yongxian Qian, Zhiyong Gao, Jiarui Lin, "A Novel Method for Beat-to-Beat Detection of Ventricular Late Potentials", IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING, Vol.48, No.8, pp.931-935 (2001)
- [30] 馬場達朗,株式会社東芝, "超音波ドプラリアルタイムオートトレース診断装置", 公開特許公報 P2003-284718, 2003.10.07
- [31] Juerg Tschirren, Ronald M. Lauer, Milan Sonka, "Automated Analysis of Doppler Ultrasound Velocity Flow Diagrams", IEEE TRANSACTIONS ON MEDICAL IMAGING, VOL.20, No.12, pp.1422-1425 (2001)
- [32] JORGEN ARENDT JENSEN, "ESTIMATION OF BLOOD VELOCITIES USING ULTRASOUND -A SIGNAL PROCESSING APPROACH-", CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, New York, 1996, pp.179-181
- [33] Sandy F.C.Stewart, "Effects of transducer, velocity, Doppler angle, and instrument settings on the accuracy of color Doppler ultrasound", Ultrasound in Med. & Biol., Vol.27, No.4, pp.551-564 (2001)
- [34] Lorenzo Capineri, Macro Scabia and Leonardo Masotti, "A Doppler system for dynamic vector velocity maps", Ultrasound in Med. & Biol., Vol.28, No.2, pp.237-248 (2002)
- [35] Robin Steel and Peter J.Fish, "Error propagation bounds in dual and triple beam vector Doppler ultrasound", IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, Vol.49, No.9, pp.1222-1230 (2002)
- [36] Lee Weng, Siemens Medical Systems Inc., " Method and system for automatic measurements of Doppler waveforms", USP5647366, Jul.15, 1997
- [37] Bhaskar S. Ramamurthy, George R. Sutherland, Acuson Corporation, "Doppler energy-related parameters in an ultrasound imaging system", USP5871447, Feb.16, 1999
- [38] John P. Scheib, Sheng-Tz Lin, Dasonics Ultrasound,Inc., " Processing velocity information in an ultrasonic system", USP5628321, May.13, 1997

- [39] ラリー・ワイ・エル・モー, ゼネラル・エレクトリック・カンパニー, "ドップラー超音波スペクトル写真のための速度スケールおよびパルス繰返し数の自動調整", 公開特許 特開 2000-197634, 2000.7.8
- [40] Stein Inge Rabben et al., "Ultrasound-based vessel wall tracking: an auto-correlation technique with RF center frequency estimation", *Ultrasound in Med. & Biol.*, Vol.28, No.4, pp.507-517 (2002)
- [41] Jorgen Arendt Jensen, "A new estimator for vector velocity estimation", *IEEE transaction on UFFC*, Vol.48, No.4, pp.886-894 (2001)
- [42] H.J.Nitzpon, J.C.Rajaonah, et al., "A new pulsed wave Doppler ultrasound system to measure blood velocities beyond the nyquist limit", *IEEE transactions on UFFC*, Vol.42, No.2, pp.265-279 (1995)
- [43] Quan Chen, Anthony L. Gerig, et al., "Correlation of RF Signals During Angular Compounding", *IEEE transactions on UFFC* Vol.52, No.6, pp.961-970 (2005)
- [44] 山田直幸,鈴木達也,稲垣伸吉, "確立的切り替えを伴う ARX モデルのパラメータ推定方", 計測自動制御学会論文集, Vol.41, No.9, pp.754-762 (2005)
- [45] 木村,藤井,森, "ロバスト制御", 1994, コロナ社
- [46] K.Zhou, J.Doyle, K.Glover 劉, 羅共訳, "ロバスト最適制御", 1997, コロナ社
- [47] 小峯繁,富士電機株式会社, "超音波ドプラ診断装置", 公開特許公報 特開平 9-322897, 1997.12.16
- [48] 貴家仁志, "マルチレート信号処理", 昭晃堂, 1995, pp.149-157
- [49] 榊原進, "ウェーブレットビギナーズガイド", 東京電気大学出版局, 1995, pp.23-24
- [50] Ronald N. Bracewell, "The Fourier Transform and its Applications", McGRAW-HILL International Editions, 2000, pp.489-494

第4章 品質工学的手法によるロバスト設計と最適化

広範囲の科学技術分野に共通で、しかも長期に使える機能性の評価方法として品質工学(欧米ではタグチメソッドと呼ばれている)が注目されている[1]。古くは多変量解析、実験計画法など統計分野として利用されていたが、現在は品質工学的手法として体系化されている。この品質工学の目的のひとつに R&D の仕事の生産性、すなわち開発のスピードを改善することがある。

Fig.4-1 に超音波診断装置の開発/製品化プロセスを示す。おおまかに、調査、開発、試作、製品化、市場の 5 つのプロセスに分類した。従来は、装置の一般的な使用時の標準条件を想定し開発/設計していたので、試作評価時や市場出荷後に多くの想定外の不具合や改善要望が発生していた。これらの不具合や改善要望を繰返し解決してくモグラ叩きの開発をおこなっていた。今回は、調査と開発のフェイズで真のユーザーニーズと市場環境で予測される変動範囲を十分に調査し要求仕様と目標性能を作成した。こうしたロバスト設計を開発上流でおこない完成度を高くして後戻りを減らす開発を試みた。

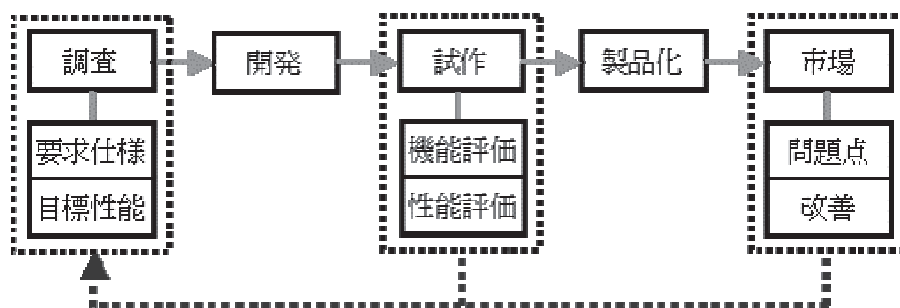


Fig.4-1 超音波診断装置の開発プロセス

また、今回開発したドプラ自動化に関する信号処理は超音波診断装置内のDSPや本体OS(Windows)上のソフトウェアで実現するため、処理アルゴリズムを部品(DLL)化しシミュレーションにより試作性能評価を比較的容易におこなえるメリットがある。Fig.4-2に今回開発したシミュレーション評価ツールの概念を示す。従来の開発方法では試作完了後、製品化のフェイズで数ヶ月にも及ぶユーザー評価を実施し問題点や画質調整と呼ばれるパラメータ最適化をカット

アンドトライでおこなっていた。今回は市場で起こりうる最悪条件を想定した膨大な入力データ(Fig.4-2 中の誤差因子を考慮した収集データに対応する)をもとに、制御パラメータ(画質や性能を調整するパラメータ)を全ての組合せで操作する自動評価システムを構築した。例えば制御パラメータが 7 種類各 3 水準ある場合には、通常の実験計画では 2000 通り以上の試行を要するが、品質工学の L18 直交表に基づく実験解析では僅か 18 回の実験で済む。品質工学の感度(平均値)と SN 比(ばらつき)の要因効果分析を用いることによって、各パラメータの寄与度や最適なパラメータの組合せが導き出せ、開発時間の短縮が可能となる。

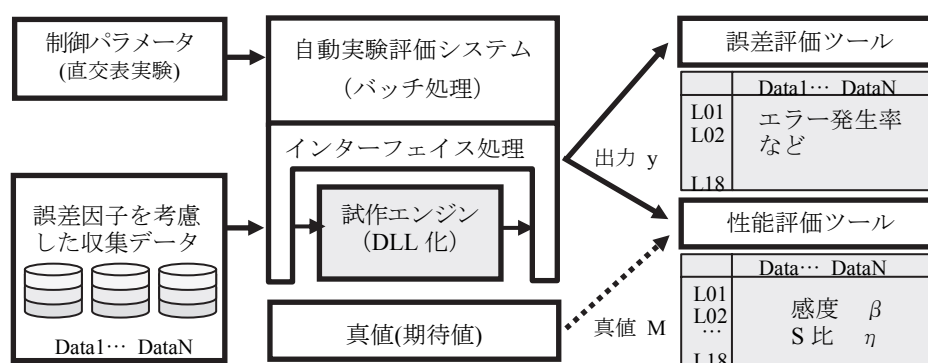


Fig.4-2 シミュレーション評価ツールの概念

今回は真値(あるいは期待値)と出力を望目特性, 望小特性, 動特性などの評価基準をもとに、自動評価システム(バッチ処理)で自動的に性能評価, 誤差評価をする機能も評価ツールに組込んだ。こうした試みは品質工学会でも初めての試みであり注目を浴びている。

本章では、特に診断部位や被検者のばらつきを想定した膨大なデータを必要とする自動トレース, 自動心拍周期検出, 自動速度レンジ/オフセット調整の各要素技術について、アルゴリズムの開発当初よりロバスト設計と品質工学的手法による最適化を念頭に入れ開発を進めてきた。

第1節 自動トレース信号処理への適用

1. 現状の問題点

Fig.4-3 に内頸動脈スペクトラムドプラ画像と閾値を3段階変化させた時のオートトレース波形を示す。スペクトラムドプラ画像は、血管内を移動する血液(主に赤血球)からの反射信号の速度分布の変化を表す。横軸が時間、縦軸がドプラ偏移に対応した速度、輝度は各時刻のスペクトラム強度に対応する。血管内の血流速度分布等でスペクトラムは広がりを持つため、臨床的にはスペクトラムのエンベロップに対応した最大流速の時間変化が計測診断に多く用いられている[2,3]。Fig.4-3 の(A)は閾値が低すぎる場合、(B)は閾値が最適な場合、(C)は閾値が高すぎる場合のオートトレース波形をそれぞれ示している。

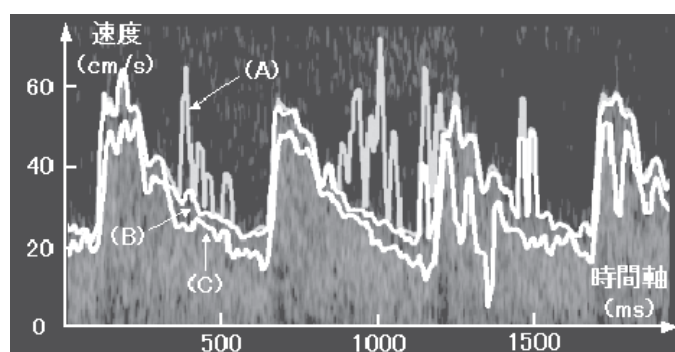


Fig.4-3 内頸動脈のオートトレース波形

ユーザはスパイクノイズを減らしてできるだけ正確な流速(スペクトラムの辺縁)が得られるトレース波形を要望している。ところが従来の装置ではドプラ感度の悪い診断部位では最適な閾値が設定できない、比較的ドプラ感度の良い診断部位でも急峻な変動を持つスペクトラム画像ではトレースが不安定になるなどの問題があった。従来のドプラオートトレースの問題点を分析し、新アルゴリズムを最適化するため信号処理システムの試作シミュレータを開発した。

2. 評価ツールの開発

2-1. 試作シミュレータ

Fig.4-4 に評価ツールの概要を示す。超音波診断装置で収集されたデータは、実線の流れに従って処理されオートトレース波形として出力される。またもう一方で同じ収集データから、破線の流れに従い熟練した検者(ソノグラファ)によって期待値が得られている。本ツールは、新信号処理アルゴリズムを持つ試作ソフトを部品化した部分に加えて、後述する L18 直交表に基づいて割り付けたパラメータ組合せでオートトレース波形を生成するバッチ処理部分、期待値と比較して各条件下での SN 比： η と感度： β を評価する部分、トレースエラー発生率を自動評価する部分から構成されている。ドプラオートトレース信号処理部は、超音波診断装置内の DSP のファームウェアに実装されるため、製品試作ソフトを DLL 化し部品として評価ツールに組み込んだ。

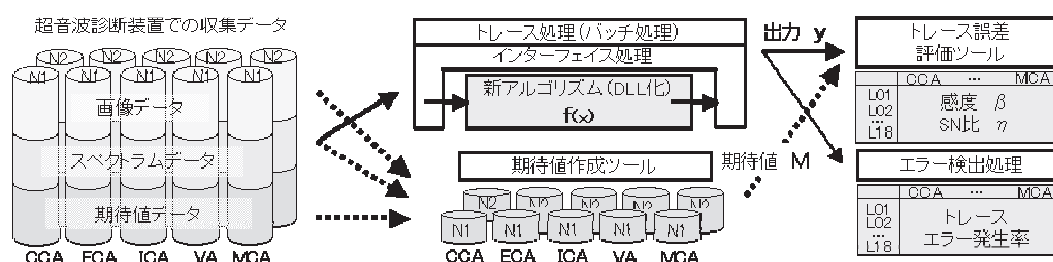


Fig.4-4 評価ツールの概要

2-2. 期待値

真値と測定値の一致が基本機能となるが、診断部位や被検者によって血流波形やドプラ感度が変化し現実的には困難なため、熟練した検者(ソノグラファ)の作った期待値が得られることをもって改善度を判断する。一般的に、超音波ドプラ診断装置の性能評価や校正をおこなう際に、測定対象として流体ファントムやワイヤーファントムを用いる。前者は擬似血液をポンプで循環させるため流体速度が不安定になりやすいため主にドプラ感度を評価するのに用いられる。後者は水中に張ったワイヤーをモータで移動させるものでワイヤーの反射が強くドプラ感度測定には向かないが、速度が既知なことから主にドプラ速度計測の校正用に用いられている[4]。

Fig.4-5 にドプラワイヤーファントム(速度が既知)のトレース波形を用いて、超

音波ドプラの血流計測でよく使われる PS 値(各心拍周期中の最大速度)を 20 心拍測定した例を示す。また、この時の PS 位置での真値は 20[cm/s]であり、測定結果の分布を Fig.4-6 に示す。

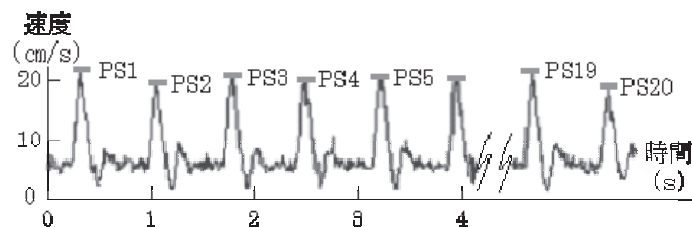


Fig.4-5 ドプラオートトレース波形と PS 値

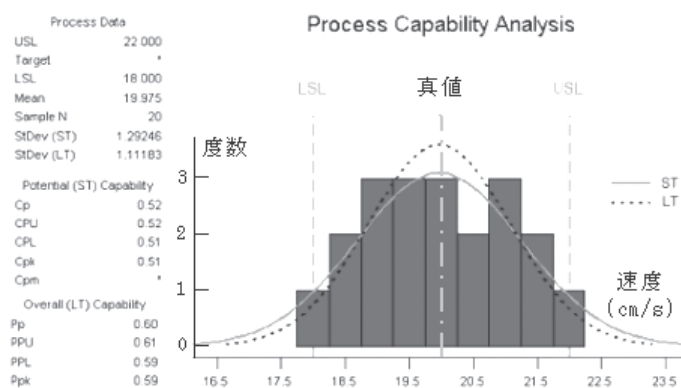


Fig.4-6 PS 値のヒストグラム

ドプラオートトレースの PS 値の計測精度は、ファントムのワイヤーの移動速度最大値(20cm/s)±10%の精度基準に対して、平均工程能力 Cpk が 0.51 程度となった。これは、20 心拍中 17 回は目標範囲に入ることを意味する。

$$Cpk = \min \left[\frac{|USL - Mean|}{3 * StDev}, \frac{|LSL - Mean|}{3 * StDev} \right] \quad (4-1)$$

ここで、USL は目標値の上限、LSL は目標値の下限、Mean は平均値、StDev は標準偏差である。

この実験は PS 値の絶対精度を評価したものだが、実際にドプラオートトレースを使う顧客は、PS 値の計測だけでなく血液の流量や血管の硬さ等を計測するためエンベロープ波形全体が安定してトレースできることを必要としている。そこで今回はオートトレース練達のソノグラフィに診断部位/被検者毎の期待値(波形全体)を作成してもらい評価した。

3. タグチメソッドの適用

超音波診断装置は東芝製 SSA-770A を使用した。試作ソフトウェアを C 言語で作成/部品化し、MathWorks 社の MATLAB(V6.0R12)ソフトに組込んでシミュレーションをおこなった。

3-1. 評価特性

オートトレース波形と期待値が一致するように、トレース処理の諸条件を最適化するのが今回の目的である。そこで、評価特性としては出力 y (時刻毎のオートトレース波形の最大流速値)が、期待値 M と一致するという動特性を使った。期待値は熟練した検者の作成したトレース波形を使用し、600 水準とした。

$$y = \beta M \quad (4-2)$$

なお、この動特性評価に加えて無視出来ない品質特性としてトレースエラー発生率(望小特性)も評価した。

3-2. 誤差因子

頭頸部の 5 種類の動脈(総頸動脈 CCA, 内頸動脈 ICA, 外頸動脈 ECA, 椎骨動脈 VA, 中大動脈 MCA)のそれぞれにつき検討した。被検者は疾患のないボランティア 12 人で、約 10 心拍の画像データとスペクトラムデータを、同一検者の手技のもとで収集し、エンベロープ誤差(期待値からのズレ)とトレースエラー発生率を複数被検者の属性と結びつけて、誤差因子の検討をおこなった。

ドブラ感度が良くオートトレース波形が安定してとれる人 N1(脂肪厚：薄い、年齢：高い)と、とれない人 N2(脂肪厚：厚い、年齢：低い)の 2 データを選択し誤差因子とした。頭頸部の動脈 5 水準と誤差因子 2 水準で計 10 種類の解析用データを検討に使用した。

3-3. 制御因子と L18 直交表への割付

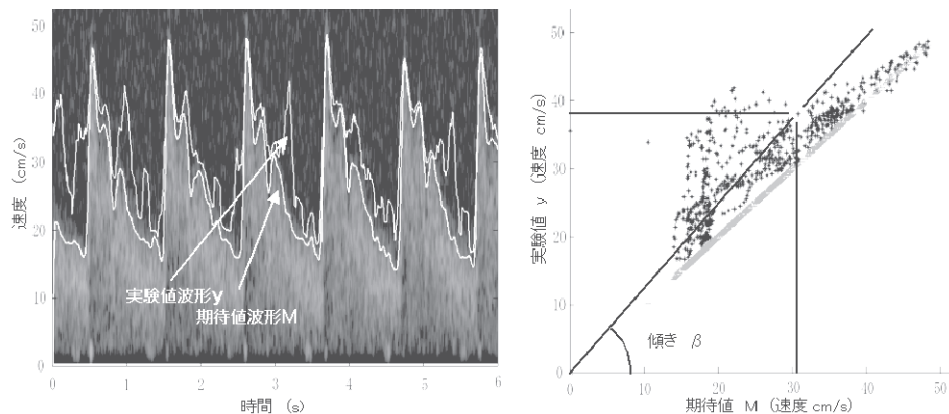
新アルゴリズムに関する制御パラメータは A~H の 8 個とし、A を 2 水準、B~H を 3 水準とした。Table4-1 に L18 直交表の組合せを示す。内頸動脈データをもとに初期条件を決め、その初期条件下で各パラメータを個々に変化させ制御範囲の上限/下限水準を決めた。

Table 4-1 制御因子と水準 (網部は初期条件)

因子 \ 水準	1	2	3
A: オートトレース閾値設定方式	従来	新	—
B: オートトレース閾値	低	中	大
C: 時間軸平滑化处理	弱	中	強
D: 周波数軸平滑化处理	弱	中	強
E: 信号レベルホールド時定数	短	中	長
F: ノイズレベルホールド時定数	短	中	長
G: 辺縁部ノイズレベル補正	弱	中	強
H: トレース可否判別レベル	低	中	高

3-4. L18 直交表に基づく実験

5 つの診断部位について N1,N2 の解析用データを用いて、新アルゴリズムを実行した結果から動特性の SN 比と感度 β を求めた。同時にトレースエラー発生率も自動評価手法で求めた。Fig.4-7(a)にトレース波形の期待値Mと L18 直交表の No.6 条件のトレース波形 y を示す。各時刻の期待値と実験値をもとに、Fig.4-7(b)に横軸が期待値、縦軸が実験値の分布図を示す。



(a) 椎骨動脈のトレース波形

(b) プロット図

No.6 条件の波形 y (上)と期待値波形M(下)

実験値(*)と期待値(Δ)

Fig.4-7 測定データとプロット図

3-5. 動特性の SN 比の導出

今回の評価特性の場合、誤差因子の水準 N1 と N2 では、それぞれ 600 水準ある信号因子の水準範囲がずれている。そこで、誤差因子は 1 水準、信号因子は 1200 水準、即ち $SN_{\times\beta}=0$ として動特性の SN 比を以下の計算式を用いて算出した[5]。

データ：

誤差因子	M ₁	M ₂	...	M ₁₂₀₀
N1	y ₁₁	y ₁₂	...	y ₁₁₂₀₀

$$S_T = y_{11}^2 + y_{12}^2 + \dots + y_{11200}^2 \quad (f = 1200)$$

有効除数の計算：

$$r = M_1^2 + M_2^2 + \dots + M_{1200}^2$$

線形式の計算：

$$L1 = M_1 * y_{11} + M_2 * y_{12} + \dots + M_{1200} * y_{11200}$$

$$S_\beta = L1^2 / 1200 \quad (f = 1)$$

$$SN_{\times\beta} = 0 \quad (f = 0)$$

$$Se = S_T - S_\beta \quad (f = 1200 - 1)$$

$$Ve = Se / (1200 - 1)$$

$$SN = S_T - S_\beta$$

$$VN = SN / (1200 - 1)$$

SN 比：

$$\eta = 10 \log \{ [1/(r)] * (S_\beta - Ve) / VN \}$$

感度：

$$S = 10 \log \{ [1/(r)] (S_\beta - Ve) \}$$

4. 結果

4-1. 最適条件の推定と確認実験

全診断部位の SN 比と感度の要因効果図をもとに分析をおこなった結果、以下の傾向があることが判った。

- ① 全般的に、パラメータ C(時間方向平滑化)は SN 比の改善効果が大きい。
- ② 全般的にパラメータ B(オートトレースの閾値)は感度調整効果が大きい。

比較的ドプラ感度の低い椎骨動脈と中大脳動脈の要因効果図の分析結果に後述の 4.2 のトレースエラーを回避する制約を加味して各診断部位での最適条件を推定しそのパラメータ組合せをもとに、SN 比の改善効果を確認した。今回はばらつき(SN 比)の改善に重点を置いた。Table4-2, Table4-3 に対応した SN 比の改善効果を Fig.4-8, Fig.4-9 に示す。

Table 4-2 椎骨動脈の推定値と確認結果

	SN 比(db)	
	推定値	確認値
初期条件：A1B2C2D2E1F2G2H2	-28.06	-31.54
最適条件：A2B3C3D2E2F2C2H3	-16.83	-22.12
利得	11.22	9.42

Table 4-3 中大脳動脈の推定値と確認結果

	SN 比(db)	
	推定値	確認値
初期条件：A1B2C2D2E1F2G2H2	-34.01	-34.09
最適条件：A1B2C3D2E2F2G2H2	-28.66	-24.19
利得	5.35	9.90

パラメータの最適化により SN 比の改善効果が大きく期待値とのずれが約 1/3(改善度 10db)程度になり、安定したドプラオートトレース性能が得られた。特にドプラ感度が低くオートトレースが安定してとれない被検者(誤差要因 N2 に対応する)での改善効果が大きい。

4-2. トレースエラーの評価結果

ドプラ感度の低い診断部位ではL18直交表の特定条件(No.1, No.4, No.11)時にエラーが多く発生した。これらは共通してパラメータ D(周波数軸方向の平滑化定数)が水準 1 の時であった。この結果からドプラ感度の低い診断部位ではパラメータ D に水準 2 以上の設定が必要であると判断した。

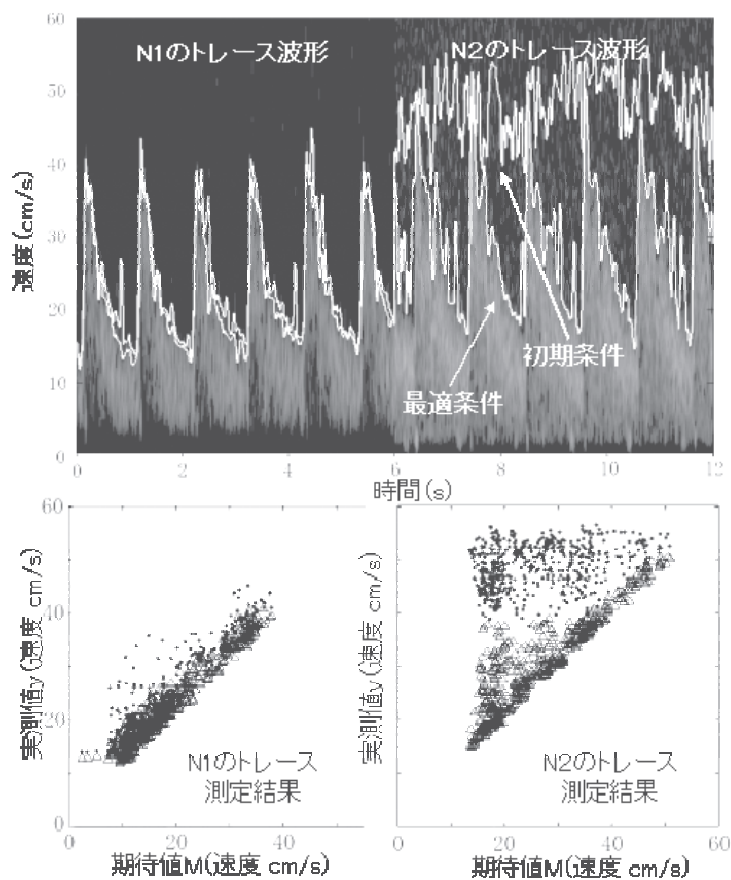


Fig.4-8 椎骨動脈の N1,N2 での実験結果

(注) 図中、プロットマーク(・)は初期条件, プロットマーク(△)は最適条件を表す。

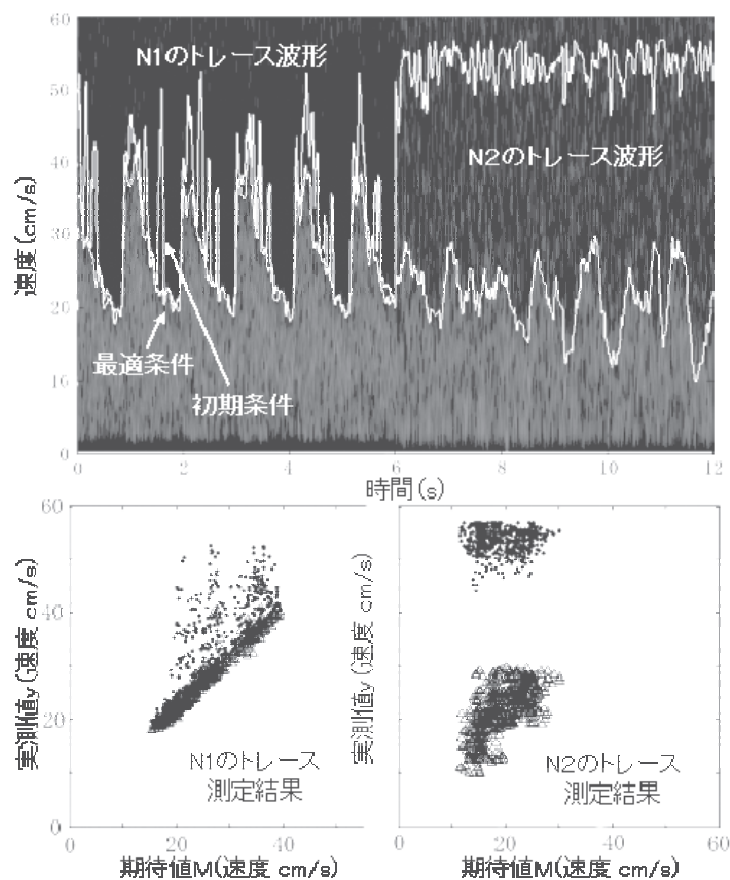


Fig.4-9 中大脳動脈の N1,N2 での実験結果

(注) 図中、プロットマーク(・)は初期条件, プロットマーク(△)は最適条件を表す。

5. 最適調整結果の製品仕様への展開

5 つの診断部位の改善効果確認結果をもとに、最適調整方法をまとめた。

- ① ドプラ感度の低い中大脳動脈の場合、パラメータ B の水準 3 設定では対応できないため、パラメータ C(時間軸平滑化処理)を大きくする。
- ② ドプラ感度の高い総頸動脈, 外頸動脈の場合、パラメータ B に対して感度変化が小さいため、水準 3 以上の設定を設ける。
- ③ パラメータ D は、ドプラ感度の低い中大脳動脈, 内頸動脈, 椎骨動脈では水準 1 時トレースエラーが多発するため、水準 2 以上に設定する。

また、装置のユーザーインターフェイスについて、性能にほとんど影響しない制御パラメータ E, F をシステムプリセットに、診断部位毎に必要な制御パラメータ A, D, G, H を診断部位プリセットに、被検者のばらつきを吸収するために頻繁に設定変更する制御パラメータ B, C を操作つまみに分類し実装した。これにより煩雑だった装置の操作や調整が簡単になった。

6. 考察

今回の最適化で、特にドプラ感度の悪い診断部位、椎骨動脈、中大脳動脈のオートトレース性能が大幅に改善できたことは Fig.4-8, Fig.4-9 から明確である。一方、SN 比の改善度を数字で見た場合、Table4-2 の椎骨動脈に比べ Table4-3 の中大脳動脈の利得推定値と確認値の食い違いが大きい。

この原因について、ノイズ因子 N1(ドプラ感度が良くトレースがとれやすい人),N2(ドプラ感度が悪くトレースがとれにくい人)の影響について考察した。Table4-2, Table4-3 は N1+N2 で 1200 時系列の解析結果であるが、N1,N2 それぞれ独立 600 時系列で最適化した結果を Table4-4, Table4-5 に示す。

Table 4-4 椎骨動脈の推定値と確認結果

	N1		N2	
	SN 比(db)	感度(db)	SN 比(db)	感度(db)
初期条件	-23.9	1.96	-33.2	4.43
最適条件	-23.1	1.03	-20.3	-0.23
利得	0.8	0.93	12.9	4.66

Table 4-5 中大脳動脈の推定値と確認結果

	N1		N2	
	SN 比(db)	感度(db)	SN 比(db)	感度(db)
初期条件	-26.3	1.87	-26.4	8.43
最適条件	-18.9	0.42	-26.8	1.37
利得	7.4	1.45	-0.4	7.06

Table4-4 の結果から、椎骨動脈 N1 の場合には、初期条件で安定したトレースが得られるため最適条件で SN 比改善がない。一方、椎骨動脈 N2 の場合には、感度 β が改善(0dB に近づく)されており SN 比も大きく改善されていることがわかる。Table4-5 の結果から、中大脳動脈 N1 で SN 比の改善が確認できるが、N2 では SN 比の改善が確認できない。しかし、感度 β は大幅に改善されている。中大脳動脈 N2 の場合は、ドプラ感度が悪く、信号とノイズの境界の識別が困難であり、初期条件でトレース波形が検出できずノイズ領域の端部にトレース波形が集中したため、見かけ上 SN 比が良好な値になったものと考えられる。Table4-3 の SN 比の利得推定値と確認値の違いは、N1+N2 で平均化された感度 β を基準にしたばらつきなので、SN 比推定値が小さくなったものとする。

7. まとめ

タグチメソッドを用いてドプラオートトレース性能の最適化を試みた。椎骨動脈、中大脳動脈などの比較的ドプラ感度の低い診断部位において、従来比で約 1/3 のばらつき改善効果(動特性の SN 比約 10db の改善)が得られた。Table4-6 に椎骨動脈で被検者 N1,N2 以外の 3 被検者の SN 改善効果を示す。ドプラ感度の良い被検者 B を除いて 10db 以上の改善効果があり、最適化の有効性を確認できた。

Table 4-6 椎骨動脈での被検者ばらつき確認実験結果

SN 比(db)	初期条件	最適条件	利得
被検者 A	-32.23	-17.01	15.22
被検者 B	-22.03	-18.40	3.63
被検者 C	-27.30	-16.17	11.13

従来の製品開発では、はじめに試作で機能確認し長時間かけて実験による性能確認と調整をおこなっていたが、今回はタグチメソッドをもとに新アルゴリズムの最適化シミュレータを作って自動評価する手法を使った。従来のカットアンドトライに比べ、調整パラメータの最適化に要する時間短縮ができ開発効率が向上した。今後は、頭頸部以外に診断部位を腹部や表在血管に拡大し、生体信号の性質を分析し、より安定したトレースができるように開発を進めて行く予定である。

第2節 自動心拍周期検出信号処理への適用

1. ドプラ自動計測の有用性と問題点

Fig.4-10 に超音波診断装置による頸動脈血管の断層画像(上)と血管内部の血流動態を表すスペクトラムドプラ画像(下)を示す。スペクトラムドプラ画像は超音波ドプラ偏移周波数に対応した血流速度分布(縦軸スペクトラム)の時間変化(横軸)を表したものである。

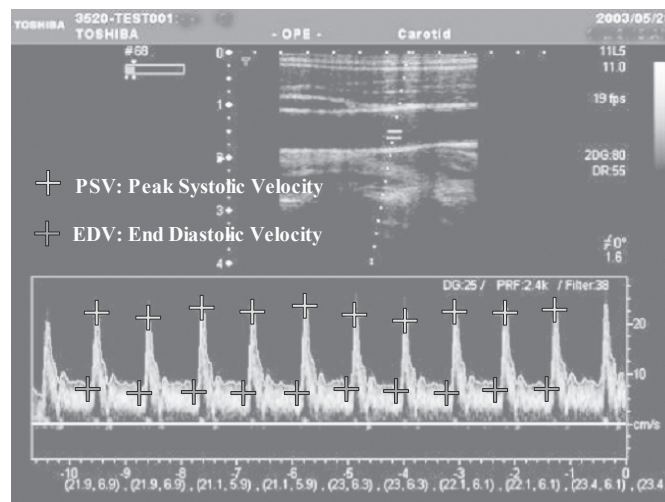


Fig.4-10 頸動脈の自動計測例

ドプラ計測ではこのスペクトラムドプラ画像のスペクトラム辺縁(最大流速)をトレースして得られた波形の特徴量を計測する。Fig.4-10 では特徴量のひとつとして収縮期最大血流速度 (PSV)と拡張末期血流速度(EDV)を自動計測し画像中にその座標位置(十字マーク)を重ねて表示している。EDV は心臓の収縮により血流速度が増大する直前の波形の極小点であり、PSV は血流速度が増大した後の波形の極大点である。心拍周期ごとにこれら特徴量を自動的に抽出し数値で表示する機能をドプラ自動計測と呼ぶ。

近年、ドプラ波形の自動トレース機能やドプラ自動計測機能を持った超音波診断装置が登場している。これら自動化の主な目的は操作時間の短縮やユーザ操作ばらつきの低減であるが、同時に信頼性の高い計測値を得ることも重要である。そのためにはドプラトレース波形と心拍時相を安定して自動検出する機

能が必要となる[6-9]。ドプラトレース波形から心拍周期を検出する既存技術として、時間軸で波形の極小/極大をパターン認識し特徴点を選別判定する方法がある。しかしこの方法は診断部位，被検者の血流動態，ドプラ感度などの影響を受けやすいため心拍周期検出が不安定になる問題をかかえていた。

そこでドプラトレース波形から安定した心拍周期を自動検出する信号処理法を新たに開発した[10]。新方式では、ドプラトレース波形の周波数解析結果をもとに、適応型バンドパスフィルタで心拍周期に対応した周波数成分を検出し心拍周期トリガを生成する。この方式を用いることにより、同一の模擬血流評価で従来方式の心拍周期検出のヒット率(50 心拍に対して真値の 95%に入る部分)60%程度に対し、ヒット率の実用可能な診断基準とされる 85%を大幅に上回ることを目指した。今回はさらに品質工学的手法を用いて、模擬血流でなく生体で新方式のロバスト設計によるアルゴリズムの最適化をおこないよりいっそうの性能向上を狙った。

2. 品質工学評価ツールと評価特性

2-1. 評価特性

評価特性として転写性の基本機能を採用した。Fig.4-11 に心拍周期評価ツールの評価特性を示す。Fig.4-11(a)はドプラトレース波形と心拍周期を表しており、特徴量 EDV と次の心拍周期の特徴量 EDV 間で測定した時間を評価量として用いる。真値としてはベテランの検者(ソノグラファ)がスペクトラム画像から直接計測した値を採用し、自動心拍周期検出処理による値を測定値とした。ここで前報の真値(スペクトラムの辺縁部速度)は検者のスキルに依存したところが大きかったが、本報告の真値(拡張末期の EDV 間の時間)はスキルに依存することなく容易に測定できることが特徴である。Fig.4-11(b) に真値(横軸)と測定値(縦軸)のプロット図を示す。真値 M と測定値 y は、安定化を達成した理想状態において $\beta = 1$ とする次式が成立せねばならない。

$$y = \beta M \quad (4-2)$$

また心拍周期自体、他の特徴量の計算過程で用いられ計測精度に影響する重要な測定量であるため、心拍周期検出エラー発生率も同時に評価する。エラー発生確率を p とすると以下の式で変換された Ω 値を用いて評価する。ちなみに Ω 値は小さいほど性能が良いことになるので望小特性で評価する。

$$\Omega = -10 * \log(1/p - 1) \quad (4-3)$$

Ω が、当初の模擬血流での目標ヒット率 85%以上に相当する-7.5db 以下を目標値とした。

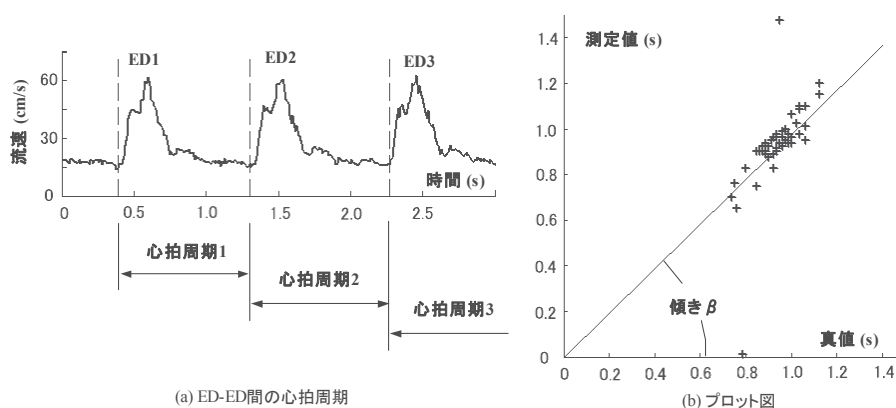


Fig.4-11 心拍数の動特性評価図

2-2. 品質工学評価ツール

新方式の心拍周期検出処理の性能を評価するため、評価システムを組みドブラ計測値精度と心拍周期検出安定性の評価をおこなった。データの収集に超音波診断装置(SSA-770A : 東芝メディカルシステムズ社)を用いた。Fig.4-12 に評価システムを示す。今回開発した信号処理をソフトモジュール(DLL)化し評価システムに組込んだ。評価システムはソフト(Matlab : Mathworks 社 V6.0R12)を用いて作成し、L18 直交表に基づくパラメータ実験および実験結果の自動評価をおこなった。

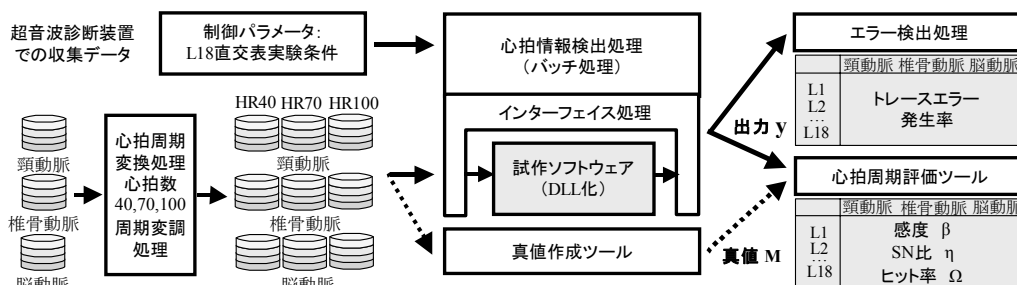


Fig.4-12 評価システム

入力超音波診断装置で収集したドプラトレース波形データをもとに心拍数

(HR)などを変化させたものを用いた。入力波形は心拍周期検出処理を L18 直交表に基づきパラメータ実験した出力 y (自動測定値)を生成する系(実線で流れを示す)と真値 M を作成する系(破線で流れを示す)にされる。エラー検出処理では出力 y から心拍周期検出のエラー発生率を計算する。一方、心拍周期評価ツールでは真値 M と出力 y から動特性の感度と SN 比を計算する。

2-3. 評価対象

Fig.4-13 に同一被検者の頭頸部血管の血流波形を示す。これらの血管は大動脈から頭頸部へ分岐した動脈で心臓からの距離や血管系や血管の分岐形状などで波形やドプラ感度が変化する。超音波診断装置には装置設定を診断部位毎に切り替るプリセット機能があるので、診断部位を頸動脈系(総頸動脈と外頸動脈)、椎骨動脈系、脳動脈系の 3 つの診断部位に分け、これら診断部位毎に最適パラメータを求める方針とした。

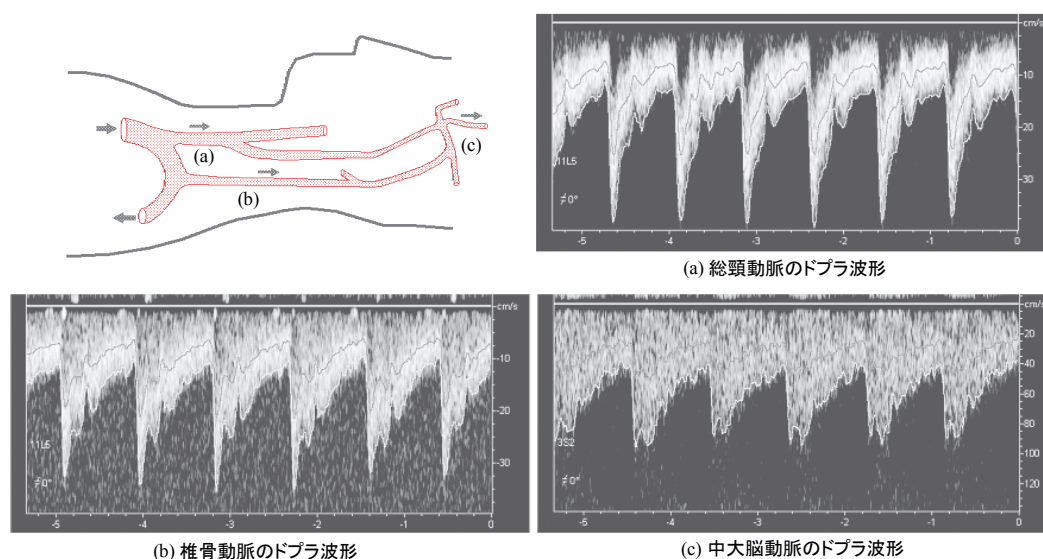


Fig.4-13 診断部位による波形の変化

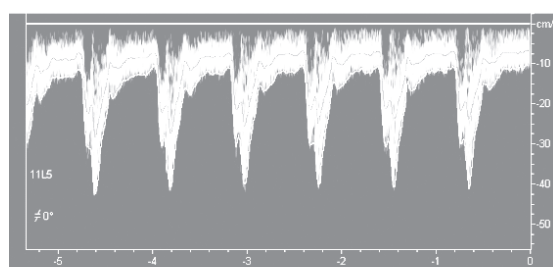
3. 誤差因子

入力データを収集する上でドプラ波形の誤差要因を分析する必要がある。
Table4-7 に誤差因子とその水準に関する検討結果を示す。

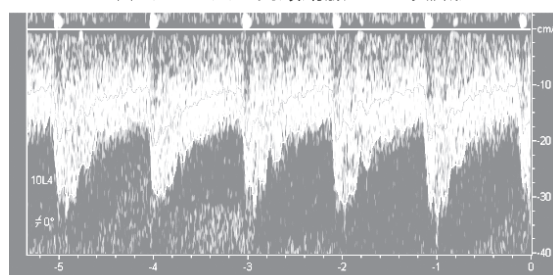
Table 4-7 誤差因子の検討

誤差因子	血流波形	ドプラ感度	心機能
誤差因子 水準の変動要因	① 血液の粘度 ② 血管の弾性率 ③ 血管の形状	① 診断部位(深度, 血管系,血流速度) ② 被検者 (脂肪厚, 血流動態)	① 心拍数 ② 心拍周期変動
水準	急峻と緩慢2種類の 波形(減衰振動)を選 択する。	ドプラ感度の良いも の悪いものの2種 類を選択する。	心拍数を 40,70,100 の3種類とし周期変 調を与える。

血流波形： 診断部位以外に血液の粘度，血管の弾性率，形状や狭窄の状態で変化することが報告されている[11-13]。誤差因子の水準として急峻なものとは緩慢なものとの2種類を選択した。



(a) やせた人の内頸動脈のドプラ波形



(b) 太った人の内頸動脈のドプラ波形

Fig.4-14 被検者によるドプラ感度の差

ドプラ感度： 血管の体表からの距離，血管径，血流速度など異なるため診断部位でドプラ感度は変化する。一般に深部で細く低流速の血管ほどドプラ感度が悪い。また、同じ診断部位であっても被検者によってばらつく。Fig.4-14 に内頸動脈の感度差，波形差を示す。Fig.4-14(a)はやせた人の内頸動脈で拍動性が強

くドプラ感度も良い。Fig.4-14(b)は太った人の内頸動脈で脂肪層が厚いためFig.4-14(a)に比べドプラ感度が悪く、拍動性も弱い。ドプラ感度に関わる誤差因子の水準として、ドプラ感度が良いものと悪いもの2種類を選択した。

心機能： 心疾患は臨床的に心エコー診断で症例が把握できるためポンプ機能としての異常は切り離して、頭頸部ドプラ計測に直接影響するものを抽出した。心拍数は年齢や負荷の有無で大きく変化する。心拍数(60/平均心拍周期)については心拍数が緩やか(心拍数 40)、普通(心拍数 70)、速いもの(心拍数 100)の3水準を採用した。また、心拍数変化以外に心臓で貧脈や徐脈が発生するため心拍周期が変動する。そうした周期を乱す心疾患を想定し3水準の全てに周期変動を加えた。周期変動については最悪のケース(疾患で不整脈が発生する場合)を想定し大きなマージンを取り健常者の5倍程度の変動とした[14]。Fig.4-15に心拍数70時の頸動脈波形49心拍に不整脈を考慮し $1\sigma=15\%$ になる乱数で心拍周期に時間変調をかけた例を示す。Fig.4-15(a)は乱数で発生させた心拍数であり70前後で変動している。Fig.4-15(b)は周期変調後のドプラ波形である。

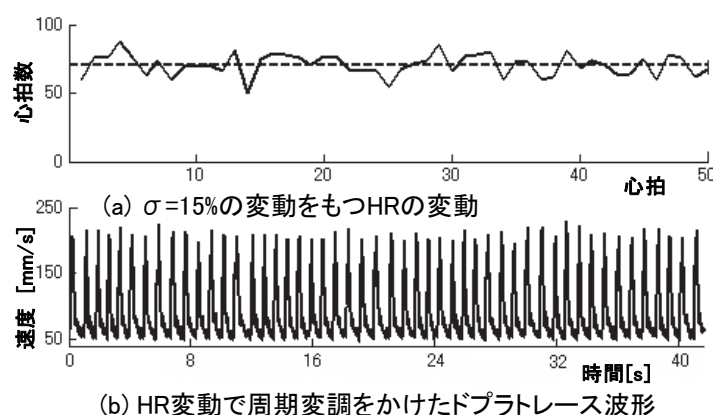


Fig.4-15 心拍数の変動波形

その他、ドプラ波形の振幅(流速変化範囲)の変動も本来なら誤差要因とすべきであるが、新方式の信号処理は波形の自動振幅調整機能を持つため誤差要因から外し、収集データそのものの振幅を用いた。

以上誤差因子を考慮し解析に際しては、3診断部位ごとに、誤差因子の組合せは12種類とした。誤差因子1水準あたり49心拍なので、診断部位毎に合計588心拍を見掛け上の信号因子の水準とし動特性のSN比と感度を算出した。

4. 制御因子

新方式の心拍周期検出処理の制御パラメータを Table4-8 に示す。L18 直交表中 A を 2 水準，B～H を 3 水準とした。第 2 水準が初期条件である。

Table 4-8 L18 直交表のパラメータ

制御パラメータ \ 水準	1	2	3
A: 適応型フィルタモード	オン	オフ	—
B: BPF バンド幅	小	中	大
C: BPF 中心周波数	低	中	高
D: 最大速度時定数	小	中	大
E: 最大速度閾値	小	中	大
F: 極値検出定数	小	中	大
G: 微調整範囲	小	中	大
H: エラー判別係数	小	中	大

5. シミュレーション結果

頸動脈系(総頸動脈と外頸動脈)，椎骨動脈系，脳動脈系での最適値を求めた。Fig.4-16 に脳動脈の感度と SN 比の要因効果図を示す。また、望小特性のトレースエラーの 588 心拍中での発生件数を Table4-9 に示す。診断部位毎の要因効果図の分析とトレースエラーの評価結果から調整方針を以下のように決めた。

- ① A(適応型フィルタモード)オン時に全般的に良い結果が出ている。
A1 に設定する。
- ② B(BPF バンド幅)，G(微調整範囲)は全般的に効果が確認できないので
B2,G2 に固定化する。
- ③ E(最大速度時定数)，H(エラー判別係数)で全般的に水準 1 時で良い結果が出ている。
E1,H1 で設定する。
- ④ F(極値検出定数)は頸動脈系，椎骨動脈系など比較的ドプラ感度の良いところでは水準 2 で良いがドプラ感度の低い脳動脈系では水準 1 が最適である。
- ⑤ D(最大速度時定数)は効果が静脈血流のような速度オフセットのある椎骨動脈系では水準 2 の時にエラー発生が少なくなる傾向がある。
流速変化の激しい頸動脈系，脳動脈系では水準 1 が比較的良好である。

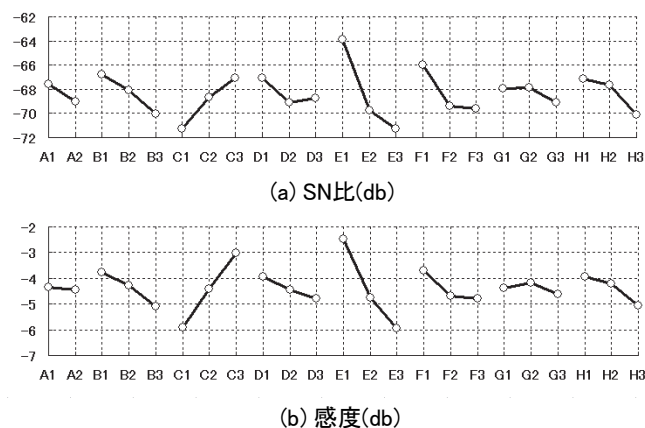


Fig.4-16 脳動脈の要因効果図

Table 4-9 トレースエラーの発生件数

診断部位	頸動脈	椎骨動脈	脳動脈
L01	0	2	0
L02	0	2	0
L03	0	2	0
L04	0	2	0
L05	0	2	0
L06	0	2	0
L07	0	2	0
L08	0	2	0
L09	0	2	0
L10	21	30	67
L11	1	7	14
L12	6	7	88
L13	18	23	59
L14	1	4	13
L15	4	8	86
L16	15	18	37
L17	0	3	3
L18	7	5	59

以上の結果から得られた最適条件を以下に示す。

頸動脈系： A1B2C2D1E1F2G2H1
 椎骨動脈系： A1B2C2D2E1F2G2H1
 脳動脈系： A1B2C3D1E1F1G2H1

Table4-10 に最適化による推定値と確認値を示す。全般的に最適化による SN 比の改善効果が確認できた。 $\beta = 1$ も達成している。特に脳動脈系では SN 比が大幅に改善し、品質特性の同期検出エラーが大幅に減った。

Table 4-10 パラメータ最適化の確認値と推定値

(a) 頸動脈系の最適化

	推定		確認	
	SN 比(db)	感度(db)	SN 比(db)	感度(db)
初期条件	-40.21	0.014	-41.46	0.050
最適条件	-28.14	0.094	-25.93	0.005
利得	12.07	0.080	15.53	-0.046

(b) 椎骨動脈系の最適化

	推定		確認	
	SN 比(db)	感度(db)	SN 比(db)	感度(db)
初期条件	-41.73	-0.118	-37.49	0.089
最適条件	-34.32	-0.005	-30.19	0.016
利得	7.42	0.113	7.29	-0.073

(c) 脳動脈系の最適化

	推定		確認	
	SN 比(db)	感度(db)	SN 比(db)	感度(db)
初期条件	-70.15	-4.324	-58.80	-0.282
最適条件	-57.78	-0.460	-27.21	0.018
利得	12.36	3.863	31.59	0.300

6. まとめ

ドプラ波形から心拍周期を安定検出する同期検出信号処理方式を新たに開発し、誤差因子を考慮し頭頸部 3 診断部位ごとに 12 種類 49 心拍のデータをもとに最適化シミュレーションをおこなった。最適化により頭頸部 3 診断部位平均で、心拍周期検出の安定性は動特性の SN 比として 45.9db が得られた。この効果は品質特性；同期検出ヒット率で 98.7% (Ω 値で-18.9)に相当する。従来、生体や頸動脈模擬血流での検出ヒット率が 50～60%程度であったのに対し、品質工学的手法で最適化した新方式では、臨床目標値の 85%を大幅に上回る結果が得られ実用に十分耐えるレベルに到達した。

従来の製品開発では、はじめに試作で機能確認し長時間かけて性能確認と調整をおこなっていた。今回は品質工学をもとにした試作シミュレーションを実行し、自動評価する手法を使った。従来のカットアンドトライに比べ、調整パラメータの最適化に要する時間短縮ができ、製品性能の信頼性が向上した。

第3節 自動速度レンジ信号処理への適用

1. ドプラ自動化と自動速度レンジ

Fig.4-17 に超音波診断装置による頸動脈血管の断層画像(上)と血管内部の血流動態を表すスペクトラムドプラ画像(下)を示す。スペクトラムドプラ画像は超音波ドプラ偏移周波数に対応した血流速度分布(縦軸スペクトラム)の時間変化(横軸)を表したものである。ユーザはこの診断画像をもとに計測用カーソルを手動操作し、時刻、速度、距離などを入力しなくてはならない。特に通例検査では診断と計測を繰り返すため大半の時間をドプラ血流診断に費やしている。図中はドプラオートトレースと自動心拍周期検出技術であり、品質工学を用い安定化を試みた。今回は画像の速度レンジとオフセットを自動的に最適化する技術[15]を開発し、品質工学を用いて安定性や応答性を改善した。

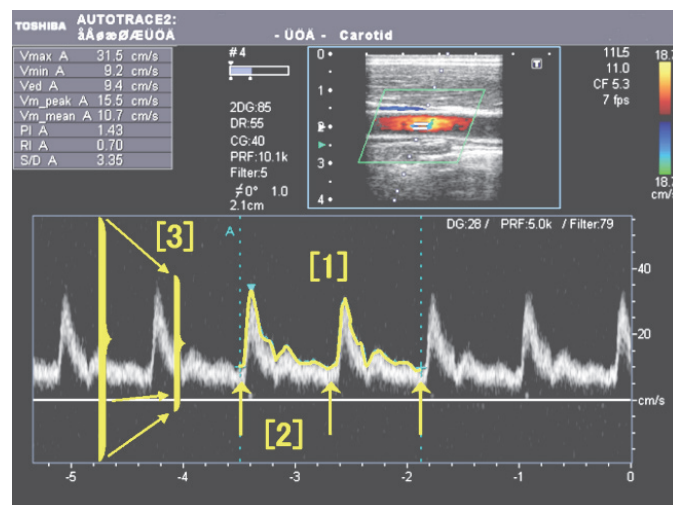


Fig.4-17 頸動脈の自動計測例

スペクトラム画像の速度振幅(縦軸)は、診断部位、プローブ位置の変化などの影響で変動する。自動速度レンジは、この変動する速度レンジやオフセットを自動的に補正する機能である。Fig.4-18 に超音波診断装置の概要を示す。超音波の受信信号は断層画像処理とドプラ信号処理に入力される。ドプラ信号処理で得られたスペクトラム画像から、スペクトラムの辺縁を自動抽出するドプラ自

動トレース処理，トレース波形から心拍周期を自動検出して心拍周期ごとの血流情報を計測計算するドプラ自動計測で構成されている。今回開発した自動速度レンジ機能はトレース波形のヒストグラムをもとに速度レンジ(PRF)とオフセット(BLS)をフィードバック制御し、画像の表示枠に常に最適な状態でスペクトラム画像が入るようにする機能である。

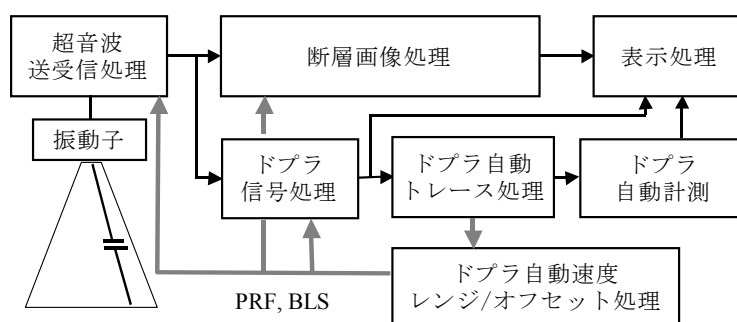


Fig.4-18 超音波ドプラ診断装置の概要

Fig.4-19 に速度レンジ/オフセットの最適化の例を示す。装置の初期設定状態あるいは直前の状態から、速度レンジ/オフセットのつまみを操作し、Fig.4-19の左側画像(最適化前)から右側画像(最適化後)のように画像の速度レンジの 70～80%にスペクトラム画像がおさまるように最適調整をおこなう。従来はユーザが手動で、画像を見ながら操作を繰り返していた。

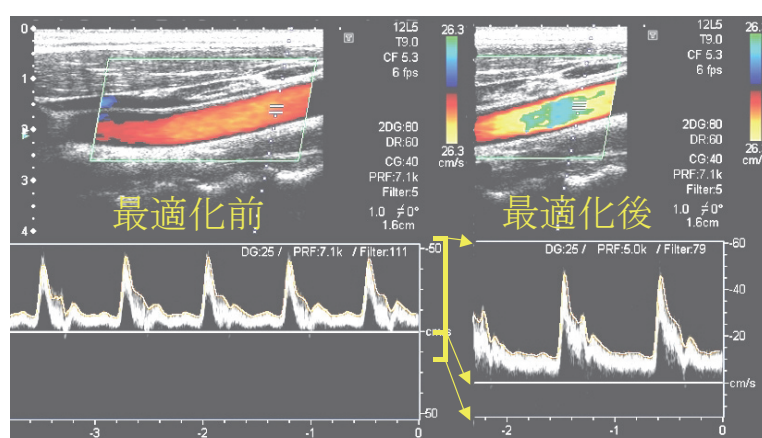
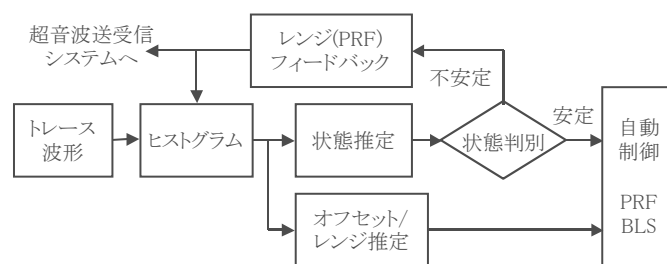


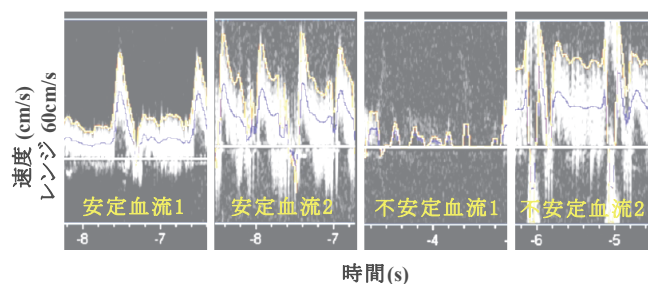
Fig.4-19 速度レンジ/オフセットの最適化

2. 自動速度レンジ処理アルゴリズム

自動速度レンジ/オフセット処理のフローチャートとスペクトラム画像の状態を Fig.4-20 に示す。Fig.4-20(b)の安定状態とは安定血流 1 (頸動脈など血流の向きが常に片側のもの)や安定血流 2(肺静脈など血流の向きが心拍周期中に変動するもの)が速度レンジ内に適正な大きさで入っている状態である。Fig.4-20(b)の不安定状態とは不安定血流 1(血流の欠落やノイズが多いもの)や不安定血流 2(血流が速度レンジを越えて折返しが発生しているもの)など速度レンジ/オフセットが最適でない状態である。これら 4 状態をトレース波形のヒストグラムから判別し、状態に応じて最適なフィードバックをおこなう。例えば不安定血流 2 のような折返しが発生している場合には速度レンジ/オフセット補正後の折返しのないヒストグラム分布を推定しオフセットを正側に移動し速度レンジを拡大し最適化する。



(a) 自動レンジ処理アルゴリズム



(b) 状態判別の例

Fig.4-20 ドプラ自動速度レンジ/オフセット処理概要

また、超音波装置操作パネル上の自動速度レンジ/オフセット起動釦(以降自動釦と呼ぶ)が押されて、安定化しかつ最適になるように何回かループを繰り返して安定化し最適設定が終了する。最適設定終了後自動釦のロックが解除され、新たな待機状態に移る。ここで応答性を優先するにはループ回数を減らす必要があるため推定精度と応答性にはトレードオフの関係がある。

3. 品質工学評価ツールと評価特性

3-1. 評価特性

Fig.4-20(b)で得られる安定した速度レンジ/オフセットのうち、オフセットは推定速度レンジと速度ゼロ位置(既知)から一方的に計算することができる。そこで今回は速度レンジにのみ着目し、速度レンジ推定値を真値に対する動特性として評価した。また、自動釦押下げから状態判別が安定し推定出力が確定するまでの時間を測定し応答時間を評価した。ここで確定時点の状態が不安定状態の場合には状態判別エラーとしエラー発生数をカウントした。レンジ推定値は望目特性、状態判別エラーは望小特性、応答時間は望小特性として評価する。

3-2. 品質工学評価ツール

自動速度レンジ最適化処理の性能を評価するため、評価システムを組み速度レンジ推定精度、状態判別確度、応答時間の評価をおこなった。データの収集に超音波診断装置(SSA-770A : 東芝メディカルシステムズ社)を用いた。Fig.4-21 に評価システムを示す。今回開発した信号処理をソフトモジュール(DLL)化し評価システムに組込んだ。評価システムはソフト(Matlab : Mathworks 社 V6.0R13)を用いて作成し、L18 直交表に基づくパラメータ実験および実験結果の自動評価をおこなった。入力は超音波診断装置で収集した頸動脈データを用いた。入力波形は装置の速度レンジ調整(PRF)や速度オフセット調整(BLS)などのパラメータを変化させて得られたトレース波形である。これらを L18 直交表に基づきパラメータ変化実験した出力 y (自動測定値)と真値 M を推定値評価ツールで自動評価する。また状態判別ツールを用いて状態判別エラー回数の検出、応答時間を自動検出する。

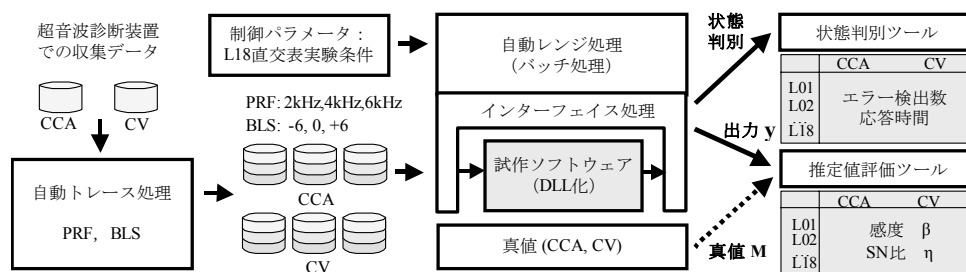


Fig.4-21 評価システム

4. 標示因子と誤差因子

4-1. 標示因子

Fig.4-22 に頸動脈のトレース波形を示す。横軸が時間、縦軸が速度である。時刻 2s で自動釦を押した時の 2 つの動作モードでの応答例を示している。Fig.4-22(a)は精度優先モードの応答であり、安定状態が 2 回連続した後自動釦を解除する。Fig.4-22(b)は時間優先モードの応答であり、状態判別で安定状態と判断できた時点で自動釦を解除する。図中の横線は最適化されたレンジの上限と下限を表している。これら 2 つの動作モードを標示因子とした。

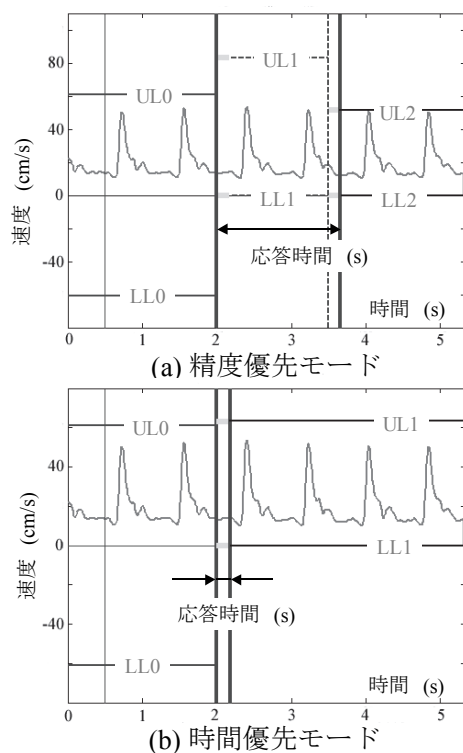


Fig.4-22 標示因子：動作モード

4-2. 誤差因子

入力波形の最適化前の表示状態として、速度レンジが大きすぎる場合、小さすぎる場合があり、速度オフセットも最適でない場合が想定されるため、速度レンジ設定値(PRF)と速度オフセット設定値(BLS)それぞれ 3 種類の条件を組み合わせた 9 種類の波形を用いた。Fig.4-23(a)に BLS=0 時に PRF を 2kHz,4kHz,6kHz に変化させた時のトレース波形を示す。Fig.4-23(b)に PRF=4kHz 時に BLS を

-6/16,0,+6/16 に変化させた時のトレース波形を示す。

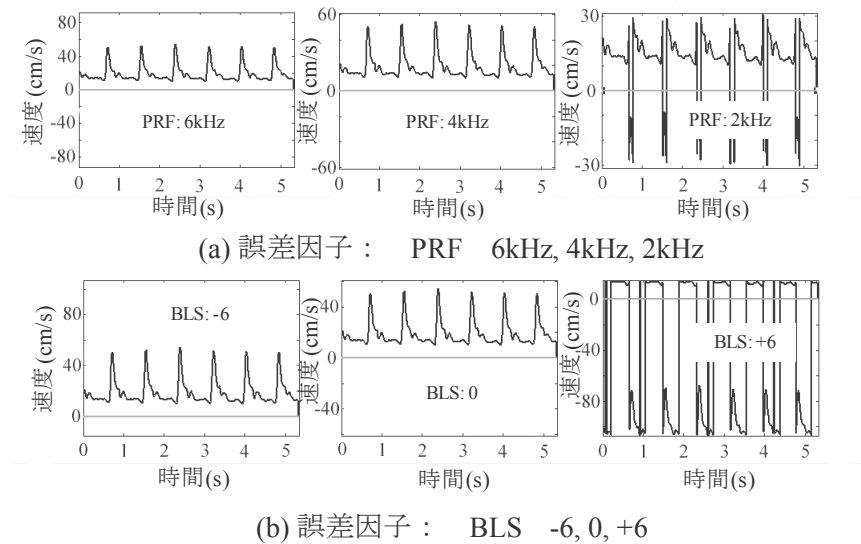


Fig.4-23 誤差因子：PRF/BLS

また、自動釦の押下タイミングと観測時間長でヒストグラムの形状が変化することが考えられるため、自動釦の押下タイミングを誤差因子に加えた。Fig.4-24に3種類の押下タイミング(Phase1,Phase2,Phase3)を示す。一心拍はおよそ0.9s程度なので、押下タイミングから0.3s,0.6sずらした3種類のタイミングを用いた。

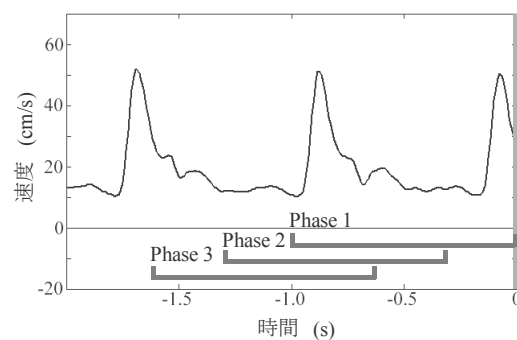


Fig.2-24 誤差因子：観測時間の位相

以上、PRF, BLS, 観測時間の位相の各3種類の誤差因子を組み合わせ、27通りのデータを誤差因子として用いた。

5. 制御因子

自動速度レンジ処理の制御パラメータを Table 4-11 に示す。L18 直交表中 A を 2 水準，B～H を 3 水準とした。A は第 1 水準が初期値，その他は第 2 水準が標準条件である。また、パラメータ C(ヒストグラム閾値)とパラメータ D(ヒストグラム平滑化定数)の間に交互作用が考えられるため、スベリ水準を用いた。

Table 4-11 L18 直交表のパラメータ

制御パラメータ	水準		
	1	2	3
A: 上限下限判別感度	小	大	-
B: 観測時間	小	中	大
C: ヒストグラム閾値	小	中	大
D: ヒストグラム平滑化定数	小	中	大
E: 折返し状態判別定数	小	中	大
F: ノイズ状態判別定数	小	中	大
G: 片側状態時のレンジ拡大係数	小	中	大
H: 両側状態時のレンジ拡大係数	小	中	大

Table 4-12 水準補正

パラメータ C	パラメータ D		
	小	中	大
小	小小	小中	小大
中	中小	中中	中大
大	中大	大中	大大

6. シミュレーション結果

Fig.4-25 に精度優先モードでの頸動脈データでの SN 比と感度の要因効果図を示す。時間優先モード，精度優先モードの要因効果図の分析，応答時間の評価結果から以下のような傾向がつかめた。また今回のシミュレーションでは状態判別エラーは発生しなかった。

- ① パラメータ C は感度の調整因子として効果的である。
製品化ではプリセット化し微調整機能を持たせる。
- ② 精度優先モード時にはパラメータ G が大きいほど感度，SN 比ともに良い結果が得られた。最適値を G3 に設定する。

- ③ 応答時間について精度優先モードではパラメータ B が小さいほど効果的だが、精度とのトレードオフがある。現在は一心拍周期をカバーする観測時間として B2 を選択する。

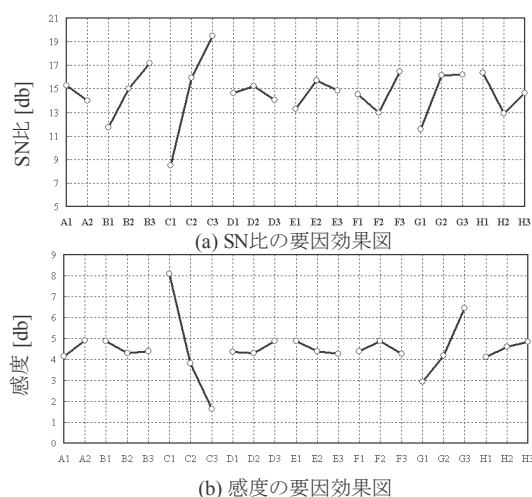


Fig.4-25 精度優先モードの要因効果図

標準条件と最適条件での速度レンジ推定値の SN 比と感度の改善効果を Table4-13, Table4-14 に示す。最適条件は時間優先モードと精度優先モードでは別々の設定となった。最適化により両者とも感度の真値 4.43db(PRF 換算で 1.7kHz)に近づいていることがわかる。また、SN 比は時間優先モードで約 6db, 精度優先モードで約 9db の改善効果があることがわかる。

Table 4-13 時間優先モードでの最適化

	推定		確認	
	SN比(db)	感度(db)	SN比(db)	感度(db)
標準条件	10.14	6.40	9.96	6.93
最適条件	16.95	3.35	15.82	4.10
利得	6.81	-	5.86	-

標準条件：A1B2C2D2E2F2G2H2 最適条件：A2B3C3D1E12F23G3H1

Table 4-14 精度優先モードでの最適化

	推定		確認	
	SN比(db)	感度(db)	SN比(db)	感度(db)
標準条件	16.76	2.99	13.92	3.91
最適条件	16.78	4.19	22.78	4.06
利得	0.02	-	8.86	-

標準条件：A1B2C2D2E2F2G2H2 最適条件：A2B12C3D1E2F2G3H2

Fig.4-26 に速度レンジ最適化の効果を示す。Fig.4-26(a)は標準条件、Fig.4-26(b)は時間優先モード、Fig.4-26(c)は精度優先モードでの最適化結果である。なお標準条件は頸動脈と頸静脈の両方で最適な条件であり、試行錯誤で決めた条件である。速度レンジ平均値は、標準条件で 2.2kHz、最適化条件ではいずれも 1.6kHz で真値(1.7kHz)に近づいている。平均値からのばらつきは最適条件でいずれも小さくなっているおり、時間優先モードよりも精度優先モードのほうが、ばらつきが小さいことがわかる。速度レンジの最適化評価と並行して応答時間も測定した。時間優先モードでは平均応答時間 0.1s、精度優先モードでは平均応答時間 1.30s の結果が得られ、両者とも当初の目標(2s 以下)を満たしている。

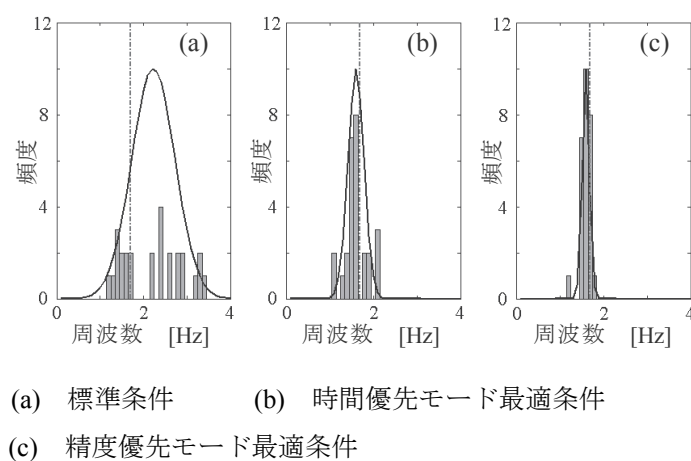


Fig.4-26 最適化の効果：速度レンジ

7. まとめ

超音波診断の通例検査時に煩雑な操作を必要とするドプラ速度レンジ/オフセットの自動調整機能を開発し最適化の検討を行った。血流状態を判別し、状態に応じた最適な応答を出力するハイブリッド制御を用いたシステムを開発した。従来方式に比べエラー発生率を 1/3 以下に(10%から 3%程度に改善)することができた。この新方式に対し、さらに品質工学的手法による最適化をおこなった。その結果、速度レンジ推定値の SN 比が時間優先モード(平均応答時間 0.1s)で約 6db, 精度優先モード(平均応答時間 1.3s)で約 9db 改善した。またこの時のエラー発生率は 0(108 データ中)であった。手動による煩雑な操作を自動化し推定精度や応答性も実用に十分耐えるレベルに到達した。

従来の製品開発では、はじめに試作で機能確認し長時間かけて性能確認と調整をおこなっていた。今回は品質工学をもとにした試作シミュレーションを実行し、自動評価する手法を使った。従来のカットアンドトライに比べ、調整パラメータの最適化に要する時間短縮ができ、製品性能の信頼性が向上した。

参考文献

- [1] 田口玄一, "研究開発の戦略-華麗なるタグチメソッドの真髄-", 東京, 日本規格協会, 2005, pp.15-19
- [2] Jorgen Arendt Jensen, "Estimation of Blood Velocities Using Ultrasound: A Signal Processing Approach", Cambridge university press, New York, 6.8 Sonogram presentation, 1996, pp.179-181
- [3] Juerg Tschirren, Ronald M. Lauer et al., "Automated Analysis of Doppler Ultrasound Velocity Flow Diagrams", IEEE transactions on Medical Imaging Vol.20, No.12, pp.1422-1425 (2001)
- [4] Sandy F. C. Stewart, "Effect of Transducer, Velocity, Doppler Angle, and Instrument settings on the Accuracy of Color Doppler Ultrasound", Ultrasound in Med. & Biol., Vol.27, No.4, pp.551-564 (2001)
- [5] 田口玄一, "ロバスト設計のための機能性評価—効率的開発の方法—", 東京, 日本規格協会, 2000, pp.72-73
- [6] 杉本邦彦等, "市販データベースソフトとパーソナルコンピュータ利用による心エコー図検査レポート作成と施設内正常値評価", J Med Ultrasonics, Vol.28, No.7, pp.979-985 (2001)
- [7] 松井弘樹等, "心臓超音波検査法トレーニングプロトコールの評価-正確性と再現性について-", J Med Ultrasonics, Vol.29, No.6, pp. 537-544 (2002)
- [8] Andrew Walker et al., " Accuracy of spectral Doppler flow and tissue velocity measurements in ultrasound systems", Ultrasound in Med. & Biol., Vol.30, No.1, pp.127-132 (2004)
- [9] 馬場達朗,大内義昭, "タグチメソッドの超音波ドプラ製品開発への応用-診断部位毎のドプラオートトレース性能の最適化-", QES2004 第12回品質工学研究発表大会論文集, pp.412-415 (2004)

- [10] 馬場達朗, "超音波診断装置ドプラ自動計測に関する研究-ドプラ波形から心拍周期を検出する方法の検討-", 日本音響学会 2005 年春季研究発表会講演論文集, pp725-726 (2005)
- [11] Mikiya Nakatsuka et al., "A long-term transdermal nitric oxide donor improves uteroplacental circulation in women with preeclampsia", J Ultrasound Med. No.21, pp.831-836 (2002)
- [12] Christopher M. Quick, David S. Berger, "Arterial pulse wave reflection as feedback, IEEE transactions on biomedical engineering", Vol.49, No.5, pp.440-445 (2002)
- [13] David G. Neschis et al., "Duplex criteria for determination of 50% or greater carotid stenosis", J Ultrasound Med. Vol.20, pp.207-215 (2001)
- [14] Jlapu Pan and Wills J Tompkins, "A Real-Time QRS Detection Algorithm", IEEE transaction on Biomedical Engineering, Vol.32, No.3, pp.230-236 (1985)
- [15] 馬場達朗, "超音波ドプラ診断装置の自動心拍周期検出に関する研究- 適応型バンドパスフィルタを用いたドプラ波形からの心拍周期検出法-", 日本音響学会誌, 61 巻 11 号 pp629-635 (2005)

第5章 結語

煩雑で時間のかかる超音波ドプラ診断の自動化を目的として、①膨大なドプラ信号のダイナミックレンジを最適化し装置パラメータによるゲイン変動を自動的に補正する技術、②スペクトラム画像から自動的に辺縁部のトレース波形(最大流速)を抽出する技術、③トレース波形から心拍周期を自動的に抽出する技術、④ドプラ自動計測に必要な時間領域を自動拡大縮小し画質(時間-周波数分解能)を自動補正する技術、⑤速度レンジ／オフセットを自動的に最適化する技術を開発した。これら要素技術は十分実用に耐えるレベルに到達し一部製品化も完了している。また、今回特に開発当初より、診断部位や被検者などの変動要因の影響を受けやすい②、③、⑤の要素開発にロバスト設計と計算機シミュレーションをもとにした品質工学的手法の適用を試みた。その結果、性能の向上はもとより大幅な開発時間の短縮が可能となった。以下に各要素技術開発の結果と今後の課題をまとめる。

① ドプラ自動ゲイン補正技術

近年、高周波電子回路技術や集積回路技術の発展に伴い超音波診断装置の高性能化やデジタル化が進んでいる。超音波ドプラシステムにおいても DA 変換器をはじめハードウェアデバイスの高性能化(高速化や高精度化)により装置のダイナミックレンジが拡大し、組織ドプラ法など新たな診断法の可能性が期待されている。反面ダイナミックレンジ拡大に伴いゲイン調整範囲が広がり操作が煩雑になっている。

超音波ドプラの場合、超音波診断装置のフロントエンドで数十 MHz の AD サンプリング周波数に対して PRF(数 kHz～数十 kHz)で周波数解析をおこなうため、帯域制限(積算平均効果)により内部ダイナミックレンジが大幅に増加する。ダイナミックレンジの増加に伴いゲインの調整範囲も広がる。ゲイン調整については診断部位や被検者のドプラ感度のばらつきを補正する本来の目的以外に、装置パラメータ(PRF や FFT 数など)の変化に伴う変動補正がある。このため飽和や劣化のない信号処理システムを実現するにはダイナミックレンジが広くゲイン調整範囲の広い大規模なハードウェアが必要となる。ハードウェア規模に比例して、コスト、発熱(消費電力)、サイズが増えるため、それらを抑える解決策が必要である。そこでドプラ信号のダイナミックレンジ拡大に影響する各種サブ

モジュールに対して、装置パラメータの変動に対応したゲイン補正をかけ部分最適化した。この新方式のゲイン補正により各サブモジュールの内部レンジ/出力レンジを小さくすることができた。また装置パラメータ変動分のゲイン自動補正を各サブモジュールで実現しているため、FFT 処理後のゲイン調整範囲も必要最低限まで小さくすることが可能となった。従来は FFT 処理後に膨大なダイナミックレンジが必要であり、ダイナミックレンジ不足による飽和や切捨てが発生しやすかった。このためドプラ信号処理特有(複素数信号処理)のミラーアーティファクト(飽和による反対符号のスペクトラム)や量子化ノイズアーティファクト(量子化ノイズによる高調波成分の混入)が発生していた。新方式ではこうした問題を解決すると同時にダイナミックレンジの増加をサブブロックごとの最適化手法を用いて抑え、自動ゲイン補正により調整範囲を半減することができた。

② ドプラ自動トレース技術

現在心臓や血管内のドプラ血流計測において、流量推定計算などに最大流速値が用いられている。この最大流速値は時々刻々と変化するスペクトラム画像の辺縁部に対応している。このスペクトラム辺縁部を自動的に抽出する技術をドプラ自動トレース(オートトレース)と呼ぶ。近年、循環器、周産期、脳内血流などの診断分野で、このドプラ自動トレースが用いられている。この機能の目的は、自動化による計測診断の時間短縮と検査者ばらつきの低減である。しかし、実際には診断する部位や被検者でエンベロープ波形形状やドプラ感度がばらつくため、装置設定だけでは十分なトレース性能が得られていなかった。そこで安定したトレース波形を得るために新方式の自動トレース処理を開発した。新方式では、トレース波形特有のノイズパターンを判別除去する機能の追加、ノイズレベル計測の安定化、ドプラ感度に応じてスペクトラム画像上の信号とノイズの境界を識別する閾値の自動最適化などを盛り込み性能を向上させた。

さらに実際の生体での波形やドプラ感度のバラツキに対しても安定検出できるように、診断部位毎に信号処理部の制御パラメータを品質工学的手法で最適化するシミュレータを新たに開発した。またこのツールを活用し信号処理アルゴリズムのロバスト設計をおこなった。新方式の自動トレース信号処理に対して、L18 直交表に基づくシミュレーション自動評価を用いてトレース性能の最適化を試みた。その結果、椎骨動脈、中大脳動脈などの比較的ドプラ感度の低い診断部位において、SN 比、感度 β (品質工学での感度目標値 0db)共に改善効果が大きく期待値とのずれ幅が約 1/3(品質工学での SN 比改善度 10db)程度になり、

安定したトレース性能が得られた。従来の製品開発では、はじめに試作で動作確認し長時間かけて実験による測定精度の評価改善をおこなっていたが、今回は品質工学的手法を適用し、しかも新アルゴリズムの最適化シミュレータを作って自動評価する手法を使った。従来のカットアンドトライに比べ、調整パラメータの最適化に要する時間短縮ができ開発効率が向上した。多くの臨床データを収集する時間がかかったが、一旦入力データやその変動範囲が明確な数値目標値となれば、計算機上のシミュレーションで実験を繰り返すことができるため、今後はこうした開発設計手法が主流になることが考えられる。

③ ドプラ自動心拍周期検出技術

超音波ドプラの自動計測の精度向上を目的として、新たに適応型バンドパスフィルタ方式心拍周期検出処理を開発した。新方式はトレース波形を周波数解析し、その中心周波数と分散によって心拍周期検出前処理の狭帯域バンドパスフィルタの特性を適応制御し心拍周期の検出精度や安定性を上げることができる。時系列で波形の特徴量を心拍周期ごとに検出する従来方式に比べ、頸動脈模擬血流で、従来の検出ヒット率 60%に対し 95%の成果が得られた。

この新方式の信号処理アルゴリズムに対して、さらに性能を上げるため品質工学的手法を用いて制御パラメータの最適化をおこなった。臨床での変動範囲(誤差因子)を考慮し、頭頸部 3 診断部位(頸動脈、椎骨動脈、脳動脈)ごとに 12 種類 49 心拍のデータをもとに最適化シミュレーションをおこなった。最適化により頭頸部 3 診断部位平均で、心拍周期検出ヒット率が 98.7%になった。従来、生体や頸動脈模擬血流での検出ヒット率が 50~60%程度であったのに対し、品質工学的手法で最適化した新方式では、臨床目標値の 85%を大幅に上回る結果が得られ実用に十分耐えるレベルに到達した。従来の製品開発では、はじめに試作で機能確認し長時間かけて性能確認と調整をおこなっていた。今回は品質工学をもとにした試作シミュレーションを実行し、自動評価する手法を使った。従来のカットアンドトライに比べ、調整パラメータの最適化に要する時間短縮ができ、製品性能の信頼性が向上した。今後診断部位の拡大や不整脈による心拍周期のランダム変動などの影響を考慮し、より生体に近い状態で性能評価し、さらに安定した心拍周期検出、自動計測精度が得られるよう検討を進めていく予定である。

④ ドプラ自動時間軸最適化技術

超音波ドプラ診断装置では血流情報をもとにした診断(ドプラ計測)がおこなわれており、心拍周期内の血流速度変化からピーク速度などの特徴量を計測し数値化し診断画像に重畳し表示する。このドプラ計測の操作性向上を目的として、心拍周期検出技術をもとにスペクトラムドプラ画像の時間軸スケールを自動最適化する方式を開発した。ドプラ計測では心拍周期毎の血流情報を計測するため、従来はユーザが画像を見ながら計測の開始点と終了点(タイムカーソル)を手動で設定していた。新方式ではドプラトレース波形から心拍周期を自動検出し、必要心拍数分の画像が表示時間枠内に収まるように時間幅や時相を制御する。また時間軸の拡大縮小に伴う画質劣化を補正するため、スペクトラムドプラ画像の時間-周波数分解能を考慮した IQ データ(FFT 信号処理前のベースバンド複素信号)からの再構成処理を開発した。ドプラスペクトラム画像の画質(時間-周波数分解能)は Wavelet 変換で展開でき、FFT 窓関数と FFT のシフト量によって決まる 2 次元標本化関数のコンボリューションとなる。時間軸拡大縮小に応じて時間-周波数分解能に比を一定に保つように FFT 窓関数長と FFT シフトを制御する画質補正を試みた。

試作シミュレーションで新方式の動作確認(心拍周期の最適抽出)と画質確認(時間-周波数分解能の最適制御)をおこない良好な結果が得られた。また画質補正により、画質改善はもとよりドプラ自動トレース波形の安定性(時間分解能向上によるスペクトラム抜け防止効果がある)にも有効であることがわかった。今後製品化を目指して操作性、画質調整用のパラメータ最適化の検討を進めていく予定である。

⑤ ドプラ自動速度レンジ／オフセット最適化技術

超音波ドプラの操作性向上を目的として、ドプラ自動トレース波形の情報をもとに速度レンジとベースライン移動(速度オフセット補正 : BLS)を最適化する速度トラッキング処理を開発した。従来方式ではノイズや画像パタンの影響を受け不安定になる弱点があったが、今回開発したトレース波形のヒストグラムを利用した新方式は、ヒストグラムをもとに速度の上限、下限、重心を検出し、表示レンジに対して常にドプラ画像の速度レンジが一定比率になるように速度レンジ設定値(PRF)を計算し超音波送受信システムに PRF, BLS をフィードバックするプロセス制御である。従来に比べ、比較的ドプラ感度が悪く正負両極性のドプラ成分を持つ肺静脈波形の速度変動、診断操作で血流の欠落が発生した頸動脈波形に対しても安定した応答が得られた。

上記新方式(Ph.1 と呼ぶ)の試作評価段階で、信号の長期欠落やドプラ信号特有の折返し波形が入力に入ると不安定になる問題があることがわかった。この問題を改善するために新たにハイブリッド制御を用いた新方式(Ph.2 と呼ぶ)を開発しシミュレーションにより新方式(Ph.1)と性能比較をおこなった。新方式(Ph.2)は速度レンジを目標値に近づける単純なフィードバックでなく、血流の状態を判別し状態に応じた最適な応答を出力するハイブリッド制御を用いロバスト性を向上させたものである。通常の診断でとり得る頸動脈/心臓血流 64 データに対して、状態判別エラー発生率を 1/3 (Ph.1 の実績 10%を 3%程度)に改善することができた。さらに、この新方式(Ph.2)に対し品質工学的手法によるパラメータの最適化をおこなった。その結果、頸動脈データの標準条件に対して速度レンジ推定値の SN 比が時間優先モード(平均応答時間 0.1s)で約 6db, 精度優先モード(平均応答時間 1.3s)で約 9db 改善した。またこの時のエラー発生率は 0(108 データ中)であった。新方式(Ph.2)の最適化により推定精度, 応答性ともに実用に十分耐えるレベルに到達した。従来の製品開発では、はじめに試作で機能確認し長時間かけて性能確認と調整をおこなっていた。今回は品質工学をもとにした試作シミュレーションを実行し、自動評価する手法を使った。従来のカットアンドトライに比べ、調整パラメータの最適化に要する時間短縮ができ、製品性能の信頼性が向上した。今後、より多くの臨床データをもとに頸動脈以外に心臓や周産期などの診断分野に拡大していく予定である。

謝 辞

本研究をまとめるにあたり、当初から始終細部にわたり御教示をいただきました神戸大学大学院自然科学研究科機械・システム科学 大前伸夫教授に厚く感謝致します。

そして、的確な御助言、御指摘をいただきました神戸大学大学院自然科学科機械・システム科学 大須賀公一教授並びに、地域・空間創生科学 森本政之教授に心より感謝致します。

そして、品質工学的手法の御教示、御指導はもとより本研究に御協力いただきました(株)東芝電子エンジニアリングの大内義昭博士をはじめ品質工学推進室の皆様は深く感謝の意を表します。また品質工学 QRG 研究会で研究の方向性や本質の捉え方についてご懇篤なご教示をいただいた田口玄一博士をはじめ研究会の皆様は深く感謝いたします。

また、当初より音響学会の発表論文の査読、御助言、御指摘をいただきました(株)東芝メディカルシステムズの神山直久博士に深く感謝の意を表します。また短期間で数多くの論文査読ならびに掲載のご支援をいただいた音響学会の皆様は深く感謝いたします。

また、信号処理アルゴリズムとそれを実現するデバイス技術については早くからその価値を認めていただき、数多くの発表の機会を与えていただいた曾禰元隆博士、片岡氏をはじめ高速信号処理応用技術学会の皆様は深く感謝します。

そして、研究の深い理解と学会発表を快く承諾していただいた(株)東芝メディカルシステムズの朝比奈宏博士、河崎修一氏、嶺喜隆氏に御礼申し上げます。また、実験データの収集に御参加、御協力いただいた超音波開発センタの皆様ならびに営業本部のソノグラフィアの皆様はこの場を借りて御礼申し上げます。

また、論文執筆にあたり、妻の馬場正子と息子の馬場祐輔の理解と協力に対してもこの場を借りて謝意を表します。

本論文に関する著者の公刊論文一覧

- (1) 第2章 超音波信号処理とドプラ自動化開発項目： 第1節 超音波送受信信号処理
超音波ドプラ診断装置の順逆分離方式の検討 -6種類の信号処理方式の性能比較
著者： 馬場達朗
高速信号処理応用技術学会論文集, 第8巻,第2号, pp.14-20 (2005)に掲載
- (2) 第2章 超音波信号処理とドプラ自動化開発項目： 第2節 超音波ドプラ信号処理
超音波診断装置のドプラ音信号処理の検討 -ドプラ音の折返し信号処理
著者： 馬場達朗
日本音響学会誌, 第62巻, 第3号, pp.153-160 (2006) に掲載
- (3) 第2章 超音波信号処理とドプラ自動化開発項目： 第2節 超音波ドプラ信号処理
超音波ドプラ診断装置フオールフィルタの検討
著者： 馬場達朗
高速信号処理応用技術学会論文集 (2006.12月) に投稿中
- (4) 第2章 超音波信号処理とドプラ自動化開発項目： 第2節 超音波ドプラ信号処理
Investigation on the audio direction separation in Doppler ultrasound system:
Signal processing of Doppler audio for aliasing
著者： T. Baba
Acoustical Science and Technology (2007.03月) に投稿中
- (5) 第3章 ドプラ自動化の要素技術開発： 第1節 自動ゲイン補正
超音波ドプラ診断装置の自動ゲイン補正に関する研究
著者： 馬場達朗
日本音響学会誌に投稿中
- (6) 第3章 ドプラ自動化の要素技術開発： 第3節 自動心拍周期検出信号処理
超音波診断装置ドプラ自動計測に関する研究
-適応型バンドパスフィルタを用いたドプラ波形からの心拍検出法-
著者： 馬場達朗
日本音響学会誌, 第61巻, 第11号, pp.629-635 (2005) に掲載

(7) 第3章 ドプラ自動化の要素技術開発： 第4節 自動速度レンジ信号処理

超音波ドプラ診断装置の速度レンジトラッキングに関する研究

-ドプラトレース波形ヒストグラムを用いたレンジ最適化-

著者： 馬場達朗

日本音響学会誌, 第 62 巻, 第 4 号, pp.327-331 (2006) に掲載

(8) 第3章 ドプラ自動化の要素技術開発： 第6節 自動時間スケール最適化

超音波ドプラ診断装置の自動ゲイン補正に関する研究

著者： 馬場達朗

日本音響学会誌に投稿中

(9) 第3章 ドプラ自動化の要素技術開発： 第3節 自動心拍周期検出信号処理

適応型バンドパスフィルタを用いたドプラ波形からの心拍検出法

著者： 馬場達朗

超音波 TECHNO 2006 年 12 月号に掲載予定

(10) 第4章 品質工学的手法によるロバスト設計と最適化：

第1節 自動トレース信号処理への適用

品質工学の超音波ドプラ製品開発への応用

-診断部位ごとのドプラオートトレース性能の最適化-

著者： 馬場達朗, 大内義昭

品質工学, 第 13 巻, 第 6 号, pp.57-65 (2005) に掲載

(11) 第4章 品質工学的手法によるロバスト設計と最適化：

第2節 自動心拍周期検出信号処理への適用

品質工学の超音波ドプラ製品開発への応用(第二報)

著者： 馬場達朗, 大内義昭

品質工学に投稿中

本論文に関する著者の学協会講演論文一覧

- (1) 馬場達朗," 大内義昭タグチメソッドの超音波ドプラ製品開発への応用", 品質工学会(QRG), 2004.06.01, 品質工学会 QRG 事例検討
- (2) 馬場達朗,大内義昭," タグチメソッドの超音波ドプラ製品開発への応用 -診断部位毎のドプラオートトレース性能の最適化-", 品質工学会(QES2004), 2004.06.07, 第 12 回品質工学研究発表論文集 P412-415
- (3) 馬場達朗," 超音波診断装置ドプラ音の方向分離方式の検討", 日本音響学会 (アコースティックイメージング AI2004-4-7), 2004.10.21, 論文集 pp.29-33, (電子情報通信学会：信学技報 US2004-64)
- (4) 馬場達朗," 超音波診断装置ドプラ音の方向分離方式の検討(第 2 報) -ドプラ音の折り返し信号処理-", 日本超音波医学会第 4 回基礎技術研究会(SI2004 SI 部門オーガナイズドセッション), 2004.12.18, 論文集 pp.3-4
- (5) 馬場達朗," 超音波診断装置ドプラ自動計測に関する研究 -ドプラ波形から心拍周期を検出する方法の検討-", 日本音響学会 2005 年春季研究発表会, 2005.03.15, 日本音響学会講演論文集 pp.725-726
- (6) 馬場達朗,大内義昭," タグチメソッドの超音波ドプラ製品開発への応用(第二法)", 品質工学会(QRG), 2005.06.03, 品質工学会 QRG 事例検討
- (7) 馬場達朗,大内義昭," タグチメソッドの超音波ドプラ製品開発への応用(第二報) -診断部位毎の心拍周期検出性能の最適化-", 品質工学会(QES2005), 2005.06.20, 第 13 回品質工学研究発表論文集 pp.178-181
- (8) 馬場達朗," 超音波ドプラ診断装置の順逆分離方式の検討", 高速信号処理応用技術学会, 2005.07.15, 2005 年研究会講演論文集 pp.32-37
- (9) 馬場達朗," 超音波診断装置ドプラの自動スケーリング技術に関する研究", 日本音響学会 2005 年秋季研究発表会, 2005.09.27, 発表会講演論文集 1-4-8, pp.14

- (10) 馬場達朗," 超音波ドプラ計測における時間軸スケール最適化の検討",
平成 17 年度日本超音波医学会第 4 回基礎研究会, 2005.12.17, 基礎技術研究会資料 BT2005-23, pp.29-33
- (11) 馬場達朗," 超音波ドプラ診断装置の自動ゲイン補正に関する研究", 日本音響学会 2006 春季研究発表会, 2006.03.14, 発表講演論文集 2-6-10, p54
- (12) 馬場達朗," 各種リアルタイムデジタルフィルタの性能比較", 組込み総合技術展関西 DSP トラックカンファレンス, 2006.05.10, 講演会資料 D-3, pp.1-5
- (13) 馬場達朗,大内義昭," 品質工学の超音波ドプラ製品開発への応用(第三報)", 品質工学会(QRG), 2006.06.01, 品質工学会 QRG 事例検討
- (14) 馬場達朗,大内義昭," 品質工学の超音波ドプラ製品開発への応用(第三報)-超音波診断装置ドプラ自動速度レンジに関する研究-", 品質工学会 (QES2006), 2006.06.16, 第 14 回品質工学研究発表論文集 pp.418-421
- (15) 馬場達朗," 超音波ドプラ診断装置のフォールフィルタの検討", 高速信号処理応用技術学会 2006 年研究会, 2006.07.06, 2006 年研究会講演論文集 pp.67-71