

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号
特開2015-163087
(P2015-163087A)

(43) 公開日 平成27年9月10日 (2015.9.10)

(51) Int.Cl.
A61B 8/00 (2006.01)

F I
A61B 8/00

テーマコード (参考)
4C601

審査請求 未請求 請求項の数 13 O L (全 44 頁)

(21) 出願番号	特願2012-125131 (P2012-125131)	(71) 出願人	390029791 日立アロカメディカル株式会社 東京都三鷹市牟礼6丁目22番1号
(22) 出願日	平成24年5月31日 (2012.5.31)	(74) 代理人	110000888 特許業務法人 山王坂特許事務所
		(72) 発明者	鱒沢 裕 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所 中央研究所内
		(72) 発明者	高野 慎太 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所 中央研究所内
		(72) 発明者	池田 貞一郎 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所 中央研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波撮像装置

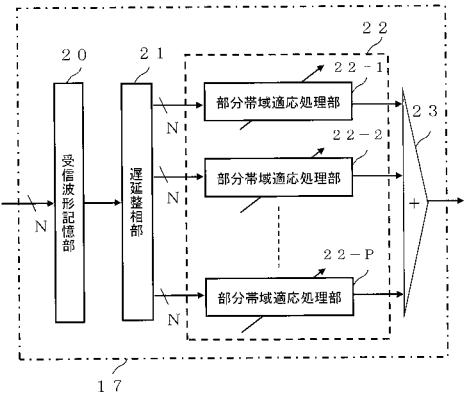
(57) 【要約】

【課題】医用超音波診断装置において、周波数に応じて変化する被検体媒質中の不均質特性に即した適応ビームフォーマの制御技術を提供する。

【解決手段】被検体からの超音波エコーを受信し、所定の受信焦点の位置に応じて受信信号を遅延させて第一の時間信号群を形成する。複数の部分帯域適応処理部22-1~22-Pは、それぞれ、第一の時間信号群から所定の周波数帯域の第二の時間信号群を抽出し、第二信号群に適応処理を行って適応重みを求め、適応重みにより第二の時間信号群を重み付けした後加算する。これにより、広い帯域の受信信号であっても、周波数帯域ごとに適切に適応処理することができる。

【選択図】図2

図 2



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

被検体からの超音波エコーを受信する複数の受信素子と、所定の受信焦点の位置に応じて前記複数の受信素子の受信信号をそれぞれ遅延させて第一の時間信号群を形成する遅延部と、前記第一の時間信号群を重み付け処理する適応処理部とを有し、

前記適応処理部は、複数の部分帯域適応処理部を有し、

複数の前記部分帯域適応処理部はそれぞれ、前記第一の時間信号群から所定の周波数帯域の第二の時間信号群を生成し、前記第二の時間信号群に適応処理を行って適応重みを推定し、前記推定した適応重みにより前記第二の時間信号群を重み付けして加算したものを前記部分帯域適応処理部の出力とし、複数の前記部分帯域適応処理部の出力を加算することを特徴とする超音波撮像装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載の超音波撮像装置において、複数の前記部分帯域適応処理部のうち 1 以上は、生成する前記周波数帯域の一部または全部が、他の前記部分帯域適応処理部が生成する周波数帯域と重なっていることを特徴とする超音波撮像装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の超音波撮像装置において、前記複数の部分帯域適応処理部は、相互に独立して前記適応処理を行うことを特徴とする超音波撮像装置。

【請求項 4】

請求項 1 ないし 3 のいずれか 1 項に記載の超音波撮像装置において、前記複数の部分帯域適応処理部は、相互に独立して、前記第二の時間信号群をそれぞれ時間軸方向および空間軸方向の少なくとも一方について再標本化した後、前記適応処理を行うことを特徴とする超音波撮像装置。

20

【請求項 5】

請求項 1 ないし 4 のいずれか 1 項に記載の超音波撮像装置において、前記複数の部分帯域適応処理部は、相互に独立して、前記第二の時間信号群について、時間軸方向および空間軸方向の少なくとも一方についてアンサンブル平均をとった後、前記適応処理を行うことを特徴とする超音波撮像装置。

【請求項 6】

請求項 1 ないし 4 のいずれか 1 項に記載の超音波撮像装置において、前記複数の部分帯域適応処理部は、相互に独立して、前記第二の時間信号群から相関行列あるいは共分散行列を求め、前記相関行列あるいは共分散行列の行列要素を重み付けした後、前記適応処理を行うことを特徴とする超音波撮像装置。

30

【請求項 7】

請求項 6 に記載の超音波撮像装置において、前記相関行列あるいは共分散行列の行列要素を重み付けの処理を、前記相関行列あるいは共分散行列に、所定の可干渉性損失行列との行列要素ごとの積を求めることにより行うことを特徴とする超音波撮像装置。

【請求項 8】

請求項 7 に記載の超音波撮像装置において、前記可干渉性損失行列の行列要素の値は、非負であり、主対角成分が最も大きく、前記主対角成分から離れる副対角成分であるほど小さくなり、前記主対角成分から所定値以上離れた副対角成分上の行列要素はゼロであることを特徴とする超音波撮像装置。

40

【請求項 9】

請求項 5 に記載の超音波撮像装置において、前記複数の部分帯域適応処理部は、それぞれ独立して、前記アンサンブル平均の条件を前記第一の時間信号群の受信開始からの経過時間とともに変化させることを特徴とする超音波撮像装置。

【請求項 10】

請求項 8 に記載の超音波撮像装置において、前記複数の部分帯域適応処理部は、それぞれ独立して、前記第一の時間信号群の受信開始からの経過時間、周波数、前記可干渉性損失行列の行列要素の位置に依存する関数の計算手段を有し、受信開始からの時間、前記複

50

数の部分帯域適応処理部を代表する周波数、行列要素の位置に応じて前記可干渉性損失行列を求める手段を有することを特徴とする超音波撮像装置。

【請求項 1 1】

請求項 1 0 に記載の超音波撮像装置において、前記関数の入力手段を備え、前記可干渉性損失行列に関する情報を表示する手段を有することを特徴とする超音波撮像装置。

【請求項 1 2】

請求項 1 に記載の超音波撮像装置において、複数の前記部分帯域適応処理部の出力は、それぞれ個別に、時間に依存する異なる重みを乗じて、コヒーレント加算あるいはインコヒーレント加算する加算部をさらに有することを特徴とする超音波撮像装置。

【請求項 1 3】

請求項 5 に記載の超音波撮像装置において、複数の前記部分帯域適応処理部はそれぞれ独立した条件で、前記第一の時間信号群の受信開始からの経過時間とともに、前記第二の時間信号群から生成する前記相関行列あるいは共分散行列の次数を低減し、前記第二の時間信号群について、時間軸方向および空間軸方向の少なくとも一方について求めるアンサンブル平均数を増加させることを特徴とする超音波撮像装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、超音波を用いて被検体内の画像を撮像する超音波撮像装置、特に医用超音波撮像技術に関する。

【背景技術】

【0002】

人体の各部位をはじめとする被検体の内部を、非侵襲的に画像化する医用超音波撮像装置が広く知られている。この装置では、圧電素子などの電気音響変換手段を複数内蔵する超音波探触子を被検体に接触させ、超音波パルス波を送受信することにより被検体の内部の情報を得ている。超音波撮像装置内の送波ビームフォーマは、超音波探触子内の複数の電気音響変換手段に対して、適切な駆動電気信号を受け渡し、生体内へ超音波パルスの送信を行わせ、所定の音響的伝搬効果を生じさせる。また、超音波パルスが被検体内で反射されることで生じたエコーは、再び超音波探触子で受信される。超音波探触子は、内蔵する複数の電気音響変換手段で超音波エコーを電気信号に変換する。超音波撮像装置内の受信ビームフォーマは、超音波探触子で得られた複数の受信信号を、所定の音響的伝搬過程の想定のもとに遅延処理や振幅重み付け処理をして、被検体の内部情報を像再生に資する信号に変換する。

【0003】

従来の受信ビームフォーマは、予め想定した音響的伝搬効果をもとに複数の受信信号の各々に与える遅延時間情報や振幅重みを決定している。例えば、複数の受信信号に対して受信信号値の如何に拘らず、伝搬音速を一樣と仮定し、超音波探触子の電気音響手段と被検体内部との幾何学的な位置関係を元に距離を計算する。こうした受信ビームフォーマによる処理は、遅延加算処理と呼ばれる。遅延加算処理では、被検体内部の想定した幾何学的位置に、強く音波を後方散乱するものが存在する場合、遅延後の互いの干渉によって位相が揃うため、加算後の信号振幅値が増強される。逆に、想定と異なれば、遅延後の信号群の間の互いの位相差の違いが、加算されることにより信号振幅値を減弱させる。これらの信号振幅値が、像再生に用いられる。

【0004】

この遅延加算処理は、超音波のパルス波面の伝搬飛行時間の差が位相差を生み、干渉により信号振幅値に強弱が付くことを利用している。しかし、同じ受信信号に複数位置からの反射エコー信号情報が重畳している場合には、重畳の度合いを推定して考慮に入れることはできない。適応ビームフォーマ処理は、受信信号群を確率変数とみなし、統計的推定から受信信号群各々の遅延あるいは位相、重み付けを逐次、変更したのちに加算する処理を行うことで目的とする信号を好条件で得られる。適応ビームフォーマは、ソナーやレー

10

20

30

40

50

ダー、移動体通信などのリモートセンシングの分野で広く利用されている。ソナーの送受波器、レーダーならびにアンテナの配列（アレイ）においては、異なる方向への遅延加算処理の反復が空間フーリエ変換に関連付けられ、空間フィルタ技術、空間のスペクトル解析技術として用いられている（非特許文献1, 非特許文献2, 非特許文献3）。非特許文献1、非特許文献2によれば、Capon法あるいはMVDR（Minimum Variance Distortionless Response）法、APES（Amplitude and Phase Estimation）法などがアルゴリズムとして列挙できる。これらの手法は、受信データのベクトルの相関行列あるいは共分散行列の推定を経て実現される。

【0005】

超音波撮像装置では、人体腹部の深部（凡そ10～20cm）まで有効視野が広がる肝臓や、表在性の甲状腺などを撮像対象として選ぶ場合がある。使用される超音波パルスの周波数は、2～18MHzであり、約3オクターブの周波数の開きがある。圧電素子などで構成される超音波探触子の電気音響変換手段の共振周波数を代表的な中心周波数とすると、上記周波数の範囲の中心周波数に対する比帯域は50～100%と大きく、広帯域信号として扱う必要がある。例えば、体表から10cm程度の深さまでの被検体視野を撮像する場合には、深さに応じて受信ビームフォーマの出力周波数帯域の上限を浅部から深部に向かうにつれて漸次低周波側に移動させることで画像の描出能を改善できることが知られている。また、距離方向の分解能を向上させるために、アレイ（超音波探触子の配列された電気音響変換手段）の個々の受信信号に対し、時間軸方向の周波数帯域を変化させる受信ダイナミックフィルタ技術や、受信信号を複数（およそ3～5程度）の帯域通過フィルタで周波数帯域の部分空間に分解し、受信信号の検波前あるいは検波後の信号の合成を制御する周波数コンパウンド技術が知られている。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0006】

【非特許文献1】B. Allen, M. Ghavami, "Adaptive Array Systems", John Wiley & Sons Ltd (2005)

【非特許文献2】P. Stoica, R. Moses, "Spectral Analysis of Signals", Prentice Hall (2005)

【非特許文献3】J. G. McWhirter, T. J. Shepherd, "Systolic array Processor for MVDR beamforming", IEEE Proceedings, vol. 136, Pt. F, No. 2, APRIL (1989)

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

上記リモートセンシング分野の適応ビームフォーマ技術は、多くの場合、受信信号源（後方散乱エコー源）の位置が、アレイに対して無限遠に仮定されている。医用超音波撮像装置は、超音波探触子内の超音波送受信素子のアレイの物理的な代表寸法に対する、受信信号源までの距離の比（F値）があまり大きくないため、F値が無限大を仮定する適応ビームフォーマ技術を適用するには工夫が必要である。近距離で点を仮定する受信信号源から超音波探触子に到達する際のエコーの波面が凹面になるため、超音波探触子の受信信号を受信焦点を中心とする凹面に合わせて遅延させ、合焦した遅延受信信号を得る。医用超音波診断装置では、時間軸方向のパルス幅が、画像の距離方向分解能に関係し、F値と波長が、方位分解能を支配するが、さらに合焦した遅延受信信号の時間軸方向とアレイの空間軸方向の関連付けを考慮することが望ましい場合もある。

【0008】

また、従来の受信ビームフォーマは、撮像対象に対する事前情報が与えられない限りは、音速一定でかつ超音波の波長に対して十分小さな組織が均質に連続する媒質を想定して

信号を処理するように設計されている。しかし、実際の被検体の内部組織は、脂肪層や筋肉などの組織ごとに音速や密度の差異があり、超音波信号が減衰する。また、被検体内に超音波波長と同程度の寸法の組織構造が存在し、超音波を散乱する場合もある。このような超音波の減衰や散乱に起因して超音波波面の到達乱れを生じ、撮像能力が低下することがある。しかも、減衰や散乱による波面の到達乱れは、超音波の周波数に依存して変化する。

【 0 0 0 9 】

本発明の目的は、医用超音波診断装置において、周波数に応じて変化する被検体媒質中の不均質特性に即した適応ビームフォーマの制御技術を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

10

【 0 0 1 0 】

本発明では、適応処理部が、複数の部分帯域適応処理部を有する。複数の部分帯域適応処理部はそれぞれ、遅延処理後の第一の時間信号群から所定の周波数帯域の第二の時間信号群を抽出し、第二の時間信号群に適応処理を行って適応重みを求め、適応重みにより第二の時間信号群を重み付けした後加算する。

【発明の効果】

【 0 0 1 1 】

本発明では、受信信号を遅延処理後の第一の時間信号群を、周波数帯域ごとの第二の時間信号群に分け、それぞれ部分帯域適応処理部が適応ビームフォーマ処理するため、周波数に応じて変化する被検体媒質中の不均質特性に即した適応ビームフォーマを行うことができる。

20

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 2 】

【図 1】本実施形態の超音波診断装置の全体を示すブロック図。

【図 2】本実施形態の受信ビームフォーマ 17 の構成を示すブロック図。

【図 3】図 2 の受信ビームフォーマの部分帯域適応処理部 22 - 1 の構成を示すブロック図。

【図 4】図 3 の部分帯域適応処理部 32 (QRD - RLS アルゴリズム構成) の構成例を示すブロック図。

30

【図 5】図 4 のシストリックアレイ 45 の演算部構成を示すブロック図。

【図 6】図 5 のシストリックアレイのセルの演算を示す図。

【図 7】図 3 の部分帯域適応処理部 32 (SMI 法等による MVD R) の構成例を示すブロック図。

【図 8】本発明の適応ビームフォーマの時空間再標本化を説明する図。

【図 9】部分帯域適応処理部 22 - 1 の時空間スナップショットとアンサンブル平均を説明する図。

【図 10】部分帯域適応処理部 22 - P の時空間スナップショットとアンサンブル平均を説明する図。

【図 11】可干渉性損失行列の対角成分と対角位置変数 q を説明する図。

【図 12】可干渉性損失関数 C_i および有効干渉長 λ_i の部分帯域による違いを説明するグラフ。

40

【図 13】有効干渉長 λ_i の部分帯域周波数による違いを説明するグラフ。

【図 14】可干渉性損失関数 C_i および有効干渉長 λ_i の受信開始からの経過時刻による違いを説明するグラフ。

【図 15】有効干渉長 λ_i の経過時刻による変化を説明する図。

【図 16】可干渉性損失行列 B_i への口径位置変数 q' の設定を説明する図。

【図 17】口径制限関数 D_i および有効口径幅 α_i を説明する図。

【図 18】有効口径幅 α_i の部分帯域周波数による違いを説明するグラフ。

【図 19】口径制限関数 D_i および有効口径幅 α_i の経過時刻による変化を説明する図。

【図 20】部分帯域ごとの有効口径幅 α_i の経過時刻変化を説明する図。

50

【図 2 1】不均一散乱シミュレーションに用いた生体モデルを説明する図。

【図 2 2】シミュレーションの音源の送信波形を説明する図。

【図 2 3】シミュレーションの音源の周波数スペクトルを説明する図。

【図 2 4】不均一散乱の効果を説明する図。

【図 2 5】A P E S 適応ビームフォーマの効果を説明する図。

【図 2 6】部分帯域 A P E S 適応ビームフォーマの効果を説明する図。

【図 2 7】部分帯域 A P E S 適応ビームフォーマのコヒーレント合成効果を説明する図。

【図 2 8】部分帯域 A P E S 適応ビームフォーマのコヒーレント合成効果を説明する図。

【図 2 9】部分帯域 A P E S 適応ビームフォーマのコヒーレント合成効果を説明する図。

【図 3 0】部分帯域 A P E S 適応ビームフォーマのコヒーレント合成効果を説明する図。

【図 3 1】部分帯域 A P E S 適応ビームフォーマのコヒーレント合成効果を説明する図。

【発明を実施するための形態】

【0013】

本発明では、被検体からの超音波エコーを受信する複数の受信素子と、所定の受信焦点の位置に応じて複数の素子の受信信号をそれぞれ遅延させて第一の時間信号群を形成する遅延部と、第一の時間信号群を重み付け処理する適応処理部とを有する。適応処理部は、複数の部分帯域適応処理部を有する。複数の部分帯域適応処理部はそれぞれ、第一の時間信号群から所定の周波数帯域の第二の時間信号群を抽出し、第二の時間信号群に適応処理を行って適応重みを求める。そして、この適応重みにより第二の時間信号群を重み付けした後、加算する。

【0014】

これにより、周波数帯域ごとに適応処理を行うことができるため、周波数に応じて変化する被検体媒質中の不均質特性に対応して、適応ビームフォーマを行うことができる。

【0015】

なお、超音波波面の到達乱れがある場合には、適応アルゴリズムで想定する信号源のエコー信号の空間分布が、多重経路を経由して伝搬していることも想定に含めることが望ましい。すなわち、単一点の反射源からの理想的球面波のようなエコー波面が、空間軸方向と時間軸方向に分散した複数の小波面群の重畳として到達する場合をも考慮する。さらに、これらの到達乱れが超音波のパルスの波長すなわち時間周波数により異なった変化をすることを考慮することが望ましい。

【0016】

上述の複数の部分帯域適応処理部のうち 1 以上は、抽出する周波数帯域の一部または全部が、他の前記部分帯域適応処理部が抽出する周波数帯域と重なっていてもよい。

【0017】

複数の部分帯域適応処理部は、相互に独立して適応処理を行う構成とすることができる。これにより、周波数帯域ごとに独立して適応処理を行うことができるため、生体の非線形性による調波の発生に即した適応処理もできる。また、超音波パルスの送信を複数帯域に分けて指向性や焦点距離、方向を異ならせる周波数多重送信を周波数ごとに適切に適応処理することが可能になる。

【0018】

複数の部分帯域適応処理部は、相互に独立して、第二の時間信号群をそれぞれ時間軸方向および空間軸方向の少なくとも一方について再標本化した後、前記適応処理を行う構成としてもよい。

【0019】

それぞれの周波数帯域に応じて適切な標本化間隔の第二の時間信号群を生成できる。超音波探触子のアレイを構成する受信素子の指向性は、音波の放射面の寸法と波長の関係で決まる。波長は帯域を代表する周波数と、音速に依存する。撮像すべき被検体の超音波探触子近傍では受信ビームフォーミングに同時に関与すべき受信素子幅（受信口径）は、指向性の主極の角度範囲に受信焦点が含まれるよう周波数帯域に応じて幅を変化させることが望ましい。同じ焦点に対して低周波成分は大口径、高周波成分は小口径となる。数オク

10

20

30

40

50

タープにわたる広帯域受信を行う探触子では、グレーティングローブを抑圧するために高周波数成分を考慮しておよそ0.5～1.5波長の適切な素子間隔に細分化されている。高周波成分を基準とすると、低周波数成分に対しては過度に細分化された状態となる。実際の素子のアレイより大きな間隔の仮想的なアレイを作り出すよう空間軸方向の再標本化を行って低周波成分に対して実質的に受信信号数数を低減できる場合がある。また、単一の広帯域処理では高周波数成分に対応して時間エイリアシングを起こさない時間標本化周期が設定されるが、時間軸方向の再標本化をより狭い部分周波数帯域ごとに行うことにより、周期を長くでき単位時間当たりの標本数を低減できる場合がある。このように、部分周波数帯域ごとに受信口径の制限、空間軸方向や時間軸方向の再標本化を行うことで装置演算資源を効率よく割り当てられる場合がある。

10

【0020】

複数の部分帯域適応処理部は、第二の時間信号群をもとに相関行列あるいは共分散行列を推定する。行列の推定にはアンサンブル平均を取るが、次数を第二の時間信号群の空間軸方向の標本点数より少なくした場合には、空間軸方向にもアンサンブル平均を取ることができる。時間軸方向および空間軸方向の少なくとも一方についてアンサンブル平均をとる適応処理を部分周波数帯域ごとに独立して構成してよい。また、アンサンブル平均の条件を第一の時間信号群の受信開始からの経過時間とともに変化させてよい。

【0021】

第二の時間信号群から相関行列等を推定する場合に、十分に安定な（確率収束した）期待値を得るのに適切な時間軸方向および／または空間軸方向のアンサンブル平均数や行列次数は、周波数帯域ごとに異なる場合がある。本発明では、第二の時間信号群を形成する上記構成によりこれを実現できる。また、アンサンブル平均の条件を第一の時間信号群の受信開始からの経過時間とともに変化させることにより、超音波探触子に対して被検体の浅い位置と深い位置とで、十分に安定な適応処理結果を得る条件を調整することができる。

20

【0022】

複数の部分帯域適応処理部は、相互に独立して、第二の時間信号群から相関行列あるいは共分散行列を求め、行列要素を重み付けした後、適応処理を行うことも可能である。行列要素に重み付けする処理は、第二の時間信号群に空間軸方向の標本点に対応して所定の重みづけベクトルの要素を空間方向の標本点ごとに乗じてから相関行列あるいは共分散行列を推定する方法と、相関行列あるいは共分散行列を先に推定してから、所定の可干渉性損失行列（coherence loss matrix）との行列要素位置同志の積（Schur-Hadamard積）を行う二通りが考えられる。前者では、重みづけベクトルの要素値を非負とし、ベクトルの中央要素位置の値が最も大きく両端の要素に向かって減少させ、所定値以上離れた要素ではゼロになるようにしたり、後者では可干渉性損失行列の行列要素の値を、非負とし、主対角成分の値が最も大きく、主対角成分から離れる副対角成分ほど小さくなり、主対角成分から所定値以上離れた副対角成分の行列要素はゼロであるように定める。また、複数の部分帯域適応処理部は、それぞれ独立して、第一の時間信号群の受信開始からの経過時間とともに、可干渉性損失行列の行列要素をゼロにする所定値を変化させることも可能である。

30

40

【0023】

このように相関行列あるいは共分散行列の行列要素を重み付けすることにより、周波数帯域の高低や、被検体の受信焦点の深さに応じて信号に重畳しやすいノイズや生体不均一の影響を抑制して、適応重みを求めることが可能になる。また、撮像すべき被検体の深度に応じて受信ビームフォーミングに関与すべき受信口径幅を第一の時間信号群の受信開始からの経過時間に応じて段階的に変化させる受信可変口径技術を用いる場合がある。受信口径幅に含まれる受信素子の数が少なく、口径幅の素子幅単位の変化に伴い、適応重みが経過時間に対して急激に変化する場合がある。相関行列あるいは共分散行列の行列要素経過時間に応じた連続的で滑らかな重み関数を元に重み付けすることにより、適応重みも滑らかに変化させることができる。

50

【 0 0 2 4 】

複数の前記部分帯域適応処理部の出力にそれぞれ個別に、時間に依存する異なる重みを乗じて加算できる。加算は位相情報を保存するコヒーレント加算あるいは位相を保存せず包絡線振幅情報だけを加算するインコヒーレント加算部を有する構成としてもよい。

【 0 0 2 5 】

複数の部分帯域適応処理部は、それぞれ独立した条件で、第一の時間信号群の受信開始からの経過時間とともに、相関行列あるいは共分散行列の次数（第二の時間信号群の空間軸方向の再標準化出力信号数）を低減し、第二の時間信号群について、時間軸方向および空間軸方向の少なくとも一方について求めるアンサンブル平均を行う標本数を増加させてもよい。

10

【 0 0 2 6 】

これにより、受信開始からの経過時間とともに第二の時間信号群の信号から選ぶ行列次数を低減することにより、反射エコーへの生体不均一伝搬の影響が浅部から深部にわたり周波数帯域に応じて異なる変化をすると想定する場合に、対応することができる。また、相関行列あるいは共分散行列の次数を低減した場合にも、アンサンブル平均を行う標本数を増加させることで、安定な（確率収束した）適応処理を行うことができる。

【 0 0 2 7 】

複数の部分帯域適応処理部は、それぞれ独立した条件で、第一の時間信号群の受信開始からの経過時間とともに、抽出する第二の時間信号群の信号数を低減することにより、相関行列あるいは共分散行列の次数を低減し、かつ、次数の低減に伴って前記重みづけベクトルや可干渉性損失行列の行列要素の値を変化させることも可能である。

20

【 0 0 2 8 】

これにより、周波数に応じて反射エコー信号への生体不均一の影響が浅部から深部にわたり周波数に応じて異なる変化をする場合に、相関行列あるいは共分散行列の次数を低減することにより、演算資源（たとえば処理演算装置や回路の最大単位時間当たり演算能力）を有効に利用することができる。また、可干渉性損失行列を行列要素の値を変化させることにより、次数変化に伴う急激な適応重み変化を抑制できる。

【 0 0 2 9 】

以下、具体的に本発明の実施形態について説明する。

【 0 0 3 0 】

本発明を実施する超音波撮像装置の全体構成を図 1 を用いて説明する。超音波撮像装置は、操作者からの入力を受け付ける入力部 11 と、制御部 12 と、送信ビームフォーマ 13 と、送信回路 14 と、送受分離回路 15 と、超音波探触子 10 と、受信回路 16 と、受信ビームフォーマ 17 と、バックエンド処理部 18 と、表示部 19 とを備えて構成される。

30

【 0 0 3 1 】

入力部 11 は、スイッチ群やキーボード等からなり、操作者からの入力を受け付ける。制御部 12 は、所定の時間間隔で超音波送信開始指令を送信ビームフォーマ 13 に通知する。送信ビームフォーマ 13 は、送信回路 14 に複数の送信制御信号群を出力する。送信制御信号群は、送信開始時刻、送信パルス波形、送信振幅情報などを含む。送信回路 14 は、必要に応じて図示しないデジタル - アナログ変換器などを用いて、送信制御信号群の情報に対応するアナログ連続電圧波形を生成し、内蔵する電力増幅回路によりこれを増幅して高電圧パルス信号群を生成し、送受分離回路 15 に出力する。送受分離回路 15 は、送信回路 14 から受け取った高電圧パルス電圧信号群を超音波探触子 10 に受け渡す。

40

【 0 0 3 2 】

超音波探触子 10 は、電気音響変換器アレイ 10a を備えている。電気音響変換器アレイ 10a は、電気信号（電圧波形）を機械応力信号（音圧波形）に変換する圧電体などで構成されたトランスデューサを複数配列した構成である。電気音響変換器アレイ 10a の複数の受信素子は、送受分離回路 15 から受け取った高電圧パルス信号群によりそれぞれ駆動され、送信パルス 10b を被検体内部に照射する。

50

【 0 0 3 3 】

送信パルス 1 0 b が、被検体内の反射体 1 0 c により後方散乱されることにより、パルスエコー 1 0 d が発生する。パルスエコー 1 0 d が超音波探触子 1 0 a に到達すると、電気音響変換器アレイ 1 0 a の複数のトランスデューサの各々により、パルスエコー 1 0 d の音圧波形が電圧波形に変換されて受信電圧信号群となる。以下、受信時においては、トランスデューサを受信素子と呼ぶ。

【 0 0 3 4 】

受信回路 1 6 は、受信電圧信号群に対して、増幅、時間利得補償、アナログーデジタル変換等の処理を行う。これにより、受信電圧信号群は、離散時間で標準化されたデジタル受信信号群に変換される。本実施形態では以下、特に説明のない限り標準化されたデジタル受信信号群のことを単に「受信信号群」と呼称するものとする。

【 0 0 3 5 】

受信信号群は、受信回路 1 6 から受信ビームフォーマ 1 7 に出力される。本実施形態では受信信号群は N チャンネルであるとする。受信ビームフォーマ 1 7 は、受信信号群から求めた相関行列あるいは共分散行列を元に推定した振幅重み（適応重み）を受信信号群に与える適応ビームフォーマ処理能力を有する。すなわち、受信ビームフォーマ 1 7 は、受信信号群を構成する N チャンネルの信号の各々に対して、時間遅延および / または搬送波の位相回転処理を行った後、適応重みにより重み付けを行った後、総和する。受信ビームフォーマ 1 7 は、総和した信号をバックエンド処理部 1 8 に出力する。また適応処理のための情報は制御部 1 2 とのデータバス 1 2 - 1 を介して行われる。

【 0 0 3 6 】

バックエンド処理部 1 8 は、受信ビームフォーマ 1 7 の出力の直交検波、振幅対数圧縮する処理を行う。また、複数回の送受信における受信ビームフォーマ 1 7 の出力を、検波前あるいは振幅対数圧縮後の状態で内蔵する記憶部に格納する。そして、格納した複数回の送受信における出力に対して所定の重み付け処理をした後、総和を求める操作を行う。また、受信ビームフォーマ 1 7 の出力から画像（映像）を生成する処理等を行う。バックエンド処理部 1 8 は、表示部 1 9 へ画像（映像）信号を出力し、実時間で断層像や立体走査結果等を表示させる。

【 0 0 3 7 】

本発明は、受信ビームフォーマ 1 7 の構成と動作に特徴がある。本実施の形態の受信ビームフォーマ 1 7 の構成について図 2 を用いてより詳しく説明する。

【 0 0 3 8 】

受信ビームフォーマ 1 7 は、受信波形記憶部 2 0 と、遅延整相部 2 1 と、適応処理部 2 2、加算器 2 3 とを備えて構成される。適応処理部 2 2 は、複数（ここでは P 個）の部分帯域適応処理部（ $ADF_1 \sim ADF_P$ ）2 2 - 1, 2 2 - 2 $\cdots$ 2 2 - P を有する。複数の部分帯域適応処理部 2 2 - 1 $\sim$ 2 2 - P は、周波数帯域で分割した受信信号についてそれぞれ適応重みを求め、受信信号の振幅を適応重みで重み付けする処理を行う。

【 0 0 3 9 】

受信波形記憶部 2 0 は、受信回路 1 6 が出力する N チャンネルの受信信号群を、所定の時間長に渡って記憶しながら、逐次、時間的に古い受信信号群を新しい受信信号群に更新する。遅延整相部 2 1 は、受信波形記憶部 2 0 から読み出した受信信号群の波形をチャンネル毎に遅延させる。チャンネル毎の遅延量は、電気音響変換器アレイ 1 0 a に到達する際の受信信号群の波面（凹面）を平面に補正するように定められている。具体的には、電気音響変換器アレイ 1 0 a を構成する個々の受信素子と像生成したい画素点（受信焦点）との間の、送信から受信までの超音波パルスの飛行経過時間を幾何的に求めた情報を元に定められる。この波形遅延処理は、受信波形記憶部 2 0 に記憶された受信信号群の時間標準化周期より細かい時間精度で行う。

【 0 0 4 0 】

遅延整相部 2 1 は、遅延処理した受信信号群（第一の時間信号群）を適応処理部 2 2 の複数の部分帯域適応処理部 2 2 - 1 $\sim$ 2 2 - P にそれぞれ出力する。部分帯域適応処理部

10

20

30

40

50

22-1 ~ 22-P はそれぞれ、受信信号群（第一の時間信号群）から所定の周波数帯域（部分帯域）の第二の時間信号群を抽出し、抽出した第二の時間信号群について、適応処理を行うことで適応重みを求める。この適応重みにより、受信信号群（第二の受信信号群）の振幅を重み付け（適応重み付与）処理する。部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P の出力は、加算器 23 にて総和される。

【0041】

部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P が適応処理する部分帯域は、互いに一部または全部が重なるように設定してもよい。

【0042】

部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P がそれぞれ処理する部分帯域は、制御部 12 が設定する。制御部 12 が設定する部分帯域は、予め定められた帯域でもよいし、操作者が入力部 11 を介して設定した帯域でもよい。

【0043】

部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P が適応処理する受信信号群のチャンネル数は、それぞれ全チャンネル（N チャンネル）でもよいし、1 チャンネル以上の所定の一部のチャンネルでもよい。図 2 では遅延整相部 21 が全チャンネルの受信信号群（第一の時間信号群）を部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P に出力し、部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P が設定されているチャンネルをそれぞれ選択して第二の時間信号群を得て、適応処理する例を示しているが、遅延整相部 21 がチャンネルを選択してそれぞれの部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P に出力する構成にしてもよい。

【0044】

また、部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P の適応処理は、同一の条件で行ってもよいし、別々の条件で行ってもよい。例えば、周波数帯域により異なる指向性を持たせた送信パルスを送受信（周波数多重送受信）し、得られた受信信号群を部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P で周波数帯域ごとに処理する場合は、周波数帯域ごとに別の条件で適応処理することが効率がよい。また、受信信号群から生体非線形性や造影剤による調波成分の周波数帯域を他の周波数帯域から分離する場合も、それぞれに別の条件で適応処理を行う自由度を得ることができる。

【0045】

さらに、部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P の適応処理は、互いに独立させて行わせることもできるし、相互に関連させて処理することもできる。例えば、P 個の部分帯域の適応処理に必要なアンサンブル平均の標本数や相関行列の次数などの条件パラメータを選択した一部の帯域だけで直接指定し、その他の部分帯域のパラメータ値を、帯域の中心周波数や時間の単調変化する関数として直線や曲線で内挿する方法などがある。

【0046】

次に、部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P の構成を図 3 を用いて説明する。図 3 は、1 つの部分帯域適応処理部 22-1 の構成を示している。他の部分帯域適応処理部 22-2 ~ 22-P の構成も、図 3 の部分帯域適応処理部 22-1 と同じである。部分帯域適応処理部 22-1 は、解析フィルタ 31、部分帯域適応フィルタ 32、合成フィルタ 33 とを備えている。

【0047】

遅延整相部 21 の出力する N チャンネルの受信信号群（第一の時間信号群）は、解析フィルタ 31 に入力される。解析フィルタ 31 は、制御部 12 の制御下で、所定の部分帯域を取り出すフィルタリング処理（帯域制限処理）を行う。これにより、図 2 の遅延整相部 21 から受け取った受信信号群（第一の時間信号群）から、部分帯域適応処理部 22-1 において適応処理すべき部分帯域の第二の時間信号群（部分帯域信号 34）を生成して、部分帯域適応フィルタ 32 に出力する。

【0048】

このとき、解析フィルタ 31 は、フィルタ処理の積和演算に同時に関係すべき複数チャンネル（チャンネル数 n 、 $n \leq N$ ）を全チャンネルから選択する処理や、受け取った受信信

10

20

30

40

50

号群の標本化周期とは異なる標本化周期で第二の時間信号群を再標本化することも可能である。電気音響変換器アレイ 10a の複数の素子は、空間軸方向に物理的に分割されている。各素子の中央位置で代表される空間位置の系列が定められ、空間軸方向に標本化されたチャンネル群を形成している。実際に素子が存在する N チャンネルの空間位置の系列より、空間周期（間隔）の大きな位置系列を作り出し、 M ($M < N$) チャンネルへとチャンネル数の低減を行う処理は、空間軸方向の再標本化である。また、アナログ - デジタル変換時の標本化周期の時刻系列より長い周期の時刻系列で出力する処理は、時間軸方向の再標本化である。チャンネル数を低減する空間軸方向再標本化や、単位時間当たりの標本数を低減する時間軸方向再標本化を行うことにより、部分帯域適応フィルタ 32 の相関行列あるいは共分散行列の次数を低減することができる。また、時間軸方向の再標本化を行うことにより時間方向のアンサンブル平均標本点の間の独立性が高まる。逆行列の直接計算や QR 分解を元にいわゆる逆行列の定理を計算過程に用いる適応フィルタでは、行列の次数の増加に対して処理量が 3 乗あるいは 2 乗の規模で増すため、予め空間軸方向および / または時間軸方向再標本化により次数を低減しておくことにより、解析フィルタ 31 の再標本化による処理量増加を見込んでも、なお全体として処理量を低減することができる場合がある。

10

20

30

40

50

【0049】

部分帯域適応フィルタ 32 は、第二の時間信号群（部分帯域信号 34）を適応フィルタ処理することにより適応重みを求め、重み付け処理する。重み付け処理後の部分帯域信号（部分帯域適応信号 35）を出力する。部分帯域適応フィルタ 32 の具体的な構成については後述する。合成フィルタ 33 は、部分帯域適応信号 35 を、制御部 12 の図示しない指令に基づき、他の部分帯域適応処理部 22 - 2 ~ 22 - P の出力する部分帯域適応信号 35 と共通の時刻系列において加算可能な信号に変換する処理を行う。

【0050】

解析フィルタ 31 は、帯域通過フィルタ処理、直交復調処理と低域通過フィルタ処理との組み合わせ、および、デシメートやダウンコンバート等のデータレート変換処理、のうちの 1 以上を制御部 12 の制御下で行なう。合成フィルタ 33 は、解析フィルタ 31 が直交復調処理を行った場合には、直交変調処理を行い、解析フィルタ 31 がデシメートやダウンコンバート等のデータレート変換処理を行った場合には、オーバーサンブルやアップコンバート等のデータレート復元を行う。

【0051】

また、合成フィルタ 33 は、部分帯域適応フィルタ 32 の出力する部分帯域適応信号 35 に対して、図示しない制御部 12 の指令に基づき所定の重み付けを必要に応じて行なうことも可能である。

【0052】

非常に簡易な構成例としては、解析フィルタ 31 を受信信号群から所定の部分帯域のみを通過させる帯域通過フィルタとし、合成フィルタ 33 を、インパルス応答が時間軸方向 1 点の重み付け乗算器とする構成にできる。また、別の例としては、ベースバンド処理を実現するために、解析フィルタ 31 は、参照信号を部分帯域の中心周波数とする直交復調器、デシメーションフィルタおよびダウンサンブラで構成することができる。この場合、合成フィルタ 33 は、解析フィルタ 31 のダウンサンプルに対応したオーバーサンブルを行うオーバーサンブラ、平滑フィルタ、および、第一の時間信号群の全帯域に従って定める基準周波数と部分周波数帯域の基準周波数との差の周波数を参照周波数とする直交変調器等で構成し、アップコンバートを適切に行なうようにする。また、部分周波数帯域のビーム出力をインコヒーレント合成する場合には、合成フィルタ 33 は直交検波による包絡線検出を行っても良い。

【0053】

合成フィルタ 33 の出力が検波されていなければコヒーレント加算出力として図 2 の加算器 23 で適応ビーム出力が得られる。合成フィルタ 33 の構成により検波されていれば加算器 23 で周波数に関してインコヒーレント加算された適応ビーム出力が得られる。合

成フィルタ 33 が検波する場合はバックエンド処理部 18 での検波処理は省かれる。

【0054】

このように、本実施形態によれば、受信信号群の周波数成分が数オクターブにわたる広帯域信号である場合にも、所定の部分帯域ごとに分割して、別々の部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P で処理することができる。これにより、全ての周波数成分を包含して一つの適応フィルタで処理する場合よりも、生体伝搬不均一の周波数依存性等の影響を低減して、適切に重み付けした受信信号群を得ることができる。

【0055】

次に、部分帯域適応フィルタ 32 の詳しい構成について図 4 を用いて説明する。部分帯域適応フィルタ 32 としては、公知の適応フィルタを利用した構成にすることができる。本発明の部分帯域適応フィルタ 32 は、相関行列あるいは共分散行列の推定に対して、その次数や空間軸方向および / または時間軸方向のアンサンブル平均処理の標本数、それらの更新条件や更新頻度を、直接あるいは間接に操作することができる構成であればどのような適応フィルタであってもよい。例えば、シスリックアレイ等のアルゴリズムと専用並列計算ハードウェアで部分帯域適応フィルタ 32 を構成することも可能であるし、信号処理プロセッサなどを利用したソフトウェアで部分帯域適応フィルタ 32 の全体を構成することもできる。本実施形態では、部分帯域適応フィルタ 32 が、QR 分解 (QR Decomposition: QRD) アルゴリズムを用いる MVDR 適応フィルタ (QRD-MVDR) である例と、QR 分解を経ずに逆行列計算を行う Sample Matrix Inversion (SMI) 法等での MVDR 適応フィルタ、APES 適応フィルタである例とを以下説明する。

10

20

【0056】

まず、部分帯域適応処理部 32 が、QRD-MVDR アルゴリズムを用いる場合について、図 4 および図 5 を用いて説明する。QRD-MVDR は、相関行列の逆行列演算処理を直接行わずに、目標値 (たとえば制約条件の無い MVDR ではゼロ) に対する出力残差のノルムが相似変換やユニタリ変換に対して不変であることを利用する処理である。

【0057】

図 4 のように、QRD-MVDR アルゴリズムの部分帯域適応フィルタ 32 は、適応制御部 41 と、部分帯域波形記憶部 42 と、シスリックアレイ多重化器 43 と、適応フィルタ処理演算を行うシスリックアレイ 45 と、係数テーブル記憶部 44 と、部分帯域適応出力記憶部 46 とを備えて構成されている。シスリックアレイ 45 は「セル」と呼ばれる同期式の処理手段から構成される。

30

【0058】

部分帯域波形記憶部 42 は、図 3 の解析フィルタ 31 の出力するチャンネル数 M の部分帯域信号 34 を一定の時間の長さにわたり入力順に保持する。適応制御部 41 は、部分帯域波形読み出しアドレス信号 41-1 を部分帯域波形記憶部 42 に出力する。これにより、部分帯域波形記憶部 42 からチャンネル数 M の部分帯域信号 34 の波形データが読み出され、シスリックアレイ多重化器 43 に受け渡される。シスリックアレイ多重化器 43 は、図 5 に示すように、部分帯域信号 34 のデータをチャンネル毎に必要時間だけ遅延させながら分配して、シスリックアレイ 35 を同期動作させるのに適切な入力データシーケンス 55 に並べ替える。シスリックアレイ多重化器 33 は、部分帯域信号 34 の他に参照信号ベクトルも含めて入力データシーケンス 55 を生成する。シスリックアレイ多重化器 43 のデータパスの選択制御は、適応制御部 41 の出力する多重化アドレス信号 41-2 により指定される。また、シスリックアレイ 45 に特有の動作モード指令 (Msys) 41-6 も適応制御部 41 により出力される。

40

【0059】

並行して適応制御部 41 は、係数テーブル記憶部 44 は係数多重化アドレス信号 41-3 を出力する。係数テーブル記憶部 44 は、適応処理前の重みづけベクトルの要素をチャンネルごと乗算するための重みづけベクトル係数 w_{inb} および w_{inr} を、時間的な並べ替えを行いながらシスリックアレイ 35 の一部の「セル」(図 5 のアレイ入力側セル群

50

56) に対して出力する。シストリックアレイ45では、部分帯域信号34のチャンネルに対し重みづけベクトルによる重みづけが、係数テーブル記憶部44から受け取った係数との積で行われ、引き続くQR分解と最適重みの賦与が行われる。これにより、適応処理前にチャンネル重みをつけた部分帯域の適応処理が実行される。

【0060】

シストリックアレイ45の適応出力は、部分帯域適応出力記憶部46に格納される。部分帯域適応出力記憶部46は、シストリックアレイ45の適応出力を、後段の処理に同期して出力するため所定の一定時間にわたって保持する。適応制御部41は、部分帯域適応出力記憶部46に適応出力整序アドレス信号41-4により時間的な整序を行って部分帯域適応信号35を出力する。

10

【0061】

適応制御部41の出力する部分帯域波形読み出しアドレス信号41-1、係数多重化アドレス信号41-3、適応出力整序アドレス信号41-4は、適応制御部41に内蔵されているシーケンステーブル記憶部41-5のテーブルに従って演算され発生される。適応制御部41のシーケンステーブル記憶部41-5および係数テーブル記憶部34に記憶されるテーブルの内容は、図1の制御部12からデータバス12-1を経由して図4の適応制御部41および係数テーブル記憶部44へと転送される。

【0062】

ここで図4のシストリックアレイ45の構成についてM=4の場合の例について図5を用いて説明する。シストリックアレイ45の構成は、非特許文献3を含め多くの構成法があるので、本発明に係る部分だけを簡単に説明する。シストリックアレイ45は、境界セル51、遅延セル52、内部セル53、最終セル54の少なくとも4種の「セル」を含んで構成される。「セル」は所定の並列信号処理の繰り返し単位の纏まりを指し、個々の「セル」は物理的なハードウェア演算手段の分割単位を必ずしも意味しない。図5のシストリックアレイ45には、小円の図形で表した最終セル54は1個、比較的大きな円の図形で表した境界セル51と同じものは4個、傾斜した長方形の図形で表した遅延セル52と同じものは4個、正方形の図形で表した内部セル53と同じものは10個含まれている。

20

【0063】

これらの「セル」が演算回路の単位である必要はなく、たとえば境界セル51、遅延セル52、内部セル53、最終セル54の中から個数の異なる複数種の「セル」の部分集合をまとめて特定の物理的な演算手段の処理とし、それらを並列に配置して構成しても良い。

30

【0064】

図4のシストリックアレイ多重化器43の出力する入力データシーケンス55は、図5のように、部分帯域信号34の同一時刻である入力データベクタ群 $\{x_{11}, x_{12}, x_{13}, x_{14}\}$ 、 $\{x_{21}, x_{22}, x_{23}, x_{24}\}$ 、 $\{x_{31}, x_{32}, x_{33}, x_{34}\}$...、および参照信号ベクタ $\{y_1, y_2, y_3, \dots\}$ をそれぞれ所定の遅延量で整序したものである。入力データシーケンス55は、シストリックアレイ45の一辺に並ぶ境界セル51や内部セル53に対してそれぞれ入力される。図5において、下向き矢印の連続は、シストリックアレイ45の全ての「セル」群が演算結果を隣接したセルに同期転送を行う時間を単位として入力遅延させることを表す。たとえば、シストリックアレイ45への x_{14} の入力は x_{11} に比べて3回の同期周期分遅延させて入力されることを表している。シストリックアレイ45の三角形の上辺に沿う方向(チャンネル番号方向)の入力ベクタ要素の分配、すなわち境界セル51とその右に接続される内部セル53を含む4つの内部セルのどれに対して入力データベクタの要素を転送するかは、図4のシストリックアレイ多重化器43が適応制御部41からの多重化アドレス信号41-2により指定されることにより決定される。また、図5の入力データシーケンス55に対応して入力ベクタ要素を配置するかは、図4の部分帯域波形記憶部42が適応制御部41から部分帯域波形読み出しアドレス信号41-1により指定される。

40

50

【 0 0 6 5 】

アレイ入力側セル群 5 6 に含まれるセルは適応処理を行う前の重み付けベクトルの要素と入力データベクトル群の要素との要素ごとの積を行う。これらは入力データシーケンス 5 5 に合わせて図 4 の適応制御部 4 1 が指定する係数多重化アドレス信号 4 1 - 3 により係数テーブル記憶部 4 4 が図 5 に図示しないバスを経由してアレイ入力側セル群 5 6 に含まれるそれぞれのセルの係数 w_{inb} , w_{inr} となる。

【 0 0 6 6 】

図 5 の境界セル 5 1、内部セル 5 3 および最終セル 5 4 の演算内容を図 6 に示す。境界セル 5 1、内部セル 5 3 はアレイ入力側セル群 5 6 に含まれない場合は係数 w_{inb} および w_{inr} は 1 となる。遅延セル 5 2 は、一回の同期分だけ結果を遅延させて転送するセルである。

10

【 0 0 6 7 】

図 6 に示すように、境界セル 5 1、内部セル 5 3 および最終セル 5 4 の演算内容は、図 4 の適応制御部 4 1 の出力する動作モード指令 (M_{SYS}) 4 1 - 6 によって交番する。図 6 において、 x_{in} は、セルへの要素入力、 x_{out} は、セルからの要素回転出力、 c は、 $Givens$ 回転余弦、 s は、 $Givens$ 回転正弦、 r は、上三角行列要素、 y_{in} は、変換係数入力、 y_{out} は、変換係数出力、 β は、忘却係数 (指数重み係数)、 μ は、拘束条件値、 w_{inb} および w_{inr} は、重みづけベクトル係数である。重みづけベクトル係数 w_{inb} , w_{inr} 以外は、QRD - MVD R アルゴリズムの係数として広く知られており、具体的には、非特許文献 3 等に広く開示されているのでここでは説明を省略する。

20

【 0 0 6 8 】

重みづけベクトル係数 w_{inb} , w_{inr} は、セルへの要素入力 x_{in} に乗じられる係数である。例えば、重みづけベクトル係数 w_{inb} , w_{inr} の値を、0 または 1 とすれば、入力データベクトルの次数を増減したり、受信口径位置を設定したのと同様の効果が得られる。また、受信開始からの経過時刻に対して滑らかに増減すれば、受信口径位置を滑らかに移動させたのと同様の効果を得ることができる。

【 0 0 6 9 】

次に、部分帯域適応フィルタ 3 2 が、逆行列計算を行う S M I 法による M V D R 適応フィルタである例について説明する。この部分帯域適応フィルタ 3 2 は、図 7 に示すように、図 4 の構成においてシストリックアレイ多重化器 4 3 およびシストリックアレイ 4 5 の代わりに、演算部 7 0 を配置する。演算部 7 0 は、単数あるいは複数の数値演算プロセッサで構成しても良く、以下に説明する数式を用いて演算を行う。部分帯域波形記憶部 4 2、係数テーブル記憶部 4 4、部分帯域適応出力記憶部 4 6 は数値演算プロセッサに付随する主記憶装置で構成しても良い。係数テーブル記憶部 4 4 に記憶されるデータは適応前にデータに重みづけするベクトル係数 w_{inb} , w_{inr} ではなく、後述する可干渉性損失行列の要素となる。それ以外の構成は、図 4 の部分帯域適応処理部 3 2 と同様であるので説明を省略する。

30

【 0 0 7 0 】

図 7 の部分帯域波形記憶部 4 2 には、M チャンネル ($M \times N$) の部分帯域波形が保持されている。部分帯域波形記憶部 4 2 は、適応制御部 4 1 からの部分帯域波形読み出し読み出しアドレス信号 4 1 - 1 により指定された、所定の標本化時刻 t における所定の複数チャンネルのデータを演算部に受け渡す。全 M チャンネルの時刻 t のデータは、式 (1) のようにベクトル $x(t)$ として表すことができる。

40

$$x(t) = [x_{t1}, x_{t2}, \dots, x_{tM}]^T \quad \dots (1)$$

【 0 0 7 1 】

式 (1) において右上付き記号「 T 」は転置を表し、 $x(t)$ は列ベクトルである。以下、本実施例においてベクトルは特に指定しない限り全て列ベクトルとする。 $x(t)$ は、図 3 の解析フィルタ 3 1 の構成により、実数ベクトルあるいは、直交変調あるいは復調を受けた複素数ベクトルであってもよい。このベクトルはある瞬間時刻 t での電気音響変

50

換器アレイ 10 a の出力データ標本値であり、説明の便を図るため以下「スナップショット」と呼称する。演算部 38 では、この $x(t)$ を重み付けする適応重みを、スナップショット $x(t)$ の時間軸方向近傍のデータから推定する。

$$w(t) = [w_{t1}, w_{t2}, \dots, w_{tM}]^T \quad \dots \dots (2)$$

【0072】

部分帯域適応フィルタ 32 (以下、MVD R 適応フィルタとも呼ぶ) の演算部 70 の出力 $b_m(t)$ は、式 (3) で表される。

$$b_m(t) = w^H(t) x(t) \quad \dots \dots (3)$$

ここで右上付き記号「 H 」は行列やベクトルの共役転置 (エルミート共役) を表わし、 x が実数ベクトルである場合も虚数成分が 0 の複素数ベクトルとして解釈する。

10

【0073】

MVD R アルゴリズムに必要な相関行列 (空間共分散行列) $R(t)$ は「スナップショット」ベクトル $x(t)$ のダイアド (dyad) 積 $x x^H$ が形成する行列の期待値で決定される。期待値演算を $E\{\}$ で表すとすれば、相関行列 (空間共分散行列) $R(t)$ は、式 (4) で表わされる。

$$R(t) = E\{x x^H\} \quad \dots \dots (4)$$

【0074】

受信焦点の信号源とアレイの間の位置関係がもたらす位相差を補償する、MVD R におけるモードベクトル (あるいはステアリングベクトル) a_m は、適切な複素数 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N$ と指数関数 $\exp(\cdot)$ を用いて式 (5) で表わされる。

20

$$a_m = [\exp(\theta_1), \exp(\theta_2), \dots, \exp(\theta_M)]^T \quad \dots \dots (5)$$

本実施例では、 $x(t)$ は、到来方向に合わせた遅延後の信号であるため、推定到来方向に合わせて位相で偏向する必要が無いため、 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M$ は全てゼロとする。

【0075】

最適重みに対する拘束条件を式 (6) とし、MVD R の定義からコスト関数 $\varepsilon = w^H(t) x(t)$ を最小化する $w(t)$ を Lagrange 未定係数法で求めると、 $w(t)$ の最適解は、 $R(t)$ の逆行列を $R^{-1}(t)$ として式 (7) で表わされる。

【0076】

$$w^T(t) a_m = 1 \quad \dots \dots (6)$$

$$w(t) = R^{-1}(t) a_m / \{a_m^H R^{-1}(t) a_m\} \quad \dots \dots (7)$$

30

【0077】

一方、有限の標本数の期待値演算からは、相関行列 (空間共分散行列) $R(t)$ に対応する相関行列 (空間共分散行列) 推定量 $\hat{R}(t)$ が得られる。式 (4) の相関行列 $R(t)$ の推定量 $\hat{R}(t)$ を得るために、適応重み $w(t)$ を推定したい時刻 t の近傍で、スナップショットベクトル $x(t)$ について時間軸方向の有限範囲でアンサンブル平均を取り、元のベクトル x より次数が少ない部分ベクトル x_s を選び出し、それらのダイアド積を空間軸方向にもアンサンブル平均を行って $\hat{R}(t)$ を近似する推定量 $\hat{R}_s(t)$ を式 (8) で求める。記号「 $\hat{\cdot}$ 」は推定量を表す。

【0078】

【数 8】

40

$$\hat{R}_s(t) = (1/(L \times A)) \sum_{a=1}^A \sum_{l=-(L-1)/2}^{(L-1)/2} x_s(t+l, a) x_s^H(t+l, a) \quad \dots \dots (8)$$

【0079】

式 (8) において、 $x_s(t, a)$ は、ベクトル $x(t)$ において、先頭位置を a ($a = 1, 2, \dots, A$) とする連続 K チャンネル ($K = M - N$) の部分ベクトルである。時間平均化の幅 L は奇数であるが、偶数として $-(L/2 - 1)$ から $L/2 - 1$ とするなどしてよい。元のスナップショットから空間軸方向についてアンサンブル平均を計算するために、得られる適応重みは次数を低下させて近似する。例えば、 M チャンネルの中から小さな連続 K チャ

50

ンネルの部分ベクトルを取り出すと $A = M - K + 1$ 個の空間アンサンブル平均が得られる。十分に確率収束して安定した推定量の相関行列 $R_S(t)$ を得るためには必要十分な数の独立したアンサンブル標本集合が必要である。

【0080】

式(5)のモードベクトル a の次元を M から K に縮小したモードベクトル a_S は、式(9)で表わされる。最適重み推定量 $w_S(t)$ は、式(7)と同様の式(10)で表わされる。

【0081】

$$a_S = [\exp(\Theta_1), \exp(\Theta_2), \dots, \exp(\Theta_K)]^T \cdots (9)$$

$$w_S(t) = R_S^{-1}(t) a_S / \{ a_S^H R_S^{-1}(t) a_S \} \cdots (10)$$

【0082】

$x(t)$ を $x_S(t, a)$ から近似する部分ベクトル推定量 $x_S(t)$ は、式(11)で表わされる。

【数11】

$$\hat{x}_S(t) = (1/A) \sum_{a=1}^A x_S(t, a) \cdots (11)$$

【0083】

部分帯域適応フィルタ32の演算部70は、式(12)により、適応重み推定量 $w_S(t)$ で振幅の重み付け後の出力 $bm_S(t)$ を求めて出力する。

$$bm_S(t) = w_S^H(t) x_S(t) \cdots (12)$$

【0084】

また、MVD R法を改良したAPES法を用いて演算部70が演算することも可能である。APES法では、式(5)のモードベクトルの a 番目要素 $\exp(\Theta_a)$ を用いて、式(13)の推定ベクトル $g(t)$ を計算する。

【数13】

$$\hat{g}(t) = (1/A) \sum_{a=1}^A x_S(t, a) \exp(\Theta_a) \cdots (13)$$

30

【0085】

求めた $g(t)$ を用いて、式(8)の推定量の相関行列 $R_S(t)$ を修正した相関行列 $R_{APES}(t)$ を求める。

【0086】

$$R_{APES}(t) = R_S(t) - g(t) g^H(t) \cdots (14)$$

【0087】

そして、式(10)の $R_S(t)$ を $R_{APES}(t)$ に置き換えて、最適重み $w_S(t)$ を求める。他は、上記MVD R法の各式と同様にして、演算部70により、適応重み $w(t)$ で振幅の重み付け後の出力 $bm(t)$ を求め、出力する。

【0088】

部分帯域適応処理部22-1~22-Pにおいて、解析フィルタ31が、受信信号群を時間軸方向および/または空間軸方向について再標本化処理を行うことで、部分帯域適応フィルタ32での処理次数を低減できる。この再標本化処理について以下詳しく説明する。

40

【0089】

複数の部分帯域適応処理部22-1~22-Pにそれぞれ設定される部分帯域は、予め定めた帯域または操作者が設定した帯域に設定可能である。例えば、解析フィルタ31による時間軸方向の再標本化は、図2の遅延整相部21の出力する遅延整相された第一の時間信号群(受信波形信号)に対し、部分帯域適応処理部22-1~22-Pの各部分帯域に応じて時間軸方向に所定の再標本化周期の第二の時間信号群が得られるように行う。再

50

標本化出力の計算のために、第一の時間信号群の時間軸方向に m 点の幅が用いられる。 m は部分帯域の周波数に応じて必要な値を設定する。一例としては、帯域を代表する中心周波数が高い部分帯域では、小さな m で時間軸方向に短い周期で再標本化出力し、中心周波数が低い部分帯域では、大きな m で長い周期で再標本化出力するように設定する。

【0090】

一方、空間軸の再標本化は、以下のように行う。図1の超音波探触子51の内蔵する電気音響変換器アレイ10aの個々の電気音響変換器は、通常、距離方向または角度方向に一定の間隔で配列されている。この間隔は、送信、受信を行う超音波周波数に応じて決定されている。例として超音波周波数が2～18MHzまで扱う場合を考えると、上限と下限の周波数の間で9倍の違いがある。上限周波数に対応して電気音響変換器アレイ10aの間隔を設定すると、下限の周波数にとっては9倍の空間標本化周波数で必要以上に細かく標本化されていることになる。そこで、部分帯域適応処理部22-1～22-Pのそれぞれの解析フィルタ31は、設定されている部分帯域の周波数に応じた空間軸方向（電気音響変換器アレイ10aの分割方向、受信チャンネルの番号方向）での再標本化を行う。遅延整相部21の出力する遅延整相された受信信号群である第一の時間信号群に対し、たとえば配列のチャンネル番号方向に部分帯域ごとに必要な所定の長さ n チャンネルにわたる空間軸方向の幅を用いる必要がある。 n は部分帯域の周波数に応じて必要な値を設定する。一例としては、帯域を代表する中心周波数が高い部分帯域では、小さな n で空間軸方向に短い周期で再標本化出力し、中心周波数が低い部分帯域では、大きな n で長い周期で再標本化出力するように設定する。

10

20

【0091】

上記時間軸方向および空間軸方向の再標本化を同時に実現するために、例えば解析フィルタ31の演算は、遅延整相部21の出力する遅延整相された受信波形信号である第一の時間信号群に対し、時間軸方向に m 点、空間軸方向に n 点の行列 F の要素との積和を計算する構成（2次元標本化関数、あるいは2次元補間関数）とする。これにより、時間と空間の再標本化および部分帯域への制限を同時に行うことができる。

$$F = \{ f_{uv} \}, u = 1, 2, \dots, m; v = 1, 2, \dots, n \dots (15)$$

式(15)において、 f_{uv} は、行列 F の u 行 v 列の要素を示す。

【0092】

行列 F の各要素は、遅延整相部21の出力する遅延整相された受信波形信号の標本化時刻系列と、物理的な受信素子による空間の標本化位置系列とにより定まる2次元格子点間の位置についてダウンサンプルやデシメートが行われた再標本化出力が得られる。出力したい点の近傍2次元格子点群からの時間軸方向、空間軸方向ずれ量に応じて、異なる行列要素値 f_{uv} を用いる。例えば時間軸方向に遅延整相部21の出力する遅延整相された受信波形信号の時間周期の3回につき2回の出力で、かつ、チャンネルによる空間標本化の4チャンネル幅につき3チャンネルの出力といった2次元の再標本化あるいはレート変換を実現することができる。

30

【0093】

解析フィルタ31は、それぞれの部分帯域適応処理部22-1～22-Pに設定されている部分帯域の周波数に応じて再標本化して、第二の時間信号群を得る。部分帯域適応処理部22は、独立した適応処理で重み付けした第二の時間信号群を加算出力する。部分帯域適応処理部22の出力時刻系列は、部分帯域適応処理部22-1～22-Pごとに異なる。これら P 個の独立時刻系列出力を加算器23で時間軸上の同一時刻系列で加算するために、合成フィルタ33は、部分帯域適応フィルタ32の出力時刻系列群に対して時刻系列の変換（レート変換）を行う。これにより、加算器23は、部分帯域ごとに分割して部分帯域適応処理部22-1～22-Pで適応処理された時間信号群（部分帯域適応信号25）を同一の時刻系列で加算することができる。

40

【0094】

上記のように解析フィルタ31と合成フィルタ3を備えることにより、部分帯域適応処理部22-1～22-Pに設定されている部分帯域のそれぞれで、相関行列 $R(t)$ の推

50

定において時間軸方向のアンサンブル平均や逆行列計算を行う単位時間当たりの頻度を最小にする時刻系列が部分帯域適応処理部 22 - 1 ~ 22 - P ごとに異なり、結果的に適応出力の時刻系列が異なる場合でも、その出力を加算器 23 により加算することができる。

【0095】

解析フィルタ 31 による時間軸方向および空間軸方向の再標本化が部分帯域適応フィルタ 32 へ与える効果を説明する。所定の時刻 t でのスナップショット（式（1）のベクトル）の近傍時間でアンサンブル平均を十分な標本数で行えば、相関行列の推定量 $R(t)$ が良好に確率収束することが期待できる。

部分帯域の周波数の周期に対して時間軸方向に過度に短い周期で標本化されているとデータの独立性が悪く平均化演算の効果が期待できなくなる。スナップショット（式（1）のベクトル）の次数を全チャンネル数 N より少なくすると、同じ時刻で空間軸方向にも平均化が行える上に、逆行列の演算量も低減する。

【0096】

解析フィルタ 31 は図 2 の遅延整相部 21 の出力する遅延整相された第一の時間信号群の時刻番号 t で N チャンネルのスナップショット $x(t)$ を空間軸方向の標本化位置系列の間隔を元の物理的受信素子の間隔 S_s の $S_{sub} (> 1)$ 倍で再標本化する。新たな空間位置系列では最大で $M_{sub} (N / S_{sub})$ の標本数が同時刻で得られる。この中から連続した $K_{sub} (< M_{sub})$ チャンネルを選び出す。最終的に物理的な N チャンネルから再標本化された K_{sub} チャンネルのスナップショットが $M_{sub} - K_{sub} + 1$ 通り得られる。

【0097】

図 2 の遅延整相部 21 の出力する遅延整相された受信波形信号のチャンネル番号（電気音響変換器アレイ 10a の受信素子の番号）を j とすれば、空間軸方向に S_{sub} 倍の周期で再標本化して得た空間位置系列の再標本化チャンネル番号 j' との関係は式（16）により表すことができる。

$$j' = (j - 1) / S_{sub} + 1 \quad \dots (16)$$

ここで、 $j' = 1, 2, \dots, M_{sub}$ である。 j' の示す空間位置は、元の j の空間位置系列位置の何れの位置にも一致しない場合がある。

【0098】

同様に解析フィルタ 31 は図 2 の遅延整相部 21 の出力する遅延整相された標本化周期 T_s の受信波形信号（第一時間信号群）を T_{sub} 倍の周期に広げて再標本化した新たな時刻系列値を作り出す。再標本化時刻番号を t' とすれば、 t と t' との関係は式（17）で表される。

$$t' = (t - 1) / T_{sub} + 1 \quad \dots (17)$$

【0099】

解析フィルタ 31 が出力する再標本化時刻番号 t' における再標本化チャンネル番号 j' の信号値を $x_{t', j'}$ とする。再標本化時刻 $t' = t_0$ を原点 0 とする整数変数 l' （値域は l' を奇数として $-(L' - 1) / 2 \sim l' \sim (L' - 1) / 2$ ）および再標本化チャンネル $j' = 1$ を原点とする整数変数 a' （値域は A を自然数として $1 \sim a' \sim A$ ）を用いて格子点座標 (l', a') を設定する。 $(t', j') = (t_0, 1)$ を原点とする相対的な座標 (l', a') で指定する部分アレイベクトル $x_{ssub}(l', a')$ は、第一要素のチャンネル番号を $j' = a'$ とし、以下順に j' が増加する方向に連続 K_{sub} チャンネルを要素とする部分アレイベクトル $x_{ssub}(l', a')$ は式（18）のようになる。

$$\begin{aligned} x_{ssub}(l', a') \\ = [x_{t_0 + l', a'}, x_{t_0 + l', (a' + 1)}, \dots, x_{t_0 + l', (a' + K_{sub} - 1)}]^T \quad \dots (18) \end{aligned}$$

【0100】

つぎに、図 8 を用いて、解析フィルタ 31 が、遅延整相部 21 の出力する遅延整相された第一の時間信号群から上記部分アレイベクトル $x_{ssub}(l', a')$ の要素を成す

10

20

30

40

50

信号値を $x_{t', j'}$ を生成する処理をさらに詳しく説明する。図 8 において、小円の格子配列は解析フィルタ 3 1 に入力されるチャンネル番号 j ($j = 1 \sim N$) の各々の時間軸方向の時刻 t_0 近傍 ($\dots, t_0 - 5, \dots, t_0 - 1, t_0, t_0 + 1, \dots, t_0 + 5, \dots$) の入力値を模式的に示したものである。これらは時刻番号 t およびチャンネル番号 j で指定される格子点で標本化されており、たとえば解析フィルタ入力点 8 1 は時刻番号 $t = t_0 - 5$ 、チャンネル番号 $j = 2$ の標本値である。

【0101】

同じく、図 8 において正方形の格子配列は、解析フィルタ 3 1 から出力される再標本化チャンネル番号 j' ($j' = 1 \sim M_{sub}$) の時間軸方向の再標本化時刻番号 $t' = t_0'$ 近傍 ($\dots, t_0' - 3, \dots, t_0' - 1, t_0', t_0' + 1, \dots, t_0' + 3, \dots$) の出力値を模式的に示したものである。これらは再標本化時刻番号 t' および再標本化チャンネル番号 j' で指定される格子点で標本化されており、解析フィルタ出力点 8 2 は $t' = t_0' - 3$, $j' = 4$ の標本値である。小円の格子配列に対し、正方形の格子配列は空間軸方向の間隔は $S_s \times S_{sub}$ 倍、時間軸方向の間隔が $T_s \times T_{sub}$ 倍になっている。

10

【0102】

解析フィルタ 3 1 の出力点 8 3 ($x_{t', j'}$) の生成について例示する。出力点 8 3 を得るために、入力の格子点基準位置 8 4 の座標 ($t_0 - 2, 3$) からチャンネル番号 j の増加方向に n 点、時刻番号 t の増加方向に m 点の標本値群 8 5 と式 (15) の行列 F の要素 $\{F_{uv}\}$ とを積和する。図 8 の出力 $x_{t', j'}$ の位置をチャンネル番号 j' の増加方向および時刻番号 t' の増加方向に移動させながら、同時に行列 $\{F_{uv}\}$ の値を適切に変更し、 $\{F_{uv}\}$ と標本値群 8 5 との積和を繰り返す。この積和の反復により、時間軸方向および空間軸方向に再標本化された遅延波形標本値を得る。

20

【0103】

部分帯域適応処理部 22 - 1 ~ 22 - P ごとに独立した条件で行う解析フィルタ 3 1 の再標本化の処理に加え、部分帯域適応フィルタ 3 2 での部分アレイベクトルの構成も独立した条件で行う。以下具体例を用いて説明する。

【0104】

部分帯域適応処理部 22 - 1 において解析フィルタ 3 1 出力から部分帯域適応フィルタ 3 2 がアンサンブル平均のために部分アレイベクトル x_{ssub1} を構成する方法を図 9 に示す。同様に、部分帯域適応処理部 22 - P において解析フィルタ 3 1 出力から部分帯域適応フィルタ 3 2 がアンサンブル平均のために部分アレイベクトル x_{ssubP} を構成する方法を図 10 に示す。

30

【0105】

図 9 の正方形格子の縦軸は、解析フィルタ 3 1 が時間軸方向に標本化周期を $T_{sub} = T_{sub1}$ 倍した時刻系列の再標本化時刻番号 t_1' を、横軸は解析フィルタ 3 1 が空間軸方向に標本化周期を $S_{sub} = S_{sub1}$ 倍した空間格子間隔上にて再標本化チャンネル番号 j_1' ($j_1' = 1, 2, \dots, M_{sub1}$) を示す。アンサンブル平均は時間軸方向に幅 L_1 点、空間軸方向に幅 A_1 点行う。再標本化時刻 $t_1' = t_{01}$ を原点 0 とする整数変数 l_1 (値域は $-(L_1 - 1)/2 \sim l_1 \sim (L_1 - 1)/2$) および再標本化チャンネル $j_1' = 1$ を原点とする整数変数 a_1 (値域は $1 \sim a_1 \sim A_1$) を用いて格子点座標 (l_1, a_1) を設定する。図 9 の格子点 9 1 は $(l_1, a_1) = (-1, 6)$ である。アンサンブル平均のための部分アレイベクトル 9 3 (x_{ssub1}) の第一要素位置 9 1 を格子点座標 (l_1, a_1) にある解析フィルタ 3 1 の出力とし、 j_1' の増加方向に沿って K_1 個の格子点の出力値によりベクトルの要素が割り当てられる。第一要素の格子点座標を用いて部分アレイベクトル 9 3 を $x_{ssub1}(l_1, a_1)$ と表記する。第一要素位置 9 1 の格子点座標 (l_1, a_1) はアンサンブル平均範囲 9 2 の中で設定される。図 9 から明らかなように、式 (19) の不等式関係を満たす。

40

【0106】

$$A_1 + K_1 - 1 \leq M_{sub1} \quad \dots (19)$$

50

アンサンブル平均範囲 9 2 は、 $j_1' = 6$ 、再標本化時刻番号 $t_1' = t_{01}$ を中心とする平均化と考える。部分帯域適応処理部 2 2 - 1 の $t_1' = t_{01}$ における相関行列推定量 $R_1(t_{01})$ は、部分アレイベクトル $x_{ssub1}(l_1, a_1)$ のダイアド積の変数 l_1 、 a_1 による 2 重総和から以下の式 (20) により計算する。

【数 20】

$$\hat{R}_1(t_{01}) = (1 / (A_1 \times L_1)) \times \sum_{l_1=-(L_1-1)/2}^{(L_1-1)/2} \sum_{a_1=1}^{A_1-1} x_{ssub1}(l_1, a_1) x_{ssub1}^H(l_1, a_1) \cdots (20)$$

10

【0107】

部分ベクトル推定量 $x_{ssub1}(t_{01})$ は以下の式 (21) で計算する。

【数 21】

$$\hat{x}_{ssub1}(t_{01}) = (1 / A_1) \times \sum_{a_1=1}^{A_1-1} x_{ssub1}(0, a_1) \cdots (21)$$

【0108】

図 10 の正方形格子の縦軸は、解析フィルタ 3 1 が時間軸方向に標本化周期を $T_{sub} = T_{subP}$ 倍した時刻系列の再標本化時刻番号 t_p' を横軸は解析フィルタ 3 1 が空間軸方向に標本化周期を $S_{sub} = S_{subP}$ 倍した空間格子間隔上にて再標本化チャンネル番号 j_p' ($j_p' = 1, 2, \dots, M_{subP}$) を示す。アンサンブル平均は時間軸方向に幅 L_p 点、空間軸方向に幅 A_p 点行う。再標本化時刻 $t_p' = t_{0p}$ を原点 0 とする整数変数 l (値域は $-L_p/2 \leq l \leq L_p/2 - 1$) および再標本化チャンネル $j_p' = 2$ を原点とする整数変数 a_p (値域は $1 \leq a_p \leq A_p$) を用いて格子点座標 (l_p, a_p) を設定する。図 10 の格子点 101 は $(l_p, a_p) = (-1, 4)$ である。アンサンブル平均のための部分アレイベクトル 103 (x_{ssubP}) の第一要素位置 101 を格子点座標 (l_p, a_p) にある解析フィルタ 3 1 の出力とし、 j_p' の増加方向に沿って K_p 個の格子点の出力値によりベクトルの要素が割り当てられる。第一要素の格子点座標を用いて部分アレイベクトル 103 を $x_{ssubP}(l_p, a_p)$ と表記する。第一要素位置 101 の格子点座標 (l_p, a_p) はアンサンブル平均範囲 102 の中で設定される。図 10 から明らかなように、式 (22) の不等式関係を満たす。

20

30

【0109】

$$A_p + K_p - 1 \leq M_{subP} \cdots (22)$$

アンサンブル平均範囲 102 は、 $j_p' = 5$ 、再標本化時刻番号 $t_p' = t_{0p} - 1$ と $t_p' = t_{0p}$ の間を中心とする平均化であると考え。部分帯域適応処理部 2 2 - P の $t_p' = t_{0p}$ における相関行列推定量 $R_p(t_{0p})$ は、部分アレイベクトル $x_{ssubP}(l_p, a_p)$ のダイアド積の変数 l_p 、 a_p による 2 重総和から以下の式 (23) により計算する。

【数 23】

$$\hat{R}_p(t_{0p}) = (1 / (A_p \times L_p)) \times \sum_{l_p=-L_p/2}^{L_p/2-1} \sum_{a_p=1}^{A_p-1} x_{ssubP}(l_p, a_p) x_{ssubP}^H(l_p, a_p) \cdots (23)$$

40

【0110】

部分ベクトル推定量 $x_{ssubP}(t_{0p})$ は以下の式 (24) で計算する。

【数 2 4】

$$\hat{x}_{S_{sub}P}(t_{0P}) = (1/A_P) \times \sum_{a_P=1}^{A_P-1} x_{S_{sub}P}(0, a_P) \cdots (24)$$

【0 1 1 1】

図 9 と図 10 に示した部分帯域適応フィルタ 3 2 の処理では、空間軸方向のアンサンブル平均幅 A_1 と A_P , 時間軸方向のアンサンブル平均長さ L_1 と L_P , 部分アレイベクトルのスナップショットの長さ K_1 と K_P が異なる。また、図 9 では再標本化チャンネル M_{sub1} の全てを使用したのに対し、図 10 では再標本化チャンネル M_{subP} の限定範囲からスナップショットを作り出している。

10

【0 1 1 2】

このように、本実施形態では、部分帯域適応処理部 2 2 - 1 ~ 2 2 - P ごとに、解析フィルタ 3 1 が独立して再標本化を行うことにより、部分帯域適応フィルタ 3 2 が空間、時間のアンサンブル平均化を効率よく自由度高く行える。

【0 1 1 3】

生体不均一のために受信信号の不確実性が増し、部分帯域ごとに必要十分な確率収束を期するアンサンブル標本数を増す必要がある場合、部分アレイベクトルのスナップショットの長さ K_1 や K_P を短くして空間のアンサンブル平均幅 A_1 と A_P , あるいは時間のアンサンブル平均長さ L_1 と L_P を大きくすることができる。また、その逆も行える。仮に、従来技術に見られるように単一の広帯域に全ての周波数成分が含まれている場合、高周波側などの生体不均一の影響をより受けやすい成分が相関行列推定値の確率収束の良否を支配することが予想される。これに対し、本実施形態では部分帯域ごとに独立した適応処理を行い、部分帯域ごとに自由度の高い部分アレイベクトルのスナップショットの長さと空間、時間のアンサンブル平均化を行うことができる。生体不均一の影響を受けやすい高周波側ではアンサンブル平均数を大きくし、低周波側では小さくすることにより、広帯域の受信信号を有効に適応処理することができる。

20

【0 1 1 4】

上述した空間軸方向および時間軸方向の値 A_1 , A_P , L_1 , L_P , K_1 , K_P 、およびアンサンブル平均範囲 9 2 、 1 0 2 の位置などは、再標本化時刻番号 t_1' 、 t_P' や再標本化チャンネル番号 j_1' 、 j_P' の単位で変化する。時刻番号やチャンネル番号は格子点で量子化されている。このため、これら A_1 , A_P , L_1 , L_P , K_1 , K_P 、およびアンサンブル平均範囲 9 2 、 1 0 2 の値が、比較的小さな自然数である時にこれらを増減（すなわち設定値を変更）すれば、増減変化が引き起こす信号値の変化、確率収束の度合いや最終の重み推定値の変化分は大きく不連続変化をもたらすことがある。再標本化時刻番号 t_1' 、 t_P' が小さい受信開始からあまり時間経過していない受信信号群は、超音波探触子 1 0 の近傍部分に位置する被検体内の反射点 1 0 c からのパルスエコー 1 0 d の信号であり、電気音響変換器アレイ 1 0 a の各素子の持つ有効な指向性角度の範囲が限定されるため、ビームフォームに関与できる電気音響変換器アレイ 1 0 a から再標本化された受信チャンネルの範囲位置や幅は変化する。これに対応させて上記 A_1 , A_P , L_1 , L_P , K_1 , K_P の設定値やアンサンブル平均範囲 9 2 、 1 0 2 の変更により、適応処理後の値が不連続に大きく変化する場合がある。

30

40

【0 1 1 5】

そこで、適応処理における急激な確率収束や最終の重み推定値の変化を生じないようにするためダイアド積 $x_{S_{sub}1} x_{S_{sub}1}^H$ や $x_{S_{sub}P} x_{S_{sub}P}^H$ あるいはそれらの平均後の推定量の相関行列 R_1 や R_P の行列要素を可干渉性損失行列によって重み付けする。

【0 1 1 6】

部分帯域適応処理部 2 2 - 1 ~ 2 2 - P の個々に対応する帯域を部分帯域番号 i ($i = 1, 2, \dots, P$) で識別する。可干渉性損失行列はその要素が部分帯域ごとに時間変化するるので $B_i(t_i')$ と記載する。可干渉性損失行列 $B_i(t_i')$ を用いて、部分帯域

50

番号 i の部分アレイベクトルのダイアド積 $x_{ssub i} x_{ssub i}^H$ や相関行列推定量 R_i を重みづけする。 $B_i(t_i')$ の具体例としては行列要素を主対角成分は大きく、主対角成分から離れた副対角成分であるほど小さくなるよう重み付けし、具体的には、式(25)で表される $R_{Loss i}(t_i')$ を部分帯域の相関行列推定値 $R_i(t_i')$ に代わって用いる。以下、 $R_{Loss i}(t_i')$ を本発明では修正相関行列推定値と呼称する。

【0117】

$$R_{Loss i}(t_i') = B_i(t_i') R_i(t_i') \\ = B_i(t_i') E\{x_{ssub i} x_{ssub i}^H\} \cdots (25)$$

ここで記号「 $E\{\}$ 」はアダマール・シュール(Hadamard-Schur)積(行列の同位置の要素の積で行う積)である。行列の行番号を I 、列番号を J で表し、 R_i の要素表記を $R_i(t_i') = \{r_{i I J}(t_i')\}$ 、 B_i の要素表記を $B_i(t_i') = \{b_{I J}(t_i')\}$ とする時、 $B_i(t_i') R_i(t_i') = \{b_{I J}(t_i') r_{i I J}(t_i')\}$ である。

【0118】

可干渉性損失行列 B_i の要素値の設定について図11を用いて説明する。可干渉性損失行列 B_i は、 $K_i \times K_i$ の実対称行列である。可干渉性損失行列 B_i の行番号を I ($I = 1, 2, \dots, K_i$)、列番号を J ($J = 1, 2, \dots, K_i$) とし、各行列要素位置に式(26)による媒介変数 q を割り当てる。

$$q = |Re\{I\} - Re\{J\}| + 1.0 \cdots (26)$$

式(26)において記号「 $| \quad |$ 」は絶対値演算、「 $Re\{\}$ 」は自然数を実数化する関数を表す。これにより、図11に示すように、可干渉性損失行列 B_i の主対角成分 1101 には、 $q = 1.0$ 、主対角成分の両外側の二つの第一副対角成分 1102 、 1103 には $q = 2.0$ 、以下、第 n 副対角成分には $q = n + 1.0$ が割り当てられる。以下、この変数を本実施例では対角位置変数 q (変域は $1.0 \leq q \leq Re\{K_i\}$) とする。

【0119】

次に可干渉性損失行列 B_i の要素値を求めるために対角位置変数 q を変数とし、変数 q に対する定義域が $1.0 \leq q \leq \lambda_i(t_i')$ で、関数値が非負の値域を持つ可干渉性損失関数 $C_i(t_i', q)$ を考える。ここで $\lambda_i(t_i')$ は部分帯域 i の再標本化時刻 t_i' における有効干渉長である。 $\lambda_i(t_i')$ は近傍のチャネル間で受信信号が可干渉性を持つと考える平均的な範囲を制限するものである。対角位置変数 q が割り当てられる可干渉性損失行列 B_i の同じ主対角、副対角要素の値は同じ $C_i(t_i', q)$ の値で定める。例えば、 $\lambda_i(t_i')$ の関数である実数係数 $c_i(t_i') = c_i(\lambda_i(t_i'))$ 、円周率 π 、余弦関数($\cos$)を用いて $C_i(t_i', q) = c_i(t_i') \times (1.0 + \cos(\pi(q - 1.0)/\lambda_i(t_i')))$ でモデルした場合を考える。対角位置変数 q の値が増加するほど関数値は減少し、対応する位置の可干渉性損失行列 B_i の要素値は小さく設定される。有効干渉長 $\lambda_i(t_i')$ が可干渉性損失行列 B_i の次数より小さく $\lambda_i(t_i') < Re\{K_i\}$ である場合、可干渉性損失関数 $C_i(t_i', q)$ の定義域に含まれない対角位置変数 q に対応する可干渉性損失行列 B_i の要素値は全てゼロとする。 $q < \lambda_i(t_i')$ となる q の最大の整数値を Q_i とすると、 Q_i より q の値が大きい位置にある副対角成分の要素 1104 、 1105 の値は全てゼロとする。これにより主対角成分 1101 の行列要素の値が大きな実数で、主対角成分から離れるにつれ行列要素の値が小さくなる可干渉性損失行列 B_i を生成することができる。

【0120】

このような対角位置変数 q の増加に対して連続減少し、時間変化する可干渉性損失関数 $C_i(t_i', q)$ を元にした可干渉性損失行列 B_i によってダイアド積 $x_{ssub i} x_{ssub i}^H$ やそれらのアンサンブル平均推定値 R_i の行列要素を重み付けする効果は二つある。

【0121】

第一は、部分アレイベクトル $x_{ssub i}$ の長さ(次数) K_i の増減に対して時間や空

10

20

30

40

50

間に対して連続的な変化を実現する効果がある。受信開始からの時間の経過（超音波探触子 10 からの距離が遠くなる）に従って有効相関長（ t_i' ）が減少するように想定してモデルする場合、部分アレイベクトルの長さ K_i の値を再標本化時間 t_i' の増加に合わせて次第に減少させる。特に K_i が比較的小さい場合、時間変化する滑らかな可干渉性損失関数 $C_i(t_i', q)$ を係数に持つ可干渉性損失行列 B_i による重みづけが無ければ、部分アレイベクトルの長さ K_i を 1 だけ減少する場合でも、大きな確率収束の変化や部分帯域適応重みの時間不連続が引き起こされる場合がある。

【0122】

第二は、予め高い可干渉性を想定して撮像システムが用意した部分アレイベクトルのスナップショットの長さ K_i の時間的な増減に対し、撮像を開始してからの有効干渉長を調整できることである。 K_i の時間的な増減の変更は適応ビームフォーマの演算処理量の増減や分散した記憶部、たとえばメモリやレジスタの配置や積和演算の処理負荷配分の変更により直接結びつくため、それらの異なる負荷配分状態間の遷移には制約が生まれる。ある状態での K_i を一つ減少させれば、時間あるいは空間のアンサンブル平均数を増加させた状態を実現することができるが、アンサンブル平均数の増加による処理負荷の増加と、 K_i を減少することによる直接あるいは QR 分解や逆行列演算のための処理負荷の減少とは、並列信号処理プロセッサや FPG A の回路の構成や動作状態に依存して等しい処理時間の交換関係にならない。演算処理が並列信号処理プロセッサ回路で、許容された処理時間内に予定された並列演算負荷分布のスケジュールの元で実装する場合や、動作時に回路論理を再構成可能な Field - Programmable Gate Array (FPGA) で、事前に動作が検証された、限られた論理の構成（コンフィグレーション）状態で実現する場合、予め設定した K_i の中で良否の判定を反映させて可干渉性損失 $C_i(t_i', q)$ の値を動的に変更するだけで同じ演算資源分配手順を保持することができる。

【0123】

可干渉性損失数 $C_i(t_i', q)$ の値の $c_i(t_i')$ 、 $\lambda_i(t_i')$ を受信開始からの時間 t_i' で変化させる場合に、 q 方向に広がる幅である $\lambda_i(t_i')$ を 1.0 よりも十分細かい変化量で減少させれば、1.0 単位の K_i の減少より細かい中間的な関数形状が設定できる。時間に関して $c_i(t_i')$ 、 $\lambda_i(t_i')$ を動的に変更して実効的に K_i を 1.0 よりも十分細かい変化量で連続減少させた見做すことができる。

【0124】

次に可干渉性損失関数 $C_i(t_i', q)$ および有効干渉長 $\lambda_i(t_i')$ について、二つの部分帯域 $i = 1$ 、 $i = P$ を想定して、同一グラフに重ねたプロットを用いて図 12 で説明する。

【0125】

図 12 のグラフは、横軸が、対角位置変数 q である。また、縦軸は、可干渉性損失関数 $C_i(t_i', q)$ の値域であり、非負である。対角位置変数 q は媒介変数であるので、同一の q の値に対して複数の可干渉性損失行列 B_i の要素値が設定される。遅延整相部 21 の出力時刻系列 t と、部分帯域 $i = 1$ 、 P の再標本化時刻 t_1' 、 t_P' は異なる標本化時刻系列である。式 (17) の関係により遅延整相部 21 の出力時刻番号 $t = \tau_1$ に相当する時刻の値をそれぞれ $t_1'(\tau_1)$ 、 $t_P'(\tau_1)$ とする。 $t_1'(\tau_1)$ 、 $t_P'(\tau_1)$ が解析フィルタ 21 の出力する再標本化時刻番号の系列に含まれず、可干渉性損失関数 $C_1(t_1'(\tau_1); q)$ 、 $C_P(t_P'(\tau_1); q)$ の直接の標本値が存在しない場合には、前後の複数時刻における再標本化時刻値から適切に補間して求める。ここで表記 $C_1(t_1'(\tau_1); q)$ は t_i' の特定値 $t_1'(\tau_1)$ における q のみの関数であることを示す。

【0126】

図 12 において、実線 1201 は、部分帯域適応処理部 22-1 の解析フィルタ 21 で再標本化された時刻番号 $t_1'(\tau_1)$ における可干渉性損失関数 $C_1(t_1'(\tau_1); q)$ である。小円群は可干渉性損失関数 $C_1(t_1'(\tau_1); q)$ を q が自然数の位置で標本化して可干渉性損失行列 B_i の要素値とすることを表す。破線 1202 は、部分

帯域適応処理部 22 - P の解析フィルタ 21 で再標本化された時刻番号 $t_p'(\tau_1)$ における可干渉性損失関数 $C_p(t_p'(\tau_1); q)$ である。正方形群は可干渉性損失関数 $C_p(t_p'(\tau_1); q)$ を q が自然数の位置で標本化して可干渉性損失行列 B_i の要素値とすることを表す。

【0127】

可干渉性損失関数 $C_1(t_1'(\tau_1); q)$ は、有効干渉長 $\lambda_1(t_1'(\tau_1))$ でゼロになり、 $\lambda_1(t_1'(\tau_1))$ は部分帯域 1 での部分アレイベクトル x_{ssub1} の長さ K_1 よりも短く設定してある。可干渉性損失行列 B_1 の要素は式 (26) で $q = Q_1$ より大きな q になる要素位置ではゼロである。同様に、可干渉性損失関数 $C_p(t_p'(\tau_1); q)$ は有効干渉長 $\lambda_p(t_p'(\tau_1))$ でゼロになり、 $\lambda_p(t_p'(\tau_1))$ は部分帯域 P での部分アレイベクトル x_{ssubP} の長さ K_p よりも短い。可干渉性損失行列 B_p の要素は式 (26) の $q = Q_p$ より大きな q になる要素位置ではゼロである。システム制御上は再標本化時刻番号 $t_1'(\tau_1)$ 、 $t_p'(\tau_1)$ については長さ K_p を想定しておきながら撮像動作時に $\lambda_1(t_1'(\tau_1))$ 、 $\lambda_p(t_p'(\tau_1))$ を適応的な調整パラメータとして動的に変更することが可能である。なお、可干渉性損失関数 $C_1(t_1', q)$ 、 $C_p(t_p', q)$ は上述の $C_i(t_i', q) = c_i(t_i') \times \cos(\pi(q-1)/\lambda_i(t_i'))$ 以外でも任意に設定してよい。関数の変数の定義域が単一の連続区間で定義でき、 $c_i(t_i')$ 、 $\lambda_i(t_i')$ で例示されたようなパラメータ群で定義域の圧縮や伸長が行え、関数の定義域の境界の内部で受信時間と q に関して連続微分可能な関数であるのが好ましい。

10

20

【0128】

次に部分帯域 i の周波数を中心周波数などを用いて代表周波数 f_{subi} で表すものとする。図 13 に、部分帯域適応処理部 22 - 1 ~ 22 - P にそれぞれ設定されている再標本化時刻番号 t_i' を共通する遅延整相部 21 の出力時刻系列 t に揃える場合を考える。図 12 と同じく、遅延整相部 21 の出力時刻番号 t と部分帯域番号 i の解析フィルタ 31 の出力する再標本化時刻番号 t_i' の関係は式 (17) で表される。 $t = \tau_1$ における各部分帯域の再標本化時刻 $t_i'(\tau_1) = (\tau_1 - 1) / T_{subi} + 1$ を求め、有効干渉長 $\lambda_i(t_i'(\tau_1))$ に直接の標本値が存在しない場合には、前後の複数時刻における再標本化時刻での値から適切に補間して求める。部分帯域 i の代表周波数 f_{subi} は、一定の周波数間隔で定められるとは限らないので、代表周波数 f_{subi} のそれぞれを連続な変数である部分帯域周波数 f_{sub} の離散的な標本値（塗りつぶされた小円）であると考えて f_{sub} の関数として $\lambda_i(t_i'(\tau_1))$ をプロットした例を示す。図 13 において 1301 は有効干渉長 $\lambda_1(t_1'(\tau_1))$ を $f_{sub} = f_{sub1}$ のプロット値、1302 は有効干渉長 $\lambda_2(t_2'(\tau_1))$ を $f_{sub} = f_{sub2}$ のプロット値、1303 は有効干渉長 $\lambda_p(t_p'(\tau_1))$ を $f_{sub} = f_{subP}$ のプロット値である。これらのプロットを通過する曲線 1304 で示すような $t = \tau_1$ における関数 $B_\lambda(f_{sub})$ を考え、部分帯域周波数 f_{sub} が低周波数ほど有効干渉長 $\lambda_i(t_i'(\tau_1))$ を長く、高周波数ほど有効干渉長 $\lambda_i(t_i'(\tau_1))$ を短くした例である。有効干渉長が短いほど、可干渉性損失行列 B_i は、主対角成分およびそれに近く近い副対角成分のみが非負数で、他はゼロになる。高周波帯域の受信信号の可干渉性が劣化し、有効干渉長が短くなり、雑音も増す場合に、修正相関行列推定値 $R_{Lossi}(t_i')$ を頑健に確率収束させることが可能になる。

30

40

【0129】

図 14 に、部分帯域 $i = 1$ の可干渉性損失関数 C_i の有効干渉長 $\lambda_1(t_1')$ を、遅延整相部 21 の出力時刻番号が $t = \tau_1$ 、 $t = \tau_2$ 、 $t = \tau_3$ ($\tau_1 < \tau_2 < \tau_3$) と大きくなるにつれ短縮するように定めた例を示す。それぞれの時刻での可干渉性損失関数は、実線 1401 が $C_1(t_1'(\tau_1))$ で小円が対角位置変数 q に対する標本値、長破線 1402 が $C_1(t_1'(\tau_2))$ で小三角が対角位置変数 q に対する標本値、短破線 1403 が $C_1(t_1'(\tau_3))$ で菱形が対角位置変数 q に対する標本値である。すなわち、時刻番号 t_1' が大きくなるにつれ（超音波探触子 10 からの距離が深くなるにつ

50

れ)、有効干渉長 $\lambda_1(t_1')$ が小さくなるため、可干渉性損失行列 B_1 の副対角成分の値が減少するように定められている。

【0130】

部分帯域 i のそれぞれにおいて、受信開始からの経過時間に応じて有効干渉長 $\lambda_i(t_i')$ を小さくすることにより、深い領域からの受信信号の可干渉性が劣化して有効干渉長が短くなり、雑音も増す場合に、修正相関行列推定値 $R_{LOSS_i}(t_i')$ を頑健に確率収束させることが可能になる。

【0131】

図15は、有効干渉長 $\lambda_i(t_i')$ が部分帯域周波数 f_{sub} と遅延整相部21の受信開始からの経過時間ある時刻番号 t に関してどのように変化するかを概念的に示す。理解の便をはかるため、図14の遅延整相部21の出力時刻番号 $t = \tau_1, t = \tau_2, t = \tau_3$ ($\tau_1 < \tau_2 < \tau_3$)をここでも用いる。遅延整相部21の出力時刻番号 t と解析フィルタ31の出力する再標本化時刻番号 t_i' の関係は式(17)により $t_i'(t) = (t - 1) / T_{sub} + 1$ である。この関係に基づき、 T_{sub} 倍の周期から関連付けられる τ_1, τ_2, τ_3 に対応する解析フィルタ31の出力時刻番号を $t_i'(\tau_1), t_i'(\tau_2), t_i'(\tau_3)$ とする。異なる再標本化時刻 t_i' の上で定義される有効干渉長 $\lambda_i(t_i')$ の受信開始からの時間変化曲線を、遅延整相部21の出力する各部分帯域に共通の時刻番号 t に対応してどのような傾向で変化させるか例示する。図15の1501は有効干渉長 $\lambda_1(t_1'(t))$ の受信開始からの時間変化曲線、1502は有効干渉長 $\lambda_2(t_2'(t))$ の時間変化曲線、1503は有効干渉長 $\lambda_3(t_3'(t))$ の時間変化曲線である。いずれも受信開始から時刻番号 t に対応して次第に減少し、ある一定値に漸近させている。また、図13の $t = \tau_1$ における関数 $B_\lambda(f_{sub})$ の曲線1304は、図15では曲線1301、1302、1303とそれぞれ1501、1502、1503を交点とする。曲線1304は部分帯域周波数 f_{sub} が大きくなるほど減少するよう設定する。このような調整の傾向から、 $\lambda_i(t_i')$ を時間と部分帯域周波数に関連付けた2変数関数を想定して調整するのが望ましい。 f_{sub} と t の2変数関数を本発明では有効干渉長関数 $\lambda(f_{sub}, t)$ と呼ぶことにする。

【0132】

有効干渉長関数 $\lambda(f_{sub}, t)$ の設定方法の一例は、 f_{sub} と t についての区間群に区切り、バイキュービック(bi-cubic)補間関数などで全ての代表周波数 f_{sub_i} と t_i' について補間計算できるようにする。より具体的には、適切な間隔であらかじめ設定した座標 (f_{sub}, t) の群について、それらの格子点での値を外部入力に従って入力部11より定める。有効干渉長 $\lambda_i(t_i')$ の計算では、 $f_{sub} = f_{sub_i}$ 、(17)式の t と t_i' 時間軸方向の再標本化関係から t_i' に対応する t を求めてバイキュービック補間で $\lambda_i(t_i')$ を計算することができる。既に一例として挙げた可干渉性損失関数 $C_i(t_i', q) = c_i(t_i') \times (1.0 + \cos(\pi(q - 1.0) / \lambda_i(t_i')))$ の場合では、 $c_i(t_i')$ を $\lambda_i(t_i')$ の関数としており、可干渉性損失行列 B_i の要素の行番号と列番号から式(26)により求まる対角位置変数 q と $\lambda_i(t_i')$ が決定されると可干渉性損失関数 $C_i(t_i', q)$ の値が計算でき、部分帯域番号 i の再標本化時刻 t_i' における可干渉性損失行列 B_i の要素が計算できる。

【0133】

(可干渉損失行列 B_i による口径制限効果)

次に可干渉性損失行列 B_i には、第二の受信信号群に対し、空間軸方向の口径制限効果をさらに付与することが可能である。これを図16を用いて説明する。部分帯域 i に対する可干渉性損失行列 B_i は、図11と同様に次数が $K_i \times K_i$ の実対称行列である。図16のように、行列の縦横の中心線の対1601、1602を考える。図16では次数 K_i は偶数を例に図示しているため、中心線1601の位置は、自然数で与える行列の行番号 I に対して中間の $1/2$ ずれたものが基準となる。同様に、中心線1602の位置は、自然数で与える列番号 J に対して中間の $1/2$ ずれたものが基準となる。中心線の対160

1、1602の位置から行番号、列番号の両端である1または K_i へと離れるにつれ増加する変数 q' を割り当てる。本実施例では q' を便宜上「口径位置変数」と呼称する。図16の例では $q' = 1$ に相当する2行(1603, 1604)と2列(1605, 1606)、 $q' = Q_i' = 2$ に相当する2行(1607, 1608)と2列(1609, 1610)が示してある。

【0134】

図16のように K_i が偶数の場合、中心線の対1601、1602の位置は、行番号I、列番号Jの自然数列の成す格子の中間位置にあると考え、実数の口径位置変数 q' はHを行番号Iまたは列番号Jの何れかであるとして式(27)で表される。

$$q' = |(Re\{K_i\} + 1.0) / 2.0 - Re\{H\}| + 0.5 \quad \dots (27)$$

10

$Re\{\quad\}$ は自然数を実数にする関数、 $|\quad|$ は絶対値である。この場合の q' の値域は $1.0 \leq q' \leq Re\{K_i/2\}$ である。

【0135】

K_i が奇数の場合は、行番号I、列番号Jの自然数列の成す格子上の位置に、中心線対1601、1602があると考え、口径位置変数 q' は、式(28)で表される。

$$q' = |(Re\{K_i\} + 1.0) / 2.0 - Re\{H\}| + 1.0 \quad \dots (28)$$

この場合の q' の値域は $1.0 \leq q' \leq (Re\{K_i\} + 1.0) / 2.0$ である。

【0136】

20

可干渉性損失行列 B_i に口径制限効果を付与する場合は、たとえば中心線の対中心線対1601、1602を基準に口径位置変数 q' の増加に対し単調に減少し、再標本化時刻番号 t_i' により変化する関数 $D_i(t_i', q')$ を定め、I行J列の要素値に、 $D_i(t_i', q'(I)) \times D_i(t_i', q'(J))$ の重みを与える。関数 $D_i(t_i', q')$ を本発明では口径制限関数と呼称する。 q' が Q_i' より大きくなる行列要素値は、全てゼロとする。口径制限関数の時間変化を制御するため、新たに有効口径長 $\alpha_i(t_i')$ を考える。 α_i は受信開始からの再標本開時刻 t_i' で変化する。例えば、口径制限関数 $D_i(t_i', q')$ は変数 q' が区間 $1.0 \leq q' < \alpha_i(t_i') / 2 + 1.0$ では $D_i(t_i', q') = 1.0$ 、区間 $\alpha_i(t_i') / 2 + 1.0 \leq q' \leq \alpha_i(t_i') + 1.0$ では $D_i(t_i', q') = 0.5 \cos(2\pi(q' - 1 - \alpha_i(t_i') / 2) / \alpha_i(t_i')) + 0.5$ と定義出来る。この $D_i(t_i', q')$ は有効口径長 $\alpha_i(t_i')$ の半分が1.0、残りが滑らかなテーパを持つようにしている。

30

【0137】

図11から図15で説明した可干渉性損失行列 B_i に口径制限効果を与えるため、再標本化時刻 t_i' における B_i のI行J列要素 $b_{iI,J}(t_i')$ を式(29)で表わす。

$$b_{iI,J}(t_i') = D_i(t_i', q'(I)) \times D_i(t_i', q'(J)) \times C_i(t_i', q) \quad \dots (29)$$

q は式(26)、 q' は式(27)または式(28)により計算できる。

【0138】

次に、口径制限関数 $D_i(t_i', q'(H))$ と、有効口径長 $\alpha_i(t_i')$ について、代表的な二つの部分帯域 $i = 1$ 、 $i = P$ を想定して図17を用いて説明する。

40

【0139】

図17のグラフは、横軸が口径位置変数 q' である。また、縦軸は口径制限関数 $D_i(t_i', q'(H))$ の値域であり、0から1.0の間の値をとる。図17では、遅延整相部21の出力する時刻番号 $t = \tau_1$ に対応する、式(17)で計算される再標本化時刻番号 $t_1'(\tau_1)$ における部分帯域1の口径制限関数 $D_1(t_1'(\tau_1), q')$ を実線1701で表す。二重丸は q' の各値における標本値である。再標本化時刻番号 $t_p'(\tau_1)$ における部分帯域Pの口径制限関数 $D_p(t_p'(\tau_1), q')$ を破線1702で表した。二重の正方形は q' の各値における標本値である。可干渉性損失関数 $C_i(t_i', q')$ の場合と同じように、 $t_1'(\tau_1)$ や $t_p'(\tau_1)$ が再標本化時刻の

50

系列で標本化されていなければ、 $D_1(t_1'(\tau_1), q')$ や $D_P(t_P'(\tau_1), q')$ は時系列上の前後の複数の標本値から補間して求められる。実線 1701 で示す $D_1(t_1'(\tau_1), q')$ は、有効口径長 $\alpha_1(t_1'(\tau_1))$ でゼロになり、 $\alpha_1(t_1'(\tau_1))$ は、式 (27) の q' の値域の上限 $K_1/2$ よりも大きい。同様に、 $D_P(t_P'(\tau_1), q')$ は、有効口径長 $\alpha_P(t_P'(\tau_1))$ でゼロになり、 $\alpha_P(t_1'(\tau_1))$ も、式 (27) の q' の値域の上限 $K_P/2$ よりも大きい。

【0140】

このように、可干渉性損失行列 B_i に口径制限効果を与えることにより、システム制御上は時刻番号 t_i' については長さ K_i を想定しておきながら、動作時に遅延整相部 21 の出力する時刻番号 t について $\alpha_i(t_i'(t))$ を調整パラメータとして連続的に有効部分を変化させることができる。

10

【0141】

図 18 に遅延整相部 21 の出力する時刻番号 $t = \tau_1$ における部分帯域周波数 f_{sub} に対する有効口径長 $\alpha_i(t_i'(\tau_1))$ の設定例を示す。各部分帯域の再標本化時刻 $t_i'(\tau_1) = (\tau_1 - 1) / T_{subi} + 1$ を求め、有効口径長 $\alpha_i(t_i'(\tau_1))$ に直接の標本値が存在しない場合には、前後の複数時刻における再標本化時刻での値から適切に補間して求める。部分帯域 i の代表周波数 f_{subi} は、一定の周波数間隔で定められるとは限らないので、代表周波数 f_{subi} のそれぞれを連続な変数である部分帯域周波数 f_{sub} の離散的な標本値（塗りつぶされた小円）であると考えて f_{sub} の関数として $\alpha_i(t_i'(\tau_1))$ をプロットした例を示す。図 18 において 1801 は有効口径長 $\alpha_1(t_1'(\tau_1))$ を $f_{sub} = f_{sub1}$ のプロット値、1802 は有効口径長 $\alpha_2(t_2'(\tau_1))$ を $f_{sub} = f_{sub2}$ のプロット値、1803 は有効口径長 $\alpha_P(t_P'(\tau_1))$ を $f_{sub} = f_{subP}$ のプロット値である。これらのプロットを通過する曲線 1804 で示すような $t = \tau_1$ における関数 $B_\alpha(f_{sub})$ を考え、部分帯域周波数 f_{sub} が低周波数ほど有効口径長 $\alpha_i(t_i'(\tau_1))$ を長く、高周波数ほど有効干渉長 $\alpha_i(t_i'(\tau_1))$ を短くした例である。有効口径長 α_i は受信素子の周波数に依存した指向性に関連して定められる。電気音響変換器アレイ 10a の受信素子（トランスデューサ）は全ての部分帯域受信信号に対し同じ物理的寸法を持つため、相対的に低周波では広い受信指向角度、高周波には狭い受信指向角度を持つ。受信焦点位置を受信指向角範囲より外側に捉える素子を受信信号群に含めると、無関係の到来方向からの信号を主に含むようになり望ましくない。解析フィルタ 31 の空間軸方向の再標本化周波数を決める S_{sub} と受信素子の指向性に依存して有効干渉長 α_i が決定され、不要な受信応答を部分帯域周波数に応じて制限することができる。

20

30

【0142】

図 19 に、部分帯域 $i = 1$ の口径制限関数 D_i の有効口径長 $\alpha_1(t_1')$ を遅延整相部 21 の出力時刻番号が $t = \tau_1$, $t = \tau_2$, $t = \tau_3$ ($\tau_1 < \tau_2 < \tau_3$) と大きくなるにつれ増加するように定めた例を示す。実線 1901 は口径制限関数 $D_1(t_1'(\tau_1))$ で二重丸が口径位置変数 q' に対する標本値である。有効口径長 $\alpha_1(t_1'(\tau_1))$ は $K_1/2$ よりもわずかに大きい。破線 1402 は $D_1(t_1'(\tau_2))$ で二重三角が口径位置変数 q' に対する標本値である。有効口径長 $\alpha_1(t_1'(\tau_2))$ は $K_1/2$ よりも 1, 2 程度大きい。一点鎖線 1403 が $D_1(t_1'(\tau_3))$ で二重菱形が口径位置変数 q' に対する標本値である。有効口径長 $\alpha_1(t_1'(\tau_3))$ は $K_1/2$ よりも非常に大きく、二重菱形の標本値は全て 1.0 になっている。時刻番号 t_1' が大きくなるにつれ（超音波探触子 10 からの距離が大きくなるにつれ）、受信焦点を指向角度に収めることができる素子数が増えるため、有効口径長 $\alpha_1(t_1')$ は時間と共に増加する（1901 から 1902 への変化）。 $\alpha_1(t_1')/2$ を $K_1/2 - 1$ が超過すると口径制限関数は $D_1(t_1'(\tau_3))$ のように q' に依存せず一定値 1.0 になる（1903）。このように、経過時間に応じて有効口径長を周波数に応じて適切に調整することにより、浅い部分の受信信号群では高周波信号の不要応答を削減して取得することができる。

40

50

【0143】

図20は、有効口径長 $\alpha_i(t_i')$ が部分帯域周波数 f_{sub} と遅延整相部21の受信開始からの経過時間ある時刻番号 t に関してどのように変化するかを概念的に示す。理解の便をはかるため、図14、図19の遅延整相部21の出力時刻番号 $t = \tau_1, t = \tau_2, t = \tau_3$ ($\tau_1 < \tau_2 < \tau_3$)をここでも用いる。遅延整相部21の出力時刻番号 t と解析フィルタ31の出力する再標本化時刻番号 t_i' の関係は式(17)により関連付けられる。 τ_1, τ_2, τ_3 に対応する解析フィルタ31の出力時刻番号を $t_i'(\tau_1), t_i'(\tau_2), t_i'(\tau_3)$ とする。異なる再標本化時刻 t_i' の上で定義される有効口径長 $\alpha_i(t_i')$ の受信開始からの時間変化曲線を、遅延整相部21の出力する各部分帯域に共通の時刻番号 t に対応してどのような傾向で変化させるか例示する。図20の2001は有効口径長 $\alpha_1(t_1'(t))$ の受信開始からの時間変化曲線、2002は有効口径長 $\alpha_2(t_2'(t))$ の時間変化曲線、2003は有効口径長 $\alpha_3(t_3'(t))$ の時間変化曲線である。いずれも受信開始の所定値から時刻番号 t に対応して比例的に増加させている。また、図18の $t = \tau_1$ における関数 $B_\alpha(f_{sub})$ の曲線1804は、図20では曲線1301、1302、1303とそれぞれ1801、1802、1803を交点とする。曲線1804は部分帯域周波数 f_{sub} が大きくなるほど減少するよう設定する。このような調整の傾向から、 $\alpha_i(t_i')$ を時間と部分帯域周波数に関連付けた2変数関数を想定して調整するのが望ましい。 f_{sub} と t の2変数関数を本発明では有効口径長関数 $\alpha(f_{sub}, t)$ と呼ぶことにする。

【0144】

有効口径長関数 $\alpha(f_{sub}, t)$ の設定方法の一例は、 f_{sub} と t についての区間群に区切り、バイキュービック(bi-cubic)補間関数などで全ての代表周波数 $f_{sub,i}$ と t_i' について補間計算できるようにする。より具体的には、適切な間隔であらかじめ設定した座標(f_{sub}, t)の群について、それらの格子点での値を外部入力に従って入力部11より定める。有効口径長 $\alpha_i(t_i')$ の計算では、 $f_{sub} = f_{sub,i}$ 、(17)式の t と t_i' 時間軸方向の再標本化関係から t_i' に対応する t を求めてバイキュービック補間で $\alpha_i(t_i')$ を計算することができる。既に一例として挙げた口径制限関数 $D_i(t_i', q')$ では変数 q' が区間 $1.0 > q' > \alpha_i(t_i')/2 + 1.0$ では $D_i(t_i', q') = 1.0$ 、区間 $\alpha_i(t_i')/2 + 1.0 > q' > \alpha_i(t_i') + 1.0$ で $D_i(t_i', q') = 0.5 \cos(2\pi(q' - 1 - \alpha_i(t_i')/2)/\alpha_i(t_i')) + 0.5$ と定義したが、変数の定義域を $\alpha_i(t_i')$ の関数としており、可干渉性損失行列 B_i の要素の行番号と列番号から式(27)または式(28)により求まる口径位置変数 q' と $\alpha_i(t_i')$ が決定されると口径制限関数 $D_i(t_i', q')$ の値が計算でき、部分帯域番号 i の再標本化時刻 t_i' における可干渉性損失行列 B_i の要素が式(29)で計算できる。この可干渉性損失行列 B_i により、推定値の相関行列(あるいは共分散行列) $R_{Loss,i}$ の有効次元を、時刻番号 t の変化に応じて連続的に変化させることができる。

【0145】

受信開始からの時刻番号 t の進行に合わせ、生体内の不均一な伝搬で超音波エコーのコヒーレンスが次第に失われる場合がある。空間軸方向の部分アレイベクトルの次数 K_i を低減すると限られたアレイ数あるいは空間再サンプル数の範囲でアンサンプル平均数を空間軸方向に増加させることができる。さらに時間軸方向でもアンサンプル平均を行い、確率収束を高めて頑健な推定値 $R_{Loss,i}$ を得ることができる。これらの条件の時間的变化の状況は、一般に周波数ごとに異なると考えられるので、可能な範囲内でアンサンプル平均数を増減することもできる。図16では、部分アレイの長さ K_i の中から中央部分だけの範囲の選択を行う例を示したが、中心線の対1601、1602を移動することで、部分アレイの長さ K_i の範囲内で K_i より小さな部分アレイ長さを選択することも可能である。元の部分アレイ長さ K_i の選択を図9、図10のように固定しておきながらも、図11の可干渉性損失関数 $C_i(t_i', q)$ と図16のような口径制限関数 $D_i(t_i', q')$ での口径制限とを階層的に組み合わせることで、滑らかなアンサンプル平均を自由

度高く実現できる。これらは、周波数帯域ごと、時間ごとに変更できる。

【0146】

ソフトウェアによるシストリックアレィ35の実装や、動的なコンフィギュレーションが可能なFPGA回路などでの実現は、部分アレィ次数の低減により演算能力や演算時間を時間軸、空間軸方向の標本数の増加などに再配分を行うことができると考えられる。しかし、一般に演算処理が並列演算負荷を分布させた有限のスケジュール状態の元で実装されるような場合や、FPGAで事前に有限の限られたコンフィギュレーション状態の回路での実現では、部分アレィ次数と時空間平均化数の組み合わせの全てについて並列演算負荷の分布やコンフィギュレーションを用意するのは実際的でない。

【0147】

並列演算負荷の分布や回路コンフィギュレーション状態は、部分アレィ次数と時間および/または空間平均化数の増減に合わせて連続的に処理中に遷移するには不連続が伴う。同じ並列演算負荷分布やコンフィギュレーション状態の中で滑らかにそれらの実効演算が変化することが望ましい。連続微分可能で滑らかな有効干渉長関数 $\lambda(f_{sub}, t)$ や有効口径長関数 $\alpha(f_{sub}, t)$ のモデルに基づき可干渉性損失行列 B_i の係数選択と階層的に組み合わせることで連続的な遷移を実現できる。

【0148】

時刻番号 t の進行により、超音波エコーのコヒーレンスが失われる場合には、相関行列あるいは共分散行列に対角負荷を付与することにより、確率的に生起し得る逆行列計算あるいはそれに準ずる処理の計算不能状態を回避することができる。相関行列推定量 $R_i(t_i')$ に式(30)により、部分帯域ごとの仮想的な空間白色雑音電力 $\sigma_i^2(t_i')$ を与える。

$$R_{iE}(t_i') = R_i(t_i') + \sigma_i^2(t_i') I' \cdots (30)$$

ここで I' は次数が $R_i(t_i')$ と同じで対角成分の要素が全て1でそれ以外は0の単位行列とする。 $\sigma_i(t_i')$ は時間 t_i' に応じて変化するスカラー量である。

【0149】

これにより、送信直後の受信可変口径処理で使用する受信チャンネル数がごく少数に限られ、上記空間および/または時間のアンサンブル平均点数が十分な確率収束に至るよう確保することが不能な状況においても、直接逆行列計算を行う適応処理を破綻させることなく実現することができる。また、再帰型適応アルゴリズムにおいても、初期開始状態を提供することができる。これらは、周波数に依存するので周波数ごとの $\sigma_i(t_i')$ の設定により、異なる要請を充足することができる。

【0150】

以上の例では、受信開始からの経過時間に応じて、部分帯域ごとの相関行列あるいは共分散行列の時間または空間の更新間隔を増加させることで、逆行列計算あるいはそれに準ずる処理の時間当たり更新頻度を低下させ、単位時間当たり演算負荷を低減することができる。特に、逆行列計算処理あるいはそれに準ずる処理は、アルゴリズムによっては部分アレィ長さに対して3乗の規模で演算量が増加するため、高い演算負荷を必要とする。相関行列あるいは共分散行列を、より大域的深さ範囲で緩慢な変化をするものと仮定する場合に、十分な確率収束を得た頑健な適応処理を、部分周波数帯域ごとに独立して行うことができる。

【0151】

図1の入力部11にこれらの有効干渉長関数 $\lambda(f_{sub}, t)$ 、有効口径長関数 $\alpha(f_{sub}, t)$ 、可干渉性損失関数 $C_i(t_i', q)$ 、口径制限関数 $D_i(t_i', q')$ の関数式やそれらの計算式を上記格子点での入力値から補間計算できるよう装置を構成しても良い。入力値や補間関数を入力部11より入力し、それらの妥当性を確認するための図12、図13、図14、図15のようなグラフや関数を制御部12やバックエンド処理部18で計算して表示部19で表示することもできる。また、それらにより可干渉性損失行列 B_i の要素や可干渉性損失行列 B_i の要素から計算した情報を必要に応じて撮像断面などと同時表示され、周波数や受信開始からの時間に対していかなる条件の元で適応ビー

10

20

30

40

50

ムフォーミング処理を用いて撮像されているかが装置使用者に明白になるように装置を構成しても良い。これらの条件の表示により、適応処理を受けた画像が生成される際の頑健性 (Robustness) 条件などを明確に提示することができる。

【0152】

<シミュレート実験による傍証>

本実施形態の部分帯域ごとに部分帯域適応処理部 22-1 ~ 22-P で適応処理する構成の有効性を、時間領域差分法、有限差分時間領域法 (FDTD 法) のモデル計算で得た音波伝搬シミュレートにより確認した。その結果を示す。適応フィルタとしては、相関行列を用いる MVD R 適応ビームフォーマの変形である A P E S ビームフォーマを用いた。

【0153】

図 21 は、シミュレート計算に用いた生体モデル 2101 である。生体モデル 2101 は、2次元であり、縦 45 mm、横 35 mm である。生体モデル 2101 第一媒質領域 2003 に、複数の第二媒質領域 2102 を互いの重複を許して分布させた。第二媒質領域 2102 は、0 mm ~ 1 mm の間の乱数発生により定めた半径を持ち、第一媒質領域 2103 内の、乱数発生により決定した中心座標位置を持つ円形領域である。第一媒質、第二媒質は、ともに密度 1 g/cm^3 、減衰率は 0.6 dB/MHz/cm とした。第一媒質の音速は 1540 m/s で第二媒質の音速は 1450 m/s で減衰率は 0.6 dB/MHz/cm とした。二つの媒質の違いは音速だけである。また、必要に応じて第二媒質を配置しない比較例の均質な生体モデルも用いた。

【0154】

また、電気音響変換器アレイ 10a の模擬として受信面配列モデル 2105 を置いた。受信面配列モデル 2105 は、直線アレイとし、横幅が 0.308 mm の受音面を持つ 96 個の受信素子の受信面が配置周期 0.322 mm で並んでいるとした。音響伝搬計算には、受信素子の材質は計算要素とせず、第一媒質領域 2103 の計算要素のままであり、個々の受信素子表面にある計算要素格子に到達した時間波波形応答を総和して、受信素子の個々の受信信号時間応答を模擬することにより、電気音響変換器アレイ 10a の特性の影響が反映しないよう理想化した。

【0155】

実際の超音波診断装置のパルスエコー法では、超音波の送信及びエコー受信過程を経るが、本発明の効果を的確に示すために、ここではエコー受信過程だけを模擬した。エコーの発生を模擬するため、モデル 2101 中にはそれぞれ同時に円筒波パルスを発生する音源 2104 を配置した。受信ビームフォーマ 17 の動作は計算により求めた。音源 2104 は、電気音響変換器アレイ 10a の受信面配列モデル 2105 の表面を基準に、深さ (距離) 20 mm、30 mm、40 mm、領域の横幅中央を基準に 10.3 mm 離れた $2 \times 3 = 6$ 点の格子位置に設定されている。仮想的な 96 個の受信素子で得られる受信信号群の中から、 $N = 32$ チャンネルを選び出して適応ビームフォーミングを模擬した。96 個の受信素子の中から 32 個を選ぶ位置を順次横に移動させながら像再生を行う。

【0156】

6 個の音源 2104 は、図 22 に示す時間波形 2201 および図 23 に示す時間フーリエスペクトル 2301 を示す中心周波数 5 MHz の音圧パルスを発生するとして計算した。図 21 の生体モデル 2101 は、第二媒質領域 2102 の最大直径の値域 (凡そ 0 mm ~ 1 mm) に図 22 の音圧パルス 2201 の持つ第一媒質中での波長 0.3 mm が含まれ、図 23 の周波数スペクトル 2301 の周波数の各部分帯域、および、音源 2104 と受信面配列モデル 2105 の表面との間の波の伝搬飛行経路応の違い、に応じて不均一散乱の影響が、周波数および深さで蓄積変化するよう期してモデルを構成した。

【0157】

音場伝搬シミュレーションで得られた受信信号群を、Hanning 包絡線の中心周波数が部分帯域の中心周波数が $f_{\text{sub}1} = 3.0 \text{ MHz}$ 、 $f_{\text{sub}2} = 3.8 \text{ MHz}$ 、 $f_{\text{sub}3} = 4.6 \text{ MHz}$ 、 $f_{\text{sub}4} = 5.4 \text{ MHz}$ 、 $f_{\text{sub}5} = 6.2 \text{ MHz}$ の 5 つの受信信号群にバンドパスフィルタで分けた。部分帯域は互いに部分的に重畳している。

5つの部分帯域ごとの、空間平均化のための部分空間ベクトルの長さ K_i の設定値を k_{sub} とし、 $k_{sub} = 4, 8, 16$ の条件で前方後方空間平均化と時間平均化を行うAPES適応ビームフォーマ処理を行った。前方後方空間平均化は、部分アレイによる空間軸方向のアンサンブル平均を部分アレイを反転させて逆向きにも行うものである。また、画像値の統計比較を行うため、全ての条件でビームフォーマ処理は同じ画素位置および縦横の画素数で計算した。

【0158】

図24に $f_{sub1} = 3.0 \text{ MHz}$ 、 $k_{sub} = 4$ の場合の像を等高線図で示す。第二媒質による不均一散乱の影響が無い場合で、適応処理を行わず、口径重み付与も行わない遅延加算法により得られた画像内の最大値を用いて、図24の等高線の値は規格化されている。図24の等高線は、この遅延加算だけの最大値に対して -20 dB の水準を太線、 -40 dB の水準を細線で表示している。また、図24は、 dB 値の文字表示の判読の便を図るため、横方向に引き伸ばしてある。図21の点音源2104を含め、6つの点音源の近傍位置に -20 dB の等高線領域を確認できるが、第二媒質による不均一散乱の影響により形状が崩れた点像となっている。深部の音源像になるに従い、 -40 dB の点像が、深さ方向(Range、図21の深さに一致)およびアレイ方向(Azimuth、図21のアレイ位置)に領域が拡大していることを確認できる。また、図21の6つの点音源設定位置と比べ、図24の -20 dB の等高線領域が、深い側(Rangeの大きい側)へ移動している。これは、第一媒質の音速を想定した遅延整相処理の設定音速 1540 m/s に比べ、音速の遅い第二媒質が空間を大域的に見て低い音速媒質のように変化させたためと理解できる。

10

20

【0159】

次に、空間軸方向の再サンプル(再標本化)の効果を確認する為、同じ $f_{sub1} = 3.0 \text{ MHz}$ 、 $k_{sub} = 4$ の場合について、空間軸方向のみに再サンプルを行い、96チャンネルをその4分の3に低減を行なった後、前方後方空間平均化と時間平均化を行うAPES適応ビームフォーマ処理を行った。その結果を図25に示す。空間軸方向の再標本化には、カイザー窓を用いた。図25に示される結果は、前方後方空間平均化数は減少したが、再サンプルを行わない場合の図24の結果と比べて、ほぼ同等の結果を得ることが確認できた。空間軸方向の異なる再サンプル状態で得られる適応処理後の結果の妥当性については、適応処理後の目的に合わせて適切に選択される。

30

【0160】

次に、部分帯域の周波数による比較を行った結果を示す。部分帯域の中心周波数 f_{sub1} 、 f_{sub3} 、 f_{sub5} の3帯域を選び出し、部分アレイベクトルの長さ k_{sub} は全ての部分帯域で16点とした。空間の再サンプルは行っていない。それぞれの部分帯域の画像の画素値を最大 0 dB から 0.5 dB ごとの標本区間群に帰属させて計数し、 $-60 \text{ dB} \sim 0 \text{ dB}$ までのヒストグラム分布を求めた。3つの部分帯域のヒストグラム曲線を重ねて描いたものを図26に示す。縦軸は頻度(Incidence)、横軸は画素値すなわち対数規格化した強度(Normalized Intensity)である。部分帯域の中心周波数が f_{sub1} の画像のヒストグラム曲線は一点鎖線、 f_{sub3} は鎖線、 f_{sub5} は実線で描いてある。

40

【0161】

図26により、部分帯域の中心周波数が増加するに従って、ヒストグラム曲線が 0 dB 側に寄って分布していることがわかる。このことから周波数が増すにつれ、画素全体で高輝度側に寄ったことが確認できる。図26では判別が困難になるため重ねて図示しないが、 f_{sub2} 、 f_{sub4} を重ねた場合でも周波数に対する傾向は同じであった。ヒストグラム最頻値の画素値と最大値の間が大きく離れることを画像の諧調ダイナミックレンジの改善指標とするならば、部分帯域の周波数が増すにつれ分布が大きな画素値に偏っており、分布の山の部分がほぼ画像の背景水準を形成するとすれば、点音源像の識別を劣化させていることになる。

【0162】

50

この結果から、部分帯域周波数について分割した A P E S 適応ビームフォーマ処理結果を加算器 23 でコヒーレント合成（そのまま加算）あるいはインコヒーレント合成（絶対値をとって加算）する場合、ヒストグラム最頻値の部分の大半の画素が周波数に関して無関連な情報で形成されたと考え、画素値の分布の周波数で異なる特徴量を考慮してから再合成するのが有利であると考えられる。図 26 の場合、部分帯域ごとの A P E S 適応ビームフォーマ処理出力に対し、振幅の対数圧縮前に高い部分帯域周波数であるほど小さな重み係数を乗じてコヒーレントあるいはインコヒーレント加算して最頻値付近の分布を周波数間で揃えて加算合成したり、対数圧縮した後のものに重み係数を乗じて周波数ごとに対数軸を相対的に伸縮してからインコヒーレント合成することで画像の強調を行うことができる。

10

【0163】

次に、部分帯域の中心周波数 f_{sub1} 、 f_{sub3} 、 f_{sub5} の 3 帯域のそれぞれについて、不均一散乱の影響が異なる 3 つの点音源の深さ位置の近傍それぞれについて画像を深さの区間に分け、周波数ごと、それぞれの深さでの最大値で規格化したヒストグラム曲線を図 27 ~ 図 29 に示す。3 つの点音源の近傍の深さの区間とは、図 25 における深さ方向 (Range) の 2 ~ 3 cm、3 ~ 4 cm、4 ~ 4.5 cm である。これらの区間の開始深さで代表して図 27 ~ 図 29 の凡例では、順に Depth = 2 [cm]、Depth = 3 [cm]、Depth = 4 [cm] と記している。

【0164】

図 27 は部分帯域の中心周波数 f_{sub1} 、図 28 は f_{sub3} 、図 29 は f_{sub5} の結果を示す。図 27 ~ 図 29 において、一点鎖線は最も浅い深さ 2 cm の音源、鎖線は中間の深さ 3 cm の音源、実線は最も深い 4 cm の音源の区間の結果である。図 27 ~ 図 29 のどれも、ヒストグラムは音源が深くなるほど分布が高輝度の 0 dB 側に寄る傾向が得られた。さらに、同じ深さごとに比較すると部分帯域の中心周波数が高いと分布が高輝度の 0 dB 側に寄る傾向が見いだせる。たとえば、最も浅い 2 cm の音源の区間 (Depth = 2 [cm]) のヒストグラムの最頻値は、図 27 の中心周波数 f_{sub1} で尖頭位置 2701 からおよそ -42 dB 近傍、図 29 の中心周波数 f_{sub5} で尖頭位置 2901 からおよそ -38 dB 近と読み取ることができる。最も深い 4 cm の音源の区間 (Depth = 4 [cm]) のヒストグラムの最頻値は図 27 の中心周波数 f_{sub1} で尖頭位置 2702 からおよそ -28 dB 近傍、図 29 の中心周波数 f_{sub5} で尖頭位置 2902 からおよそ -22 dB 近傍と読み取ることができる。こうした例から、ヒストグラム最頻値あるいは他の指標で画素値の分布範囲を考慮してから再合成することで、より望ましい合成を実現できると考えられる。

20

30

【0165】

図 26 からは周波数ごとに分割された A P E S 適応ビームフォーマ処理結果の合成には、周波数ごとの重み付けが有効であろうこと、図 27 ~ 図 29 の結果からは、それらの周波数ごとの重み付けの配分は、深さごとに変化させるべきであることが示された。周波数ごとに重み付けを行わずに合成すれば最も最頻値付近の分布が高輝度側の周波数成分が画像の諧調を支配する可能性がある。また、深さごとに変化するように対数圧縮した後の出力に重み係数を乗じて合成すれば、深部での諧調ダイナミックレンジの分布を低輝度側へ広げ、目視による判定や読影を良好にすることが期待できる。

40

【0166】

次に空間平均化のための部分空間ベクトルの長さ K_s の設定値である k_{sub} に対する依存について、図 30 に比較した例を示す。部分帯域の中心周波数 f_{sub1} 、最も深い 4 cm の近傍で規格化したヒストグラムの比較を示す。 k_{sub} は、一点鎖線が 4、破線が 8、実線が 16 である。ヒストグラムの区間ごとの観察では部分的な順序逆転はあるが、全体として k_{sub} が小さいほど分布が高輝度の 0 dB 側に寄る傾向が得られた。 k_{sub} が増すと適応ビームフォーマの計算負荷が大きく増す場合には、 k_{sub} の設定値を周波数ごと、深さ（すなわち受信時刻ごと）に効率よく設定することが重要である。ある限られた演算回路や演算時間を仮定すると、これらの周波数ごと、時刻ごとの応答の違い

50

を考慮してたとえば高い周波数の部分帯域に k_{sub} を増すなどの配分を採ることができる。あるいは、生体非線形の音響伝搬効果や非線形の調波成分の発生を積極的に利用する造影剤の撮像を考慮して特定の帯域に k_{sub} の増減を与える、すなわち空間平均化のための部分空間ベクトルの長さ K_i の調整状態を作り出すことができる。

【0167】

図24、図25では、部分帯域の中心周波数を f_{sub1} 、 k_{sub} を4点にした結果について4分の3(0.75)倍の空間再サンプルを行う前後の画像の等高図で示したが、これらの2画像の深さ全体について、ヒストグラムを重ねて描いた結果を図31に示す。点線が図24の空間再サンプルを行わない(No resample)場合、実線が図25の空間再サンプルを行なった(resample 0.75)場合である。空間再サンプルを行わない場合の最頻値3101は、-41dB程度、行った場合の最頻値3102は、-43dB程度と読み取ることができ、空間再サンプルを行なうことで分布が-2dB移動していることが示された。これらの結果から部分帯域ごとに空間再サンプルを行なうことで良好な合成結果が得られることが期待される。

10

【0168】

以上のシミュレーション結果から、生体を模擬した不均一伝搬の周波数依存性を示す例を模擬し、本発明の効果と有効性について傍証を示した。

【符号の説明】

【0169】

- 10 超音波探触子
- 10a 電気音響変換器アレイ
- 10b 送信パルス
- 10c 被検体内の反射体
- 10d パルスエコー
- 11 入力部
- 12 制御部
- 12-1 データバス
- 13 送信ビームフォーマ
- 14 送信回路
- 15 送受分離回路
- 16 受信回路
- 17 受信ビームフォーマ
- 18 バックエンド処理部
- 19 表示部
- 20 受信波形記憶部
- 21 遅延整相手段
- 22 適応フィルタ部
- 22-1 ~ 22-P 部分帯域適応処理部
- 23 加算器
- 31 解析フィルタ
- 32 部分帯域適応処理部
- 33 合成フィルタ
- 34 部分帯域信号(第二の時間信号群)
- 35 部分帯域適応信号
- 41 適応制御部
- 41-1 部分帯域波形読み出しアドレス信号
- 41-2 多重化アドレス信号
- 41-3 係数多重化アドレス信号
- 41-4 適応出力整序アドレス信号
- 41-5 シーケンステーブル

20

30

40

50

4 1 - 6	動作モード指令 (M_{SYS})	
4 2	部分帯域波形記憶部	
4 3	シストリックアレイ多重化器	
4 4	係数テーブル記憶部	
4 5	シストリックアレイ	
4 6	部分帯域適応出力記憶部	
5 1	境界セル	
5 2	遅延セル	
5 3	内部セル	
5 4	最終セル	10
5 5	入力データシーケンス	
5 6	アレイ入力側セル群	
x_{in}	セルへの要素入力	
x_{out}	セルからの要素回転出力	
c	$Givens$ 回転余弦	
s	$Givens$ 回転正弦	
r	上三角行列要素	
y_{in}	変換係数入力	
y_{out}	変換係数出力	
β	忘却係数 (指数重み係数)	20
μ	拘束条件値	
w_{inb}, w_{inr}	重みづけベクトル係数	
7 0	演算部	
8 1	解析フィルタ入力点	
8 2	解析フィルタ出力点	
8 3	解析フィルタ 3 1 の出力点 ($x_{t \cdot, j \cdot}$)	
8 4	入力の格子点基準位置	
8 5	解析フィルタ入力の標本値群	
9 1	部分アレイベクトルの第一要素位置	
9 2	部分帯域 1 のアンサンブル平均範囲	30
9 3	部分帯域 1 の部分アレイベクトル (x_{ssub1})	
K_1, K_i, K_p	部分アレイベクトルのスナップショットの長さ	
L_1, L_p	時間アンサンブル平均数 (標本数)	
1 0 1	部分アレイベクトルの第一要素位置	
1 0 2	部分帯域 1 のアンサンブル平均範囲	
1 0 3	部分帯域 1 の部分アレイベクトル (x_{ssubp})	
1 1 0 1	主対角成分	
1 1 0 2、1 1 0 3	第一副対角成分	
1 1 0 4、1 1 0 5	Q_i より q の値が大きい位置にある副対角成分の要素	
1 2 0 1	可干渉性損失関数 $C_1(t_1', (\tau_1); q)$	40
1 2 0 2	可干渉性損失関数 $C_p(t_p', (\tau_1); q)$	
1 3 0 1、1 3 0 2、1 3 0 3	有効干渉長の周波数依存関数 B_λ の標本点	
1 4 0 1、1 4 0 2、1 4 0 3	$C_1(t_1', q)$ の時間変化	
1 5 0 1、1 5 0 2、1 5 0 3	$C_i(t_i', q)$ の周波数変化	
1 6 0 1、1 6 0 2	q' の計算基準となる中心線の対	
1 6 0 3 ~ 1 6 1 0	q' の値に対応する要素位置	
1 7 0 1	口径制限関数 $D_1(t_1', q')$	
1 7 0 2	口径制限関数 $D_p(t_p', q')$	
1 8 0 1、1 8 0 2、1 8 0 3	有効口径長の周波数依存関数 B_α の標本点	
1 9 0 1、1 9 0 2、1 9 0 3	$D_1(t_1', q')$ の時間変化	50

2001、2002、2003 $D_i(t_i', q')$ の周波数変化

A_1 、 A_P 空間アンサンブル平均数 (標本数)

B_i 可干渉性損失行列

B_λ t における有効干渉長の周波数依存関数

B_α t における有効口径長の周波数依存関数

C_1 、 C_i 、 C_P 可干渉性損失関数

D_1 、 D_i 、 D_P 口径制限関数

H 行列の行番号または列番号

I 行列の行番号

I' 単位行列

J 行列の列番号

f_{sub1} 、 f_{sub2} 、 f_{subi} 、 f_{subP} 部分帯域代表周波数

q 対角位置変数

q' 口径位置変数

α_1 、 α_i 、 α_P 有効口径長

λ_1 、 λ_i 、 λ_P 有効干渉長

2101 計算モデル

2102 第一媒質領域

2103 第二媒質領域

2104 点音源

2105 受信面配列モデル

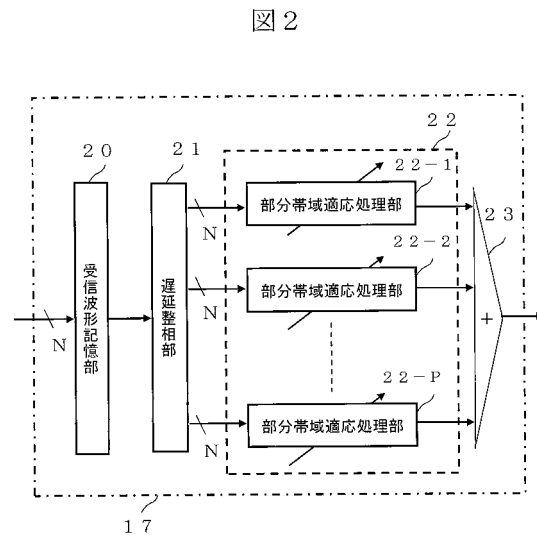
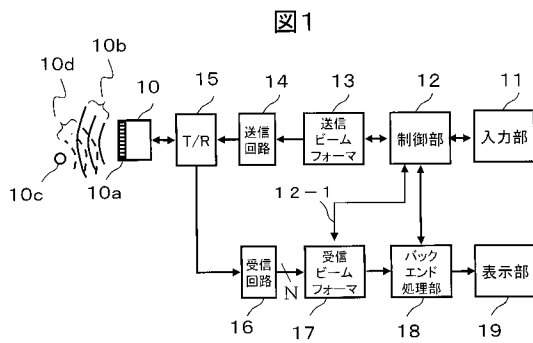
2201 音圧波形

2301 周波数スペクトル

2701、2702、2901、2902、3101、3102 尖頭位置

【図1】

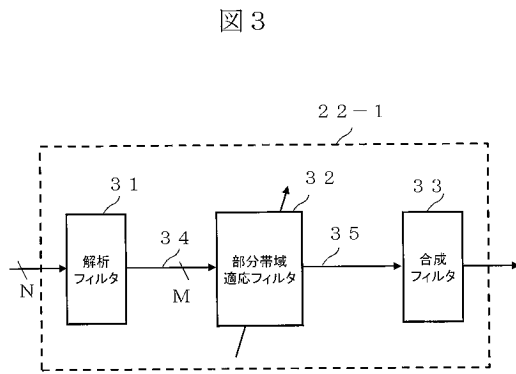
【図2】



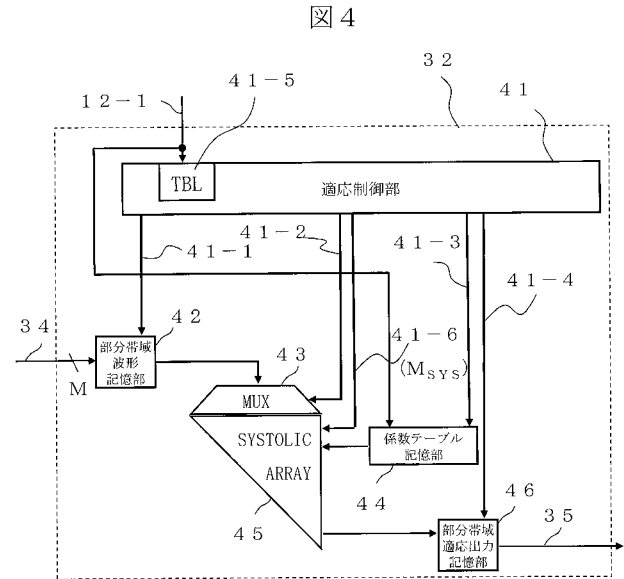
10

20

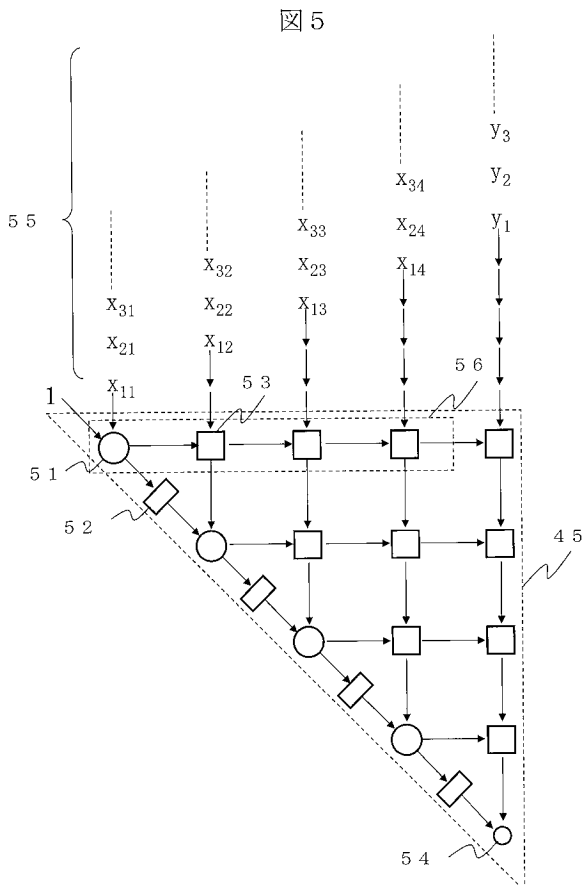
【図3】



【図4】



【図5】



【図6】

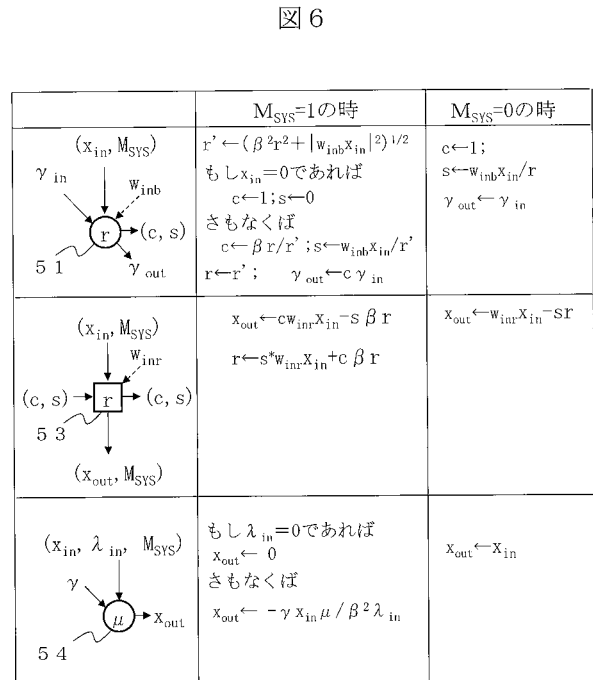
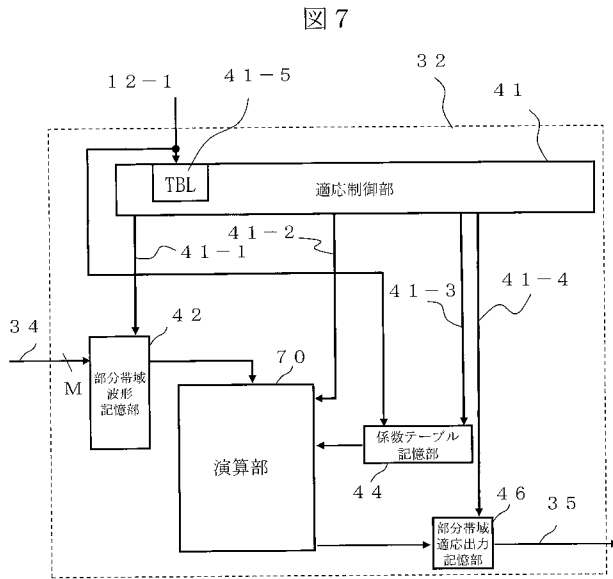


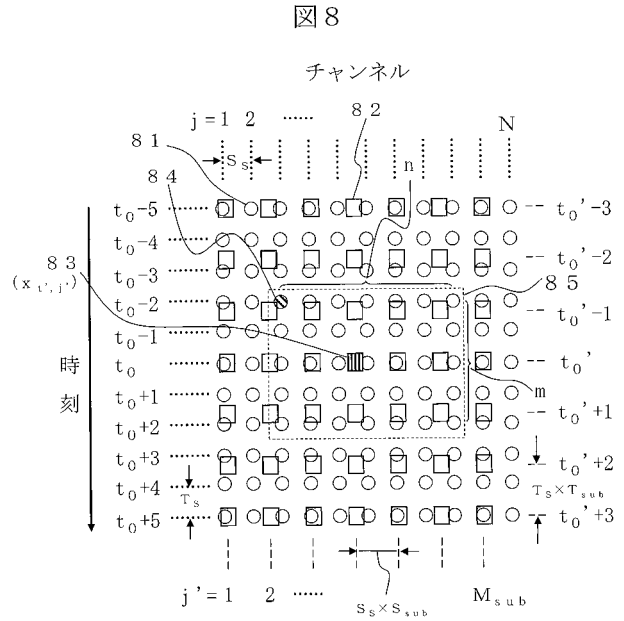
図6

	$M_{SYS}=1$ の時	$M_{SYS}=0$ の時
(x_{in}, M_{SYS}) γ_{in} w_{inb} r (c, s) γ_{out} 5 1	$r' \leftarrow (\beta^2 r^2 + w_{inb} x_{in} ^2)^{1/2}$ もし $x_{in}=0$ であれば $c \leftarrow 1; s \leftarrow 0$ さもなくば $c \leftarrow \beta r / r'; s \leftarrow w_{inb} x_{in} / r'$ $r \leftarrow r'; \gamma_{out} \leftarrow c \gamma_{in}$	$c \leftarrow 1;$ $s \leftarrow w_{inb} x_{in} / r$ $\gamma_{out} \leftarrow \gamma_{in}$
(x_{in}, M_{SYS}) w_{inr} r (c, s) (x_{out}, M_{SYS}) 5 3	$x_{out} \leftarrow c w_{inr} x_{in} - s \beta r$ $r \leftarrow s^* w_{inr} x_{in} + c \beta r$	$x_{out} \leftarrow w_{inr} x_{in} - s r$
$(x_{in}, \lambda_{in}, M_{SYS})$ γ μ x_{out} 5 4	もし $\lambda_{in}=0$ であれば $x_{out} \leftarrow 0$ さもなくば $x_{out} \leftarrow -\gamma x_{in} \mu / \beta^2 \lambda_{in}$	$x_{out} \leftarrow x_{in}$

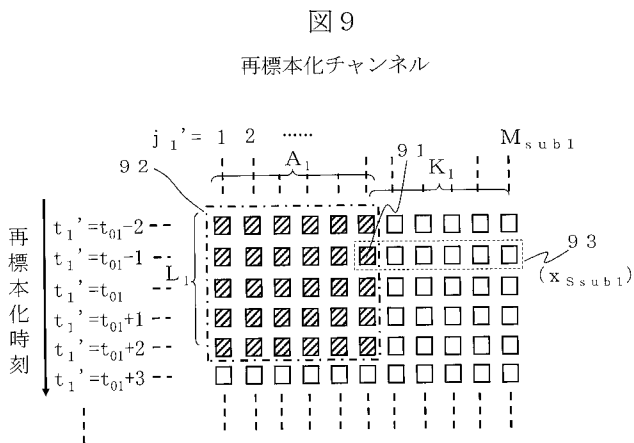
【図 7】



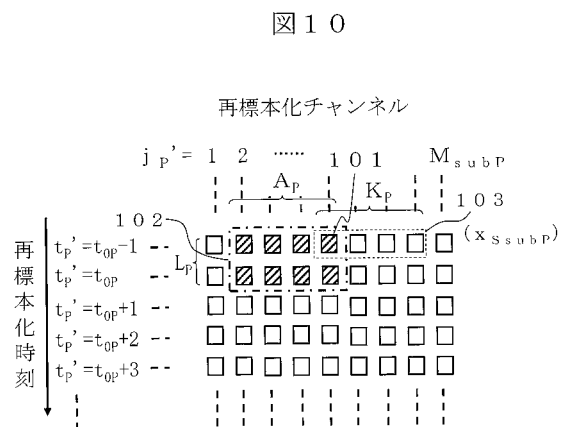
【図 8】



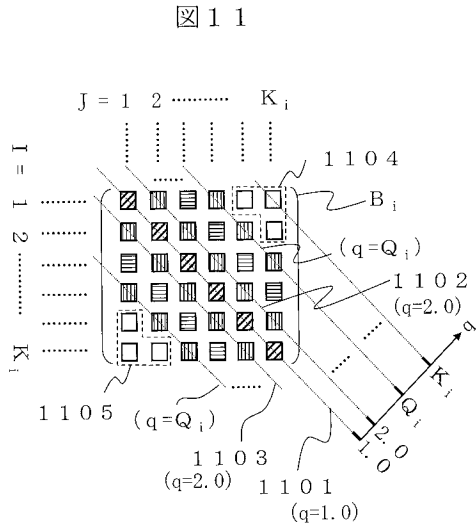
【図 9】



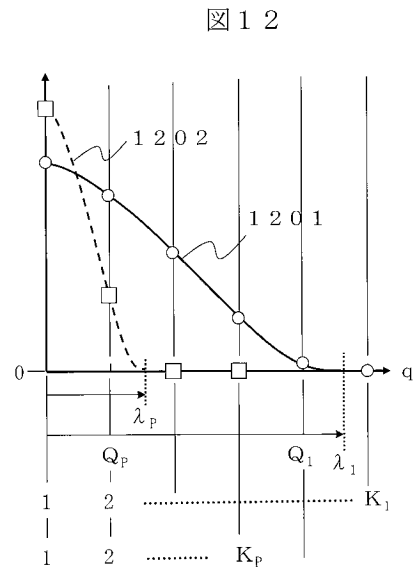
【図 10】



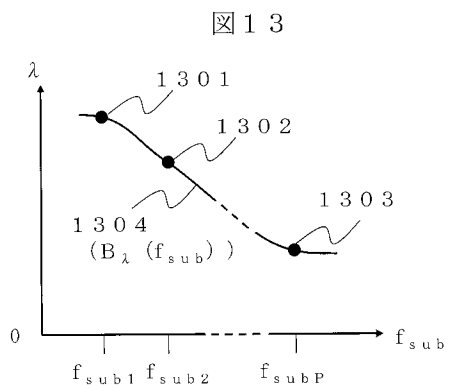
【図 1 1】



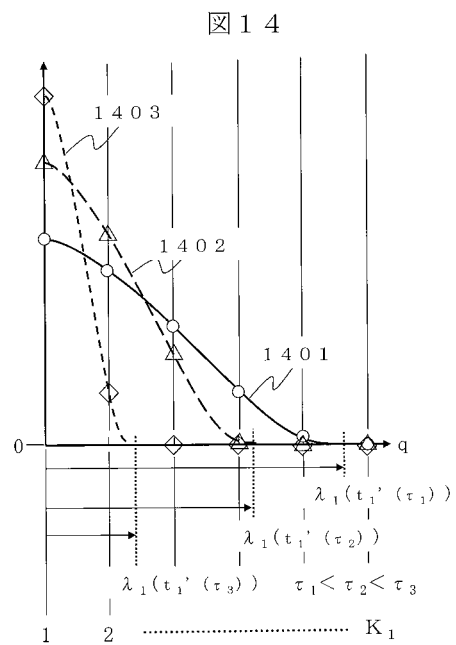
【図 1 2】



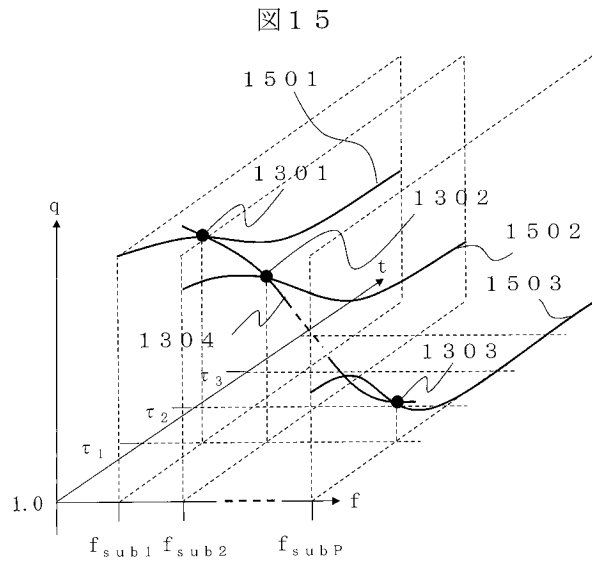
【図 1 3】



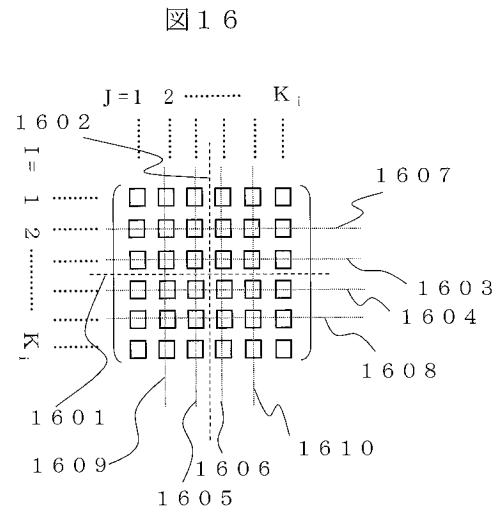
【図 1 4】



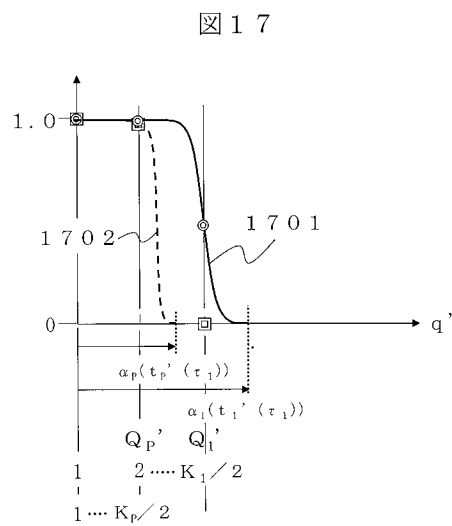
【図 15】



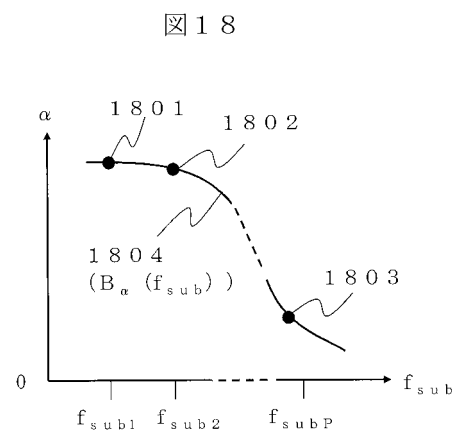
【図 16】



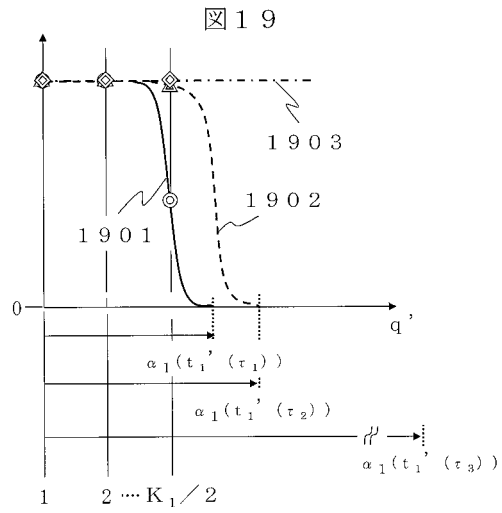
【図 17】



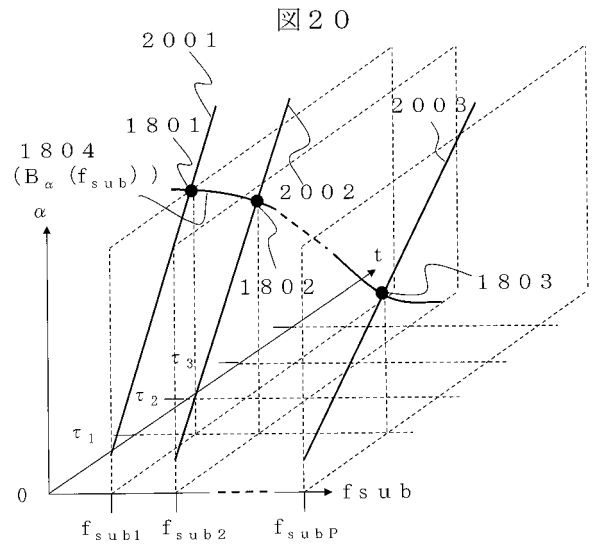
【図 18】



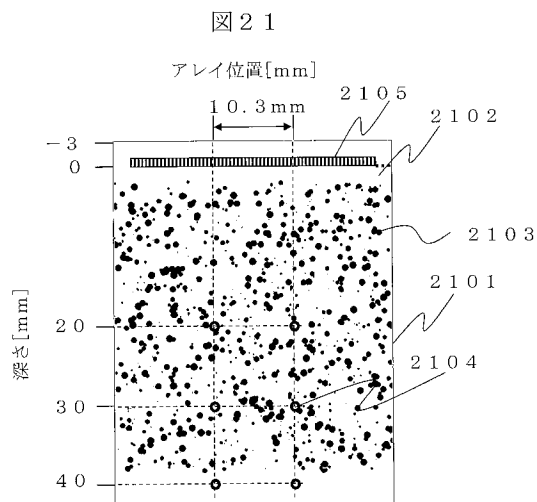
【図 19】



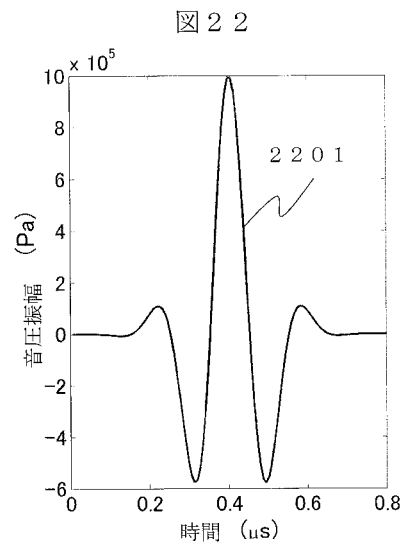
【図 20】



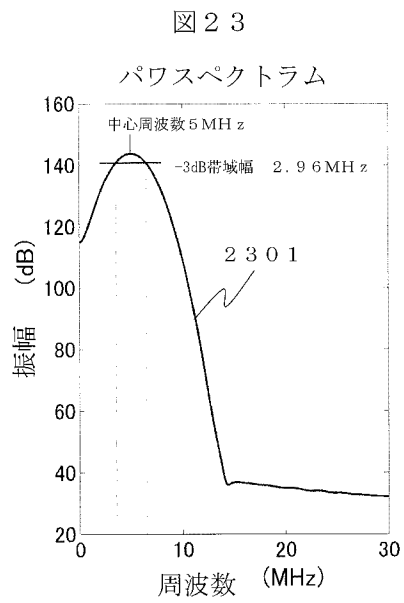
【図 21】



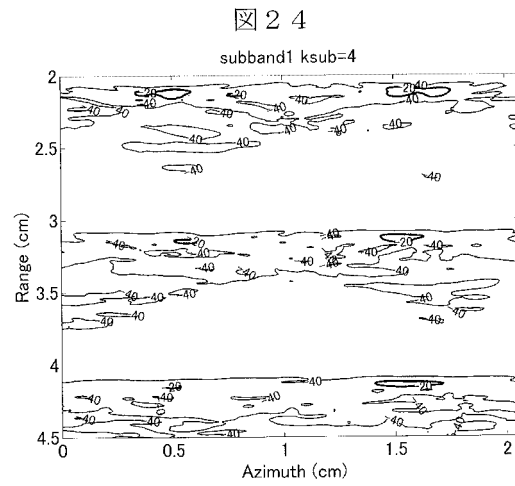
【図 22】



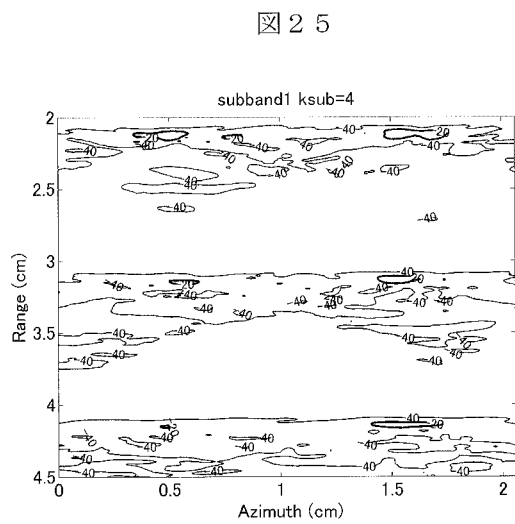
【図 2 3】



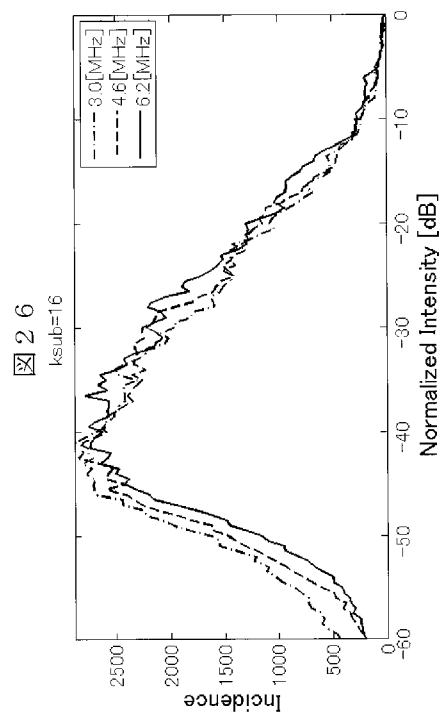
【図 2 4】



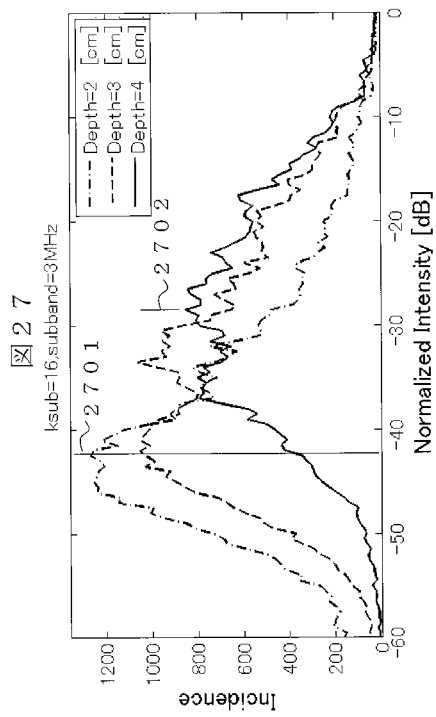
【図 2 5】



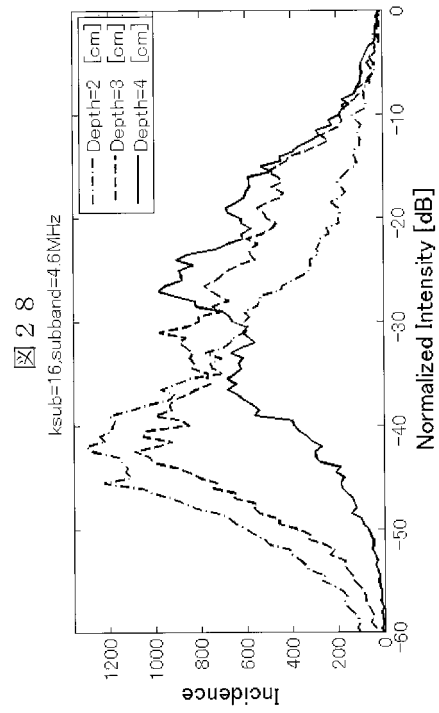
【図 2 6】



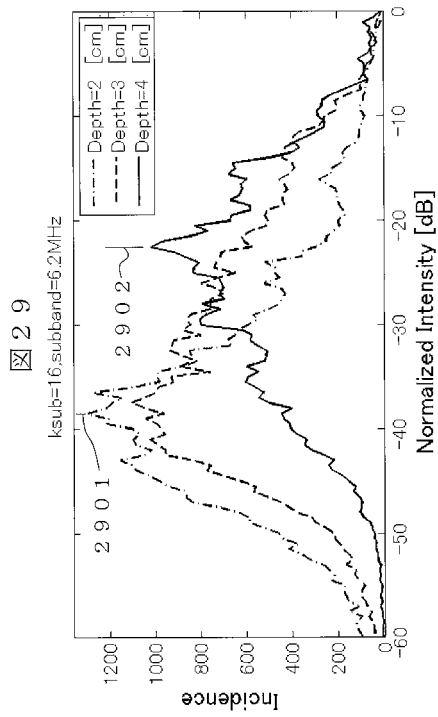
【図 27】



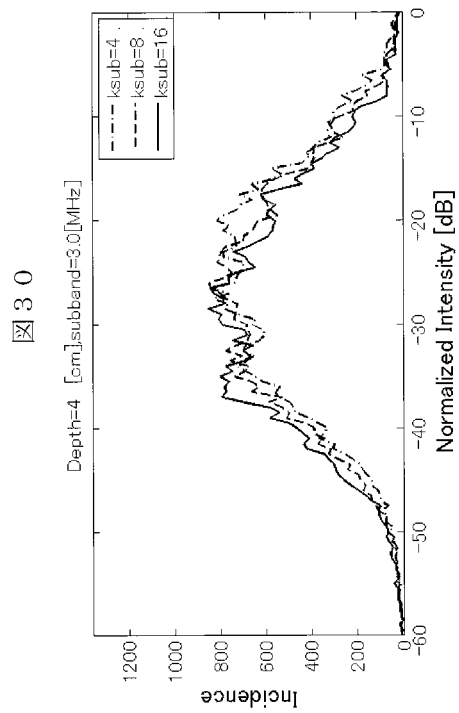
【図 28】



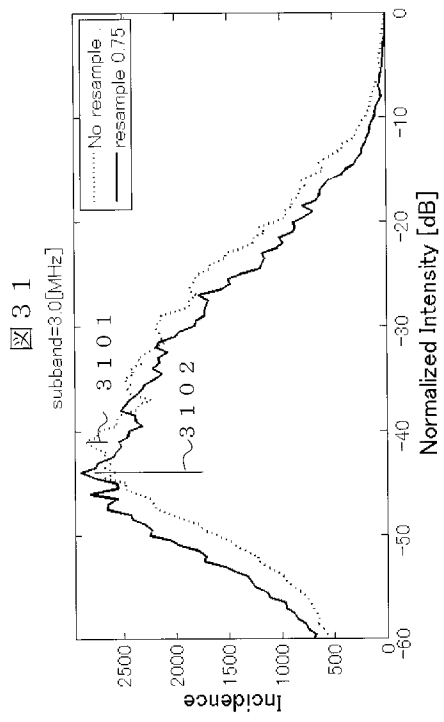
【図 29】



【図 30】



【図 3 1】



フロントページの続き

(72)発明者 栗原 浩

東京都三鷹市牟礼六丁目２番１号 日立アロカメディカル株式会社内

Fターム(参考) 4C601 BB06 EE04 GB06 HH22 HH25 HH35 JB28 JB31 JB48

专利名称(译)	超声成像设备		
公开(公告)号	JP2015163087A	公开(公告)日	2015-09-10
申请号	JP2012125131	申请日	2012-05-31
[标]申请(专利权)人(译)	日立阿洛卡医疗株式会社		
申请(专利权)人(译)	日立アロカメディカル株式会社		
[标]发明人	鱈沢 裕 高野 慎太 池田 貞一郎 栗原 浩		
发明人	鱈沢 裕 高野 慎太 池田 貞一郎 栗原 浩		
IPC分类号	A61B8/00		
CPC分类号	A61B8/5207 G01S7/52034 G01S7/52046 G01S15/8915		
FI分类号	A61B8/00		
F-TERM分类号	4C601/BB06 4C601/EE04 4C601/GB06 4C601/HH22 4C601/HH25 4C601/HH35 4C601/JB28 4C601/JB31 4C601/JB48		
外部链接	Espacenet		

摘要(译) 解决的问题：提供一种根据对象介质中随频率变化的不均匀性特性的医用超声诊断设备中的自适应波束形成器的控制技术。 解决方案：接收来自对象的超声波回波，并根据预定接收焦点的位置延迟接收信号，以形成第一时间信号组。 多个部分频带自适应处理单元22-1至22-P中的每个从第一时间信号组中提取预定频带的第二时间信号组，并对第二信号组执行自适应处理。 获得自适应权重，通过自适应权重对第二时间信号组进行加权，然后相加。 结果，甚至可以针对每个频带适当地自适应地处理宽带中的接收信号。 [选择图]图2	(21) 出願番号	特願2012-125131 (P2012-125131)	(71) 出願人 390029791 日立アロカメディカル株式会社 東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号 (74) 代理人 110000888 特許業務法人 山王坂特許事務所 (72) 発明者 鱈沢 裕 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所 中央研究所内 (72) 発明者 高野 慎太 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所 中央研究所内 (72) 発明者 池田 貞一郎 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社日立製作所 中央研究所内
	(22) 出願日	平成24年5月31日 (2012.5.31)	

[最終頁に続く](#)