

拡散ビーム送信と受信並列ビームフォーミングを用いた高フレームレート心臓超音波断層法

長谷川英之^{1,2} 金井 浩^{2,1}

抄 録

目的：心臓超音波断層法は心臓の診断に広く用いられている。心臓超音波検査により心臓の形状を観察することができ、BモードおよびMモード画像に基づいて駆出率など心臓全体としての機能を評価することができる。また、局所の心機能を評価するために心筋ストレインおよびストレインレートを評価する方法も開発されている。さらに最近、心筋の収縮/弛緩時の壁の変位や心臓弁閉鎖により惹起される振動の伝搬の計測が心筋機能や粘弾性の評価に有用であることが示されている。しかしながら、これらの測定方法は従来の超音波診断装置よりもはるかに高いフレームレートを必要とする。本研究では高フレームレート（300 Hz以上）の心臓超音波断層法を実現するため、並列受信ビームフォーミングに基づいた方法を開発した。**方法**：フレームレートを高めるために送信角度間隔を6°、1送信当りの受信ビーム数を16として送信回数を15に減らし、従来のセクタ走査と同等の数および密度の走査線を得られるようにした。さらに、走査線間での送受信感度の差を低減するために、複数の送信をコンパウンドすることによって各走査線を得た。コンパウンドに用いた送信回数は送信ビームの幅を考慮して決定した。送信ビームに関しては、平面波および拡散波について検討を行った。セクタ走査では走査線の間隔がプローブからの距離とともに大きくなるのに対し、平面波の幅は距離とともに増加しないため、距離とともに広がるセクタ走査における描画範囲に対応できない。一方、拡散波はプローブからの距離とともにビーム幅が広がるため、平面波よりもセクタ走査における送信ビームに適していることが分かった。**結果**：ナイロンワイヤを用いて提案法による空間分解能を評価した。拡散波により得られた点拡がり関数の半値幅は従来のビームフォーミングおよび平面波を用いた並列ビームフォーミングにより得られたものよりもやや大きかったが、従来のビームフォーミングにより得られるものに非常に近い点拡がり関数が、送信拡散ビームとコンパウンドによる並列ビームフォーミングにより実現できた。しかし、平面波および拡散波を用いた並列ビームフォーミングの場合には横方向のサイドロープレベルの上昇は認められた。本研究では、23歳健康男性の心臓についても断層像の測定を行った。**結論**：上昇したサイドロープレベルのために、提案法により得られたBモード断層像のコントラストは劣化したが、横方向描画範囲90°のBモード断層像を、従来のセクタ走査により得られる数十Hzよりはるかに高い316 Hzのフレームレートで測定することができた。

High-frame-rate echocardiography using diverging transmit beams and parallel receive beamforming

Hideyuki HASEGAWA^{1,2}, Hiroshi KANAI^{2,1}

Abstract

Purpose: Echocardiography is a widely used modality for diagnosis of the heart. It enables observation of the shape of the heart and estimation of global heart function based on B-mode and M-mode imaging. Subsequently, methods for estimating myocardial strain and strain rate have been developed to evaluate regional heart function. Furthermore, it has recently been shown that measurements of transmural transition of myocardial contraction/relaxation and propagation of vibration caused by closure of a heart valve would be useful for evaluation of myocardial function and viscoelasticity. However, such measurements require a frame rate much higher than that achieved by conventional ultrasonic diagnostic equipment. In the present study, a method based on parallel receive beamforming was developed to achieve high-frame-rate (over 300 Hz) echocardiography. **Methods**: To increase the frame rate, the number of transmits was reduced to 15 with angular intervals of 6 degrees, and 16 receiving beams were created for each transmission to obtain the same number and density of scan lines as realized by conventional sector scanning. In addition, several transmits were compounded to obtain each scan line to reduce the differences in transmit-receive sensitivities among scan lines. The number of transmits for compounding was determined by considering the width of the transmit beam. For transmission, plane waves and diverging waves were investigated. Diverging waves showed better performance than plane waves because the widths of plane waves did not increase with the range distance from the ultrasonic probe, whereas lateral intervals of scan lines increased with range distance. **Results**: The spatial resolution of the proposed method was validated using fine nylon wires. Although the widths at half-maxima of the point spread functions obtained by diverging waves were slightly larger than those obtained by conventional beamforming and parallel beamforming with plane waves, point spread functions very similar to those obtained by conventional beamforming could be realized by parallel beamforming with diverging beams and compounding. However, there was an increase in the lateral sidelobe level in the case of parallel beamforming with plane and diverging waves. Furthermore, the heart of a 23-year-old healthy male was measured. **Conclusion**: Although the contrast of the B-mode image obtained by the proposed method was degraded due to the increased sidelobe level, a frame rate of 316 Hz, much higher than that realized by conventional sector scanning of several tens of Hertz, was realized with a full lateral field of view of 90 degrees.

Jpn J Med Ultrasonics 2014; 41 (3): 375-388

Keywords

diverging beam, parallel beam forming, high-frame-rate imaging, echocardiography

本論文は、一般社団法人日本超音波医学会 第26回菊池賞受賞論文を翻訳掲載したものです。

元論文は、英文誌 J Med Ultrasonics 2011;38:129-40 に掲載しています。

Received: 23 February 2011 / Accepted: 20 March 2011 / Published online: 7 May 2011

¹東北大学大学院医工学研究科医工学専攻, ²同工学研究科電子工学専攻

¹Graduate School of Biomedical Engineering, ²Graduate School of Engineering, Tohoku University, Aramaki-aza-Aoba 6-6-05, Aoba, Sendai, Miyagi 980-8579, Japan

J-STAGE. Advanced published. date: April 7, 2014

1. はじめに

心臓超音波断層法は、リアルタイムかつ非侵襲的に心臓の断層像を観察することができる、最も有用な心臓診断法の一つである。超音波診断装置は磁気共鳴映像法 (MRI) やコンピューター断層撮影法 (CT) などの診断方法に比べ時間分解能が優れているため、BモードあるいはMモードに基づいて心駆出率 (EF) のような心機能検査を簡便に行うことができる。また、局所の心筋機能を定量的に評価するために、心筋ストレインあるいはストレインレートの測定方法が開発されている¹⁻³⁾。これらの方法を用いて心臓の運動を測定することにより、心臓壁の局所の変形量を推定することができる。測定したストレインおよびストレインレートそれ自身が局所の心筋機能の評価に有用ではあるが、心筋の収縮/弛緩時の壁の変位および心臓弁閉鎖による壁振動の伝搬を測定することが心筋機能および粘弾性の評価に有用であることが示されている⁴⁻⁶⁾。しかし、これらの測定には従来の超音波診断装置よりもはるかに高いフレームレートが必要である。例えば、電気的興奮はプルキンエ線維や心筋では典型的には 0.3 - 4 m/s の速度で伝搬し⁷⁾、それに対応する心筋収縮の伝搬速度は 0.5 - 7 m/s である^{5,8)}。この電気的興奮の伝搬とその結果として起こる心臓壁の微小振動の伝搬を測定するためには、従来の超音波診断装置で実現できる数十 Hz よりもはるかに高いフレームレート (典型的には 200 Hz 程度以上) が必要である。

Konofagou ら⁹⁾および D'hooge ら¹⁰⁾は、超音波画像の描画範囲と走査線の総数を減らすことでフレームレートを 200 Hz 以上に上昇させた。さらに、Konofagou らは超音波画像に心電図 (ECG) 同期技術を導入し、1 心拍ごとに測定した狭いセクタ領域を結合して観察範囲全体のセクタ型断層像を構築した¹¹⁾。この方法では、約 500 Hz の高フレームレートを実現するために、1 回の撮像で得たセクタ領域の横方向のサイズ (走査線の数に相当) は制限されている。またこの方法では、複数心拍間に測定したその心拍数分の小セクタ領域を、ECG 同期により結合させて所望の描画範囲に対応するセクタ画像を作成している。この方法では 500 Hz のフレームレートが実現可能であり、通常フレームレートである数十 Hz よりもはるかに高いが、複数の心周期に渡って測定することが必要である。

ECG 同期なしで約 500 Hz の高フレームレートを実現するために、我々はセクタ走査の走査線数を約 10 に低減させる方法を用いた¹²⁾。この方法では、少数の走査線で広い横方向の描画範囲を得るために、走査線の角度間隔を増加させた。そのため横方向の画像解像度は著明に劣化している。

上記の方法は従来のビームフォーミングに基づいている。したがって、これらの方法では高フレームレートを達成するためには走査線の密度あるいは観察範囲の大きさを犠牲にしなければならない。この問題を克服するために、1 回の送信において広い範囲に超音波を照射することにより送信回数を低減させる、広い送信ビームを利用した並列ビームフォーミング法が開発された¹³⁾。この論文では、特定の位置に集束させる従来の送信ビームは、焦点より手前の領域でビーム幅が大きいことを利用して並列ビームフォーミングを行っている。この方法を用いて心臓のリアルタイム 3 次元 (3D) 画像計測が数十 Hz のフレームレートで実現された。しかし、送信ビームの幅は開口のサイズよりも狭く、一度の送信により形成される受信ビームの数は制限される。

Lu ら¹⁴⁻¹⁷⁾は Limited Diffraction Beam を用いたイメージング法を提案した。非集束ビームは集束ビームより広いビーム幅を実現でき、また論文の中で使用された送信ビームは拡散しないため照射エネルギーが拡散減衰せず、観察深度を保つことができる。しかし、ビーム幅が開口のサイズに依存するという問題がある。

一方、拡散ビームは一度の送信により超音波が照射される領域を大きくすることができるという利点を有する。合成開口超音波イメージングでは、単一あるいは少数の素子を用いて球面波を送信している^{18,19)}。球面波は一度の送信で広い範囲を照射することができるが、音圧は伝搬距離にしたがって著明に減少し、受信信号の信号対雑音比 (SNR) も著明に劣化する。

本研究では、ECG 同期を必要とせず十分な横方向空間分解能と広い観察範囲の心臓断層像を 200 Hz 以上のフレームレートで測定するために、並列ビームフォーミングを用いた超音波イメージング²⁰⁻²²⁾において、拡散送信ビームを用いることが有効かどうかを検討した。超音波アレイプローブの全てのトランスデューサー素子を用いて拡散波を送信することによって、より高い SNR をもつ超音波エコーを

得ることができる²³⁾. 送信ビームの拡散角度幅は伝搬距離による音圧の拡散減衰を抑制するために制限した. さらに, ビーム幅を限定した状態で横方向観察範囲 90° の心臓超音波画像を得るために拡散波の方向を調整した. 本研究では, 送信角度間隔を 6° で送信回数を 15 に減らし, 従来のセクタ走査と同等の走査線数および密度が得られるよう, 1 回の送信において 16 の受信ビームを合成した. また, 細径ナイロンワイヤを用いた基礎実験によって, 本論文で提案するイメージング法の空間分解能を評価した. さらに, 提案法により 23 歳健康常男性の心臓の B モード断層像を測定した.

2. 方 法

2.1 トランスデューサー素子から放射された超音波音場

まず, フェーズドアレイ超音波プローブのトランスデューサー素子から放射された超音波について述べる. 5 kHz の典型的パルス送信繰り返し周波数 (本研究の実験で用いた超音波システムの設定では観察可能深度 130 mm) の下で 200 Hz 以上のフレームレートを達成するためには, 送信数は < 25 でなければならない. したがって, 本研究では, 平面波あるいは拡散波は角度間隔 $\Theta = 6^\circ$ で 15 方向 $\{m\Theta\}$ ($m = -7, -6, \dots, 0, 1, \dots, 7$) に送信した. Fig. 1 のように, 送信からの時間 t における超音波 $g_{i,m}(\mathbf{p}; t)$ は, 第 m 番目の送信において第 i 番目 ($i = 0, 1, \dots, L-1$) のトランスデューサー素子から放射され, 空間内のある点 $\mathbf{p} = (r, \theta)$ に照射されるものとする, 下記のように示される.

$$g_{i,m}(\mathbf{p}; t) = s_i(t - \tau_{t,i,m}(\mathbf{p})) \quad (1)$$

ここで, $s_i(t)$ は第 i 番目のトランスデューサー素子のインパルス応答であり, $\tau_{t,i,m}(\mathbf{p})$ は第 i 番目の素子から空間内の点 \mathbf{p} までの超音波の伝搬に起因する遅延時間である. $g_{i,m}(\mathbf{p}; t)$ の遅延時間 $\tau_{t,i,m}(\mathbf{p})$ は下記により表される.

$$\tau_{t,i,m}(\mathbf{p}) = \frac{\sqrt{r^2 \cos^2 \theta + \left\{ r \sin \theta - \left(i - \frac{L-1}{2} \right) \Delta x \right\}^2}}{c_0} + T_{\text{TBF},i,m} \quad (2)$$

ここで, Δx および c_0 はそれぞれトランスデューサー素子の横方向のピッチおよび音速であり, $T_{\text{TBF},i,m}$ は送信ビームフォーマによる第 m 番目の送信にお

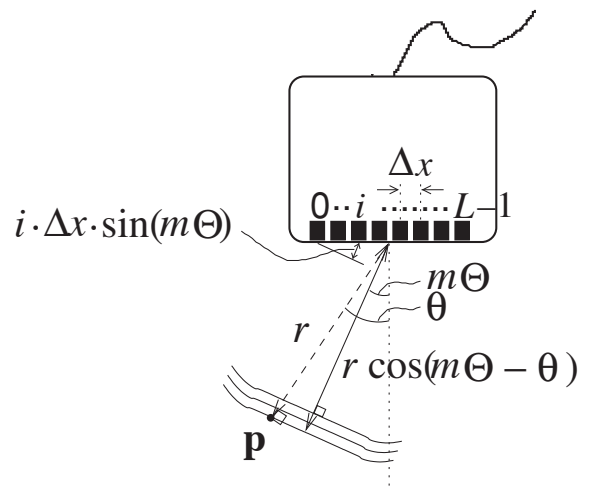


Fig. 1 空間内の点 \mathbf{p} に照射された平面波が, アレイ中心からの距離 r に位置する空間点 \mathbf{p} まで到達するために必要な伝搬距離 $r \cos(m\Theta - \theta)$ の説明図

る第 i 番目の素子に対応する遅延時間である.

偏向角 $m\Theta$ において平面波を放射するための $T_{\text{TBF},i,m}$ は下記で計算される.

$$T_{\text{TBF},i,m} = \begin{cases} \frac{i \Delta x \sin(m\Theta)}{c_0} & \text{if } m \geq 0, \\ \frac{(i-L+1) \Delta x \sin(m\Theta)}{c_0} & \text{if } m < 0. \end{cases} \quad (3)$$

$(i = 0, 1, \dots, L-1)$

送信ビームフォーマによる遅延時間 $T_{\text{TBF},i,m}$ は 0 以上とした. 円形平面トランスデューサーでは, フレネルゾーン (近距離音場の幅) は開口直径 D および超音波の波長 λ により $D^2 / (4\lambda)$ と定義される. 本研究で用いたセクタプローブの開口直径 D および超音波の波長 λ はそれぞれ約 20 mm および約 0.4 mm (中心周波数 3.75 MHz) であった. 本研究で用いたフェーズドアレイプローブは円形ではないが, 近距離音場の幅はこの等式により近似的に算出することができる. 使用したプローブのフレネルゾーンの幅は 250 mm であるため, 本研究における観察深度約 130 mm は近距離音場である. 近距離音場では, 平面波の幅は一定である. 一方, セクタ状の超音波イメージングでは, 一度の送信によって画像化される小セクタの横方向の幅がプローブからの距離に伴って増加するため, ビーム幅が変化しない平面波では描画範囲が制限されると考えられる.

この問題を解決するために, 本研究では Fig. 2 に示すように, 平面波に加えて拡散波も送信に使用した. 合成開口イメージングでは, 球面波を放射す

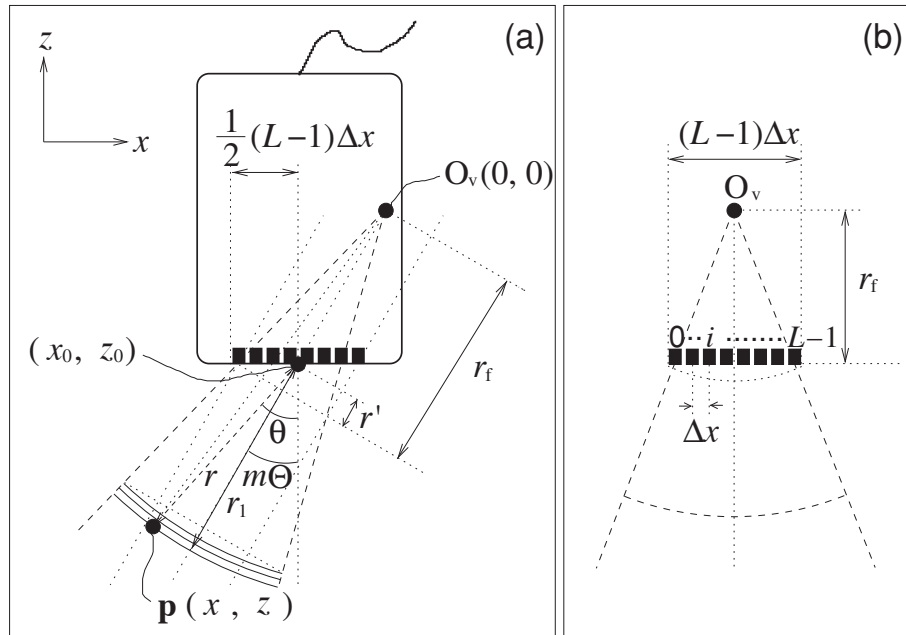


Fig. 2 拡散波の模式図. **a** 拡散波が、アレイの中心から距離 r にある空間内の点 \mathbf{p} まで到達するために必要な伝搬距離 r_1 . **b** 拡散波を照射するためにトランスデューサー素子への印加信号に与える遅延時間を検討するための模式図

るために各素子が個別に用いられる. このような拡散波はセクタ状の超音波イメージングに有用であると思われる. しかし, 単一素子を使用しているために, 拡散波の音圧は著しく低下する. 一方, 全てのトランスデューサー素子を用いることによって球面拡散波²²⁾を合成することができる. 本研究では, 次式による遅延時間 $T_{\text{TBF},i,m}$ を第 m 番目の送信における第 i 番目のトランスデューサー素子に適用することによって球面拡散波を実現した.

$$T_{\text{TBF},i,m} = \begin{cases} \frac{i \cdot \Delta x \cdot \sin(m\Theta)}{c_0} + \frac{\sqrt{\{(i - \frac{L-1}{2})\Delta x\}^2 + r_f^2 - r_f}}{c_0} & \text{if } m \geq 0, \\ \frac{(i-L+1) \cdot \Delta x \cdot \sin(m\Theta)}{c_0} + \frac{\sqrt{\{(i - \frac{L-1}{2})\Delta x\}^2 + r_f^2 - r_f}}{c_0} & \text{if } m < 0, \end{cases} \quad (i=0,1,\dots,L-1) \quad (4)$$

ここで, r_f はアレイ後方の仮想点音源 O_v からトランスデューサーアレイ表面までの距離である. 式 (4) の右辺第 1 項は送信ビームの方向を $m\Theta$ に偏向するために必要である. 右辺第 2 項は, **Fig. 2 b** に示すように拡散波を発生させるために必要である. 右辺第 2 項は **Fig. 2 b** における仮想点音源 O_v から第 i 番目の素子までの距離に依存する.

2.2 並列受信ビームフォーミング

本研究では, 従来のセクタ走査と同様の走査線数および密度を実現するために, 角度間隔 $\Theta = 6^\circ$, 15 方向への超音波送信 (平面あるいは拡散波) それぞれにおいて, 角度間隔 0.375° で 16 本の受信ビームを形成した. ある空間内の点 \mathbf{p} におけるビームフォーミング後の RF (radio-frequency) 信号 $\hat{O}_m(\mathbf{p})$ は, 第 m 番目の送信により照射される全ての点からの散乱超音波を含む各素子 ($i = 0, 1, \dots, L-1$) における受信超音波信号 $\{y_{i,m}(t)\}$ を用いて次式で表される.

$$\hat{O}_m(\mathbf{p}) = \sum_{i=0}^{L-1} w_{r,i} \cdot y_{i,m}(t - \tau_{\text{RBF},i,m}(\mathbf{p})) \quad (5)$$

ここで, $w_{r,i}$ ($i = 0, 1, \dots, L-1$) は受信アポダイゼーションであり, $\tau_{\text{RBF},i,m}(\mathbf{p})$ はプローブから点 \mathbf{p} まで, および点 \mathbf{p} から第 i 番目の素子までの散乱波の伝搬遅延時間である. 受信ビームフォーマにより第 i 番目の素子により受信した超音波信号 $y_{i,m}(t)$ に対して適用されるこの遅延時間 $\tau_{\text{RBF},i,m}(\mathbf{p})$ は下記により表される.

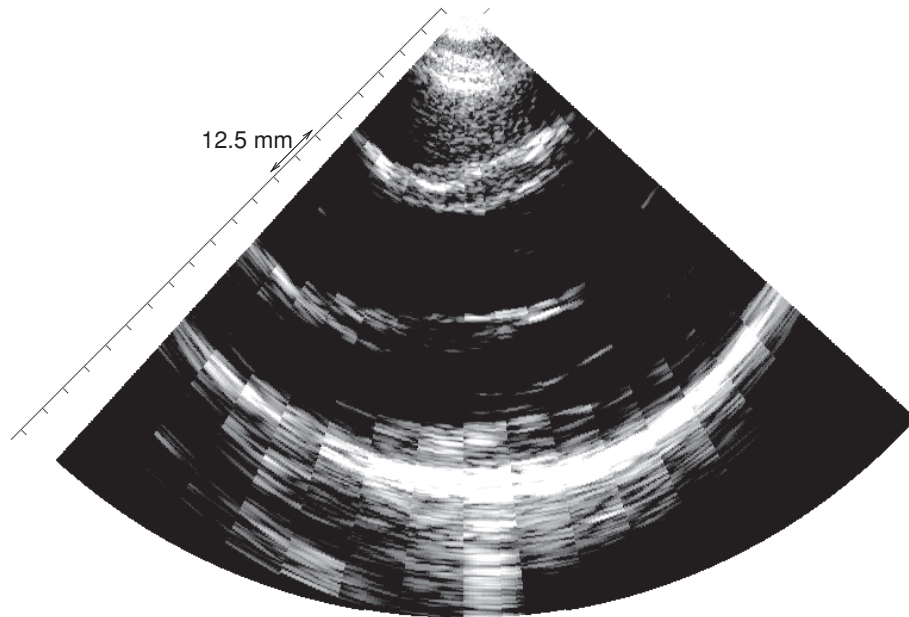


Fig. 3 コンパウンドなしで並列ビームフォーミングにより得た23歳男性の心臓のBモード断層像

$$\tau_{\text{RBF},i,m}(\mathbf{p}) = T_{\text{TW},m}(\mathbf{p}) + \frac{\sqrt{r^2 \cos^2 \theta + \{r \sin \theta - \Delta x(i - \frac{L-1}{2})\}^2}}{c_0} \quad (6)$$

式(6)の右辺第2項は空間内の点 \mathbf{p} から第 i 番目の素子までの散乱波の伝搬遅延時間に相当する。式(6)の右辺第1項である $T_{\text{TW},m}(\mathbf{p})$ は放射された超音波の点 \mathbf{p} までの伝搬遅延時間に相当し、受信ビーム角度 θ に依存する。本研究ではFig. 1に示すように、平面波については $T_{\text{TW},m}(\mathbf{p})$ は下記で表される。

$$T_{\text{TW},m}(\mathbf{p}) = \frac{r \cos(\theta - m\Theta)}{c_0} \quad (7)$$

拡散波についてはFig. 2bに示すように、 $T_{\text{TW},m}(\mathbf{p})$ は下記で表される。

$$T_{\text{TW},m}(\mathbf{p}) = \frac{\sqrt{x^2 + z^2} - r_f + r'}{c_0} \quad (8)$$

$$x = r_f \sin(m\Theta) - r' \sin(m\Theta) + r \sin \theta \quad (9)$$

$$z = -r_f \cos(m\Theta) + r' \cos(m\Theta) - r \cos \theta \quad (10)$$

$$r' = \frac{1}{2} \cdot (L-1) \cdot \Delta x \cdot \sin(m\Theta) \quad (11)$$

ここで、 (x, z) は直交座標系における点 \mathbf{p} の位置である。

距離方向位置 r において 0.375° の間隔で θ ($(m -$

$0.5) \cdot \Theta \leq \theta < (m + 0.5) \cdot \Theta$)のように変化させることによって、対象領域内の全ての点 $\{\mathbf{p} = (r, \theta)\}$ におけるビームフォーミング後のRF信号 $\{O_m(\mathbf{p})\}$ が得られる。

2.3 フェーズドアレイを用いた並列ビームフォーミングの問題

セクタ状の超音波画像を得るためには、超音波ビームを偏向する必要がある。したがって、偏向角度によって超音波ビームの指向性は変化する。受信ビームフォーミングにおいては受信ビームの角度間隔は小さい(0.375°)ため、隣接する受信ビームの指向性の差は小さい。しかし、送信の場合には、本研究で用いた 6° という比較的大きな角度間隔のためにこの差は著明になる。送信における指向性が著しく変化することにより、得られる超音波断層像には送信間隔 6° ごとに不連続が発生する。これは送受信指向性が送信および受信の指向性の積により定義されるからである²⁴⁾。Fig. 3に平面波送信により式(5)で表される並列ビームフォーミングを用いて得られた23歳健康常男性のBモード心臓超音波断層像を示す。Fig. 3にみられるように、それぞれの送信により画像化した領域の端に著しい非連続性が認められる。

2.4 受信ビームフォーミングにおける複数送信のコンパウンド

前項で述べたように、単一の送信により各走査線

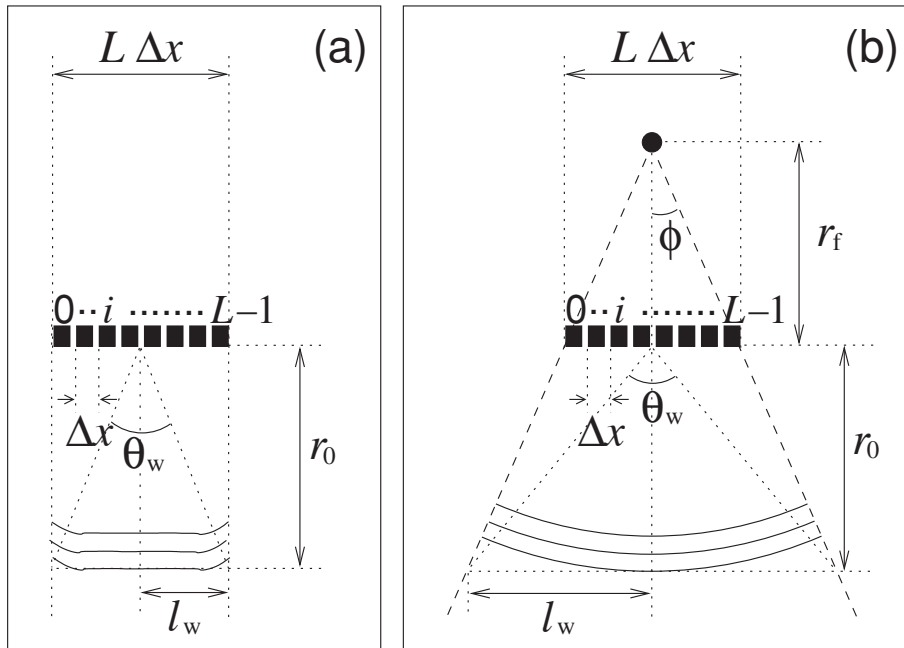


Fig. 4 送信波の角度幅 θ_w の模式図. a 平面波. b 拡散波

が作成された場合、超音波画像には非連続性が生じるが、これは送信ビームの角度間隔が大きいため、送信毎に送信ビームの指向性が著しく異なるためである（一般的にトランスデューサー素子の指向性のため、偏向により強度は減弱する）。このような非連続性は高い空間（角度）周波数成分を含み、画像の質を低下させる。並列ビームフォーミングにより得られた超音波画像のこのような非連続性（高空間周波数成分）を減少させる単純な方法の一つが空間移動平均、すなわちローパスフィルタを用いることである。ある空間内の点 $\mathbf{p} = (r, \theta)$ において空間的に平均化したビームフォーミング後RF信号 $\hat{O}_s(r, \theta)$ は下記で表される。

$$\begin{aligned} \hat{O}_s(r, \theta) &= \sum_{j=-M_s}^{M_s} w_j \cdot \hat{O}_{m_0}(r, \theta + \Theta \cdot j) \\ &= \sum_{j=-M_s}^{M_s} w_j \cdot \hat{O}_{m_0}(r, \theta + \Theta \cdot j) \cdot \exp\{-j2\pi f_0(\Theta \cdot j)\} \Big|_{f_0=0} \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、平均回数は $(2M_s + 1)$ で表され、 w_j は重み関数、 m_0 は送信方向 $m\Theta$ と \mathbf{p} 点の方向 $\mathbf{p} = (r, \theta)$ との間の差が最小になるような送信番号である。式(12)に示されるように、移動平均は角度周波数 $f_0 = 0$ に関するフーリエ変換に相当する。式(12)により得られる空間周波数スペクトルは w_j および $\hat{O}_m(r, \theta)$ の空間周波数特性の畳み込みにより表され、し

たがって移動平均を用いたローパスフィルタの空間周波数特性は重み関数 w_j の空間周波数特性により決定される。矩形重み関数は周波数領域においてより高いサイドロープレベルを呈することがよく知られている。したがって、低いサイドロープレベルを示すハンニング窓のような窓関数が w_j の重み関数として好ましい。

高い空間周波数成分は空間平均により減少させることができるが、式(12)においては異なる空間点 $\{\mathbf{p}\}$ でのビームフォーミング後RF信号 $\{\hat{O}_m(\mathbf{p})\}$ が平均化されるため、画像はぼやけると思われる。このようなぼやけ効果を防止するために、本研究では異なる送信 $\{m\}$ における同じ空間位置 \mathbf{p} に関してビームフォーミングしたRF信号 $\{\hat{O}_m(\mathbf{p})\}$ をコンパウンドした²⁵⁾。平面波や拡散波のような非集束型ビームの横方向強度プロファイルはビーム内の角度 θ によらずほぼ均一であるため、この操作は式(12)と同様の効果をもつ。本研究では、 $\hat{O}_{m_0}(r, \theta + \Theta \cdot j) \approx \hat{O}_{m_0+j}(r, \theta)$ と仮定した。

式(12)における角度に関するコンパウンドを、送信に関するコンパウンドに置き換えることにより、 \mathbf{p} 点におけるコンパウンドしたビームフォーミング後RF信号 $\hat{O}_c(\mathbf{p})$ は下記のように表される。

$$\hat{O}_c(\mathbf{p}) = \sum_{j=-M_c}^{M_c} w_{c, m_0+j}(\mathbf{p}) \cdot \hat{O}_{m_0+j}(\mathbf{p}) \quad (13)$$

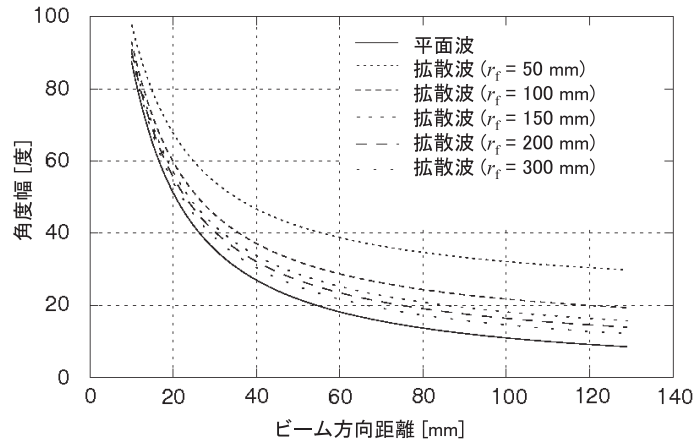


Fig. 5 平面波および拡散波に対して計算した角度幅 $\{\theta_w\}$

ここで、 $(2M_c + 1)$ はコンパウンド回数である。本研究では、ハニング関数による重み付けがコンパウンドにおいて用いられ、それは下記で表される。

$$w_{c,m}(\mathbf{p}) = \cos^2 \left\{ \frac{\pi}{2} \cdot \frac{(\theta - m\Theta)}{\frac{1}{2} \cdot (2M_c + 1)\Theta} \right\} \quad (14)$$

本研究では M_c は Fig. 4 に示すようにトランスデューサーとの位置関係を考慮して、送信波のビーム角度幅から決定した。平面波に対しては、距離方向位置 r におけるビーム角度幅 θ_w は下記で表される。

$$\theta_w = 2 \arctan \left(\frac{L \cdot \Delta x}{2r} \right) \quad (15)$$

拡散波に対しては、拡散角度幅 ϕ は以下で求められる。

$$\phi = \arctan \left(\frac{L \cdot \Delta x}{2r_f} \right) \quad (16)$$

本研究では、拡散角度幅 ϕ を用いることにより、距離方向位置 r における横方向のビーム幅 l_w を以下により近似的に表す。

$$l_w = (r_f + r) \tan \phi \quad (17)$$

拡散波に対するビーム角度幅 θ_w は以下のように求められる。

$$\theta_w = 2 \arctan \left(\frac{l_w}{r} \right) \quad (18)$$

関心方向 θ からビーム角度幅 θ_w の半分以上離れた方向への送信で得られた受信信号の、 θ におけるビー

ムフォーミング後 RF 信号への寄与が徐々に減少するように、コンパウンド回数 $(2M_c + 1)$ を決定した。本研究では、 $(2M_c + 1)\Theta / 2 < \theta_w$ と設定した。この条件を満たすためのコンパウンド回数は下記により算出した。

$$M_c = \left\lfloor \frac{\theta_w}{\Theta} \right\rfloor \quad (19)$$

本研究では、ビーム幅と送信ビーム間隔との関係を検討するためにビーム角度幅 θ_w を導入した。これは、複数回送信をコンパウンドするためには、送信ビーム間隔より広い領域を照射する必要があるためである。送信ビームの角度間隔は距離方向で変化しないが、距離間隔は変化するため、本研究において角度で定義したビーム幅は距離で定義したビーム幅よりも有用である。Fig. 5 に式 (15) および (18) を用いて平面波および拡散波に対して計算した角度幅 $\{\theta_w\}$ を距離方向位置 r の関数としてプロットした (開口幅 $L \cdot \Delta x = 19.2 \text{ mm}$ は使用した超音波プローブと同じ)。アレイから仮想点音源までの距離 r_f が 100 mm 以上では拡散波の角度幅 θ_w は平面波に比べてそれほど変わらない。本研究における観察可能距離 (130 mm) では、角度幅 θ_w は $r_f = 100 \text{ mm}$ で平面波に比べ 2 倍、 $r_f = 50 \text{ mm}$ では 3 倍になる。角度幅 θ_w はより小さな r_f ではさらに増加するが、本研究では $r_f = 100 \text{ mm}$ および 50 mm における拡散波について検討を行った。

2.5 ワイヤファントムを用いた空間分解能の評価

本研究では、 3.75 MHz のフェーズドアレイプローブを用いて市販の超音波診断装置 ($\alpha\text{-10}$; Alola, 東

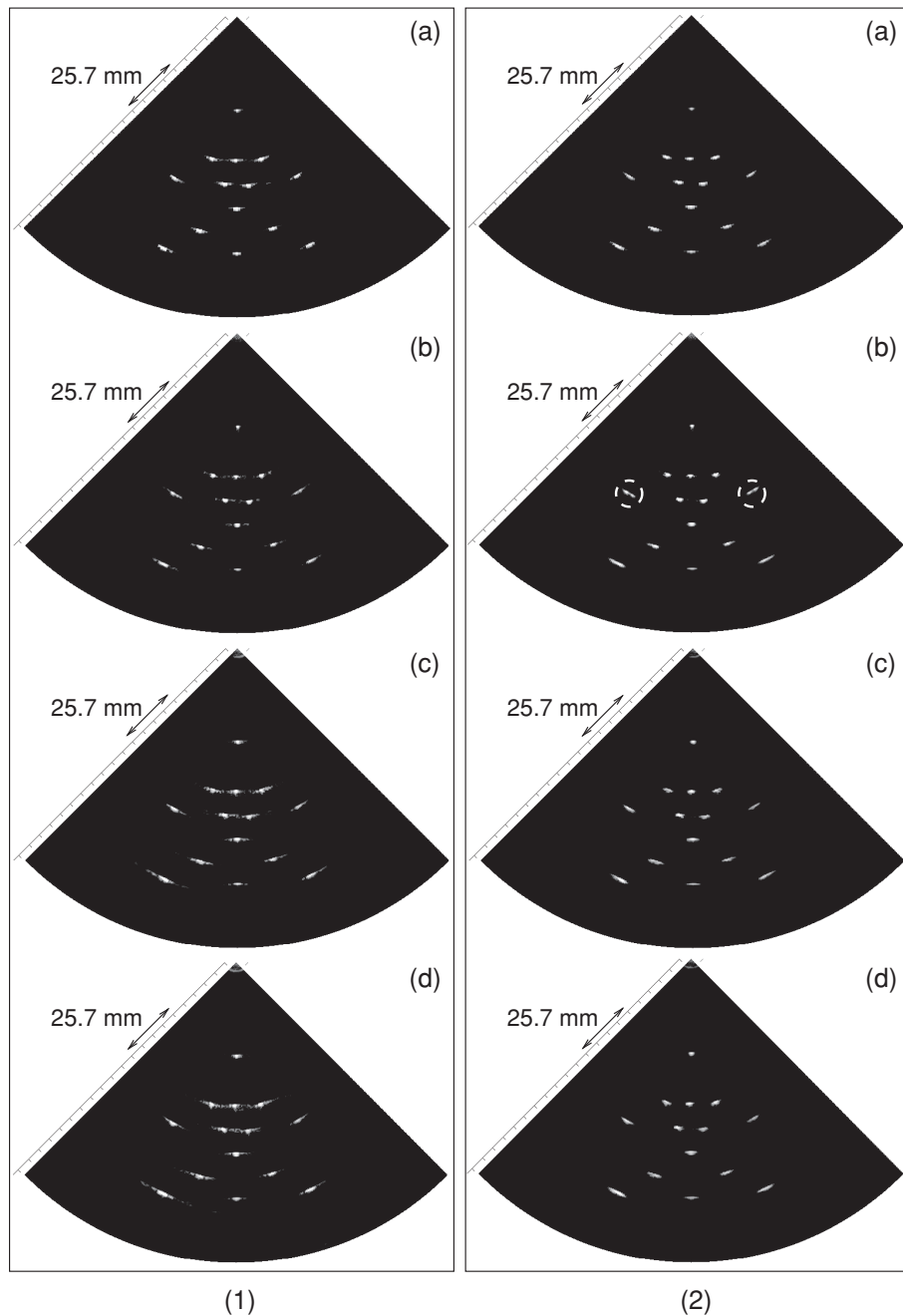


Fig. 6 細径ワイヤのBモード断層像. **a** 従来のセクタ走査. **b** 平面波. **c** 拡散波 ($r_f = 100$ mm). **d** 拡散波 ($r_f = 50$ mm). 1 矩形アポダイゼーション. 2 ハニングアポダイゼーション

京)を使用した. この装置は, $L = 96$ の各素子により受信した超音波 RF 信号をオフライン処理 (受信ビームフォーミング, コンパウンドなど) のために 30 MHz のサンプリング周波数で得られるように改造してある.

基礎実験では, 水中においた細径ナイロンワイヤ (直径約 100 μm) を空間分解能の評価のために使用した. **Fig. 6 a-d** に従来のセクタ走査および並列ビームフォーミングとコンパウンド (平面波および r_f

$= 100$ mm, 50 mm における拡散波を使用) により得られたワイヤのBモード断層像を示す. **Fig. 6 (1), (2)** では, 矩形アポダイゼーション ($w_{r,i} = 1; i = 0, 1, 2, \dots, L-1$) およびハニングアポダイゼーション ($w_{r,i} = 0.54 - 0.46 \cos(2\pi i/L); i = 0, 1, 2, \dots, L-1$) をそれぞれ用いた. **Fig. 6** から分かるように, 矩形アポダイゼーションを利用した場合にはサイドローブレベルが上昇した. したがって, ハニングアポダイゼーションを以後の実験に用いた.

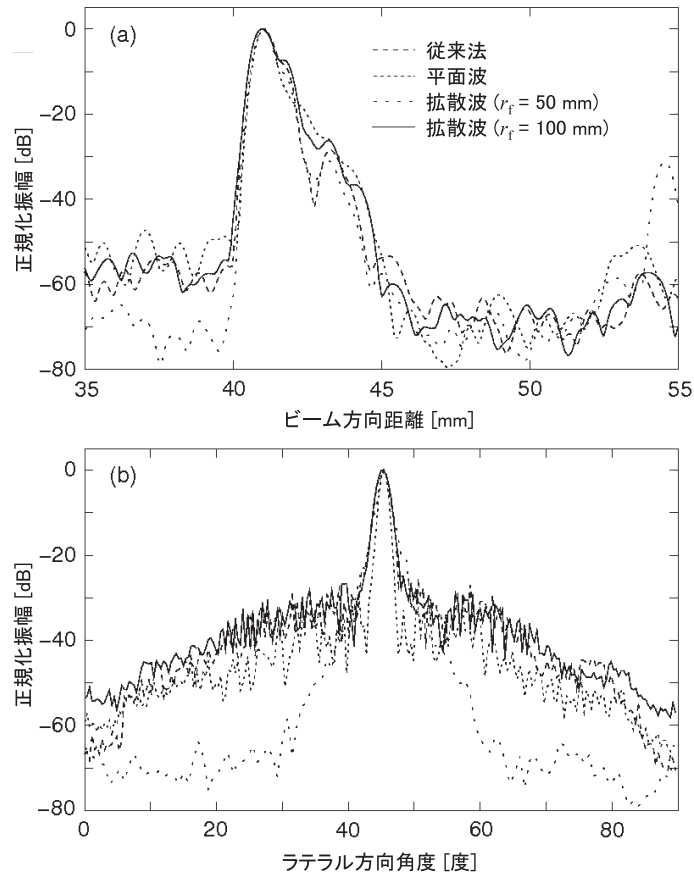


Fig. 7 ビームフォーミング後 RF 信号の包絡線のビーム方向および横方向のプロファイル. **a** 横方向角度位置 0° におけるビーム方向プロファイル. **b** 距離方向位置 41 mm における横方向プロファイル

Table 1 Fig. 7 における点拡がり関数の半値幅

	従来法	平面波	拡散波 ($r_f = 100$ mm)	拡散波 ($r_f = 50$ mm)
ビーム方向 (mm)	0.73	0.71	0.88	0.84
横方向 (mm)	0.68	0.52	0.81	0.86

平面波を用いた並列ビームフォーミングにより得られた B モード断層像では、平面波の幅が拡散波に比べると狭く、また偏向角が大きくなるとビーム幅が狭まるために、より大きな偏向角 (Fig. 6 (2b) で白点線に囲まれた部分) において点拡がり関数に歪みが発生した。したがって、平面波を用いる場合、偏向角は制限する必要がある。一方、このような歪みは拡散波を用いた並列ビームフォーミングにより得られた B モード断層像では認められなかった。

Fig. 7 a,b に角度位置 θ が 0° で距離方向位置 r が 41 mm における画像のビーム方向および横方向のプロファイル (点拡がり関数に対応) を示す。また、Fig. 7 に示す点拡がり関数の半値幅を Table 1 に示

す。Fig. 7 に示すように、平面波送信により最も高い横方向の空間分解能が得られた。拡散波により得られた点拡がり関数の半値幅は従来のビームフォーミングおよび平面波を用いた並列ビームフォーミングにより得られたものよりやや広がったが、従来のビームフォーミングにより得られたものと非常に近い点拡がり関数が拡散ビームおよびコンパウンドにより実現できた。Fig. 8 a,b はそれぞれ平面波および拡散波により得られた点拡がり関数を示す。

Fig. 8 は、異なる送信偏向角度で得られる送信波面および点拡がり関数のモード図を示す。Fig. 8 の点拡がり関数が重なっている部分はコンパウンドの結果として得られる点拡がり関数において強調される。

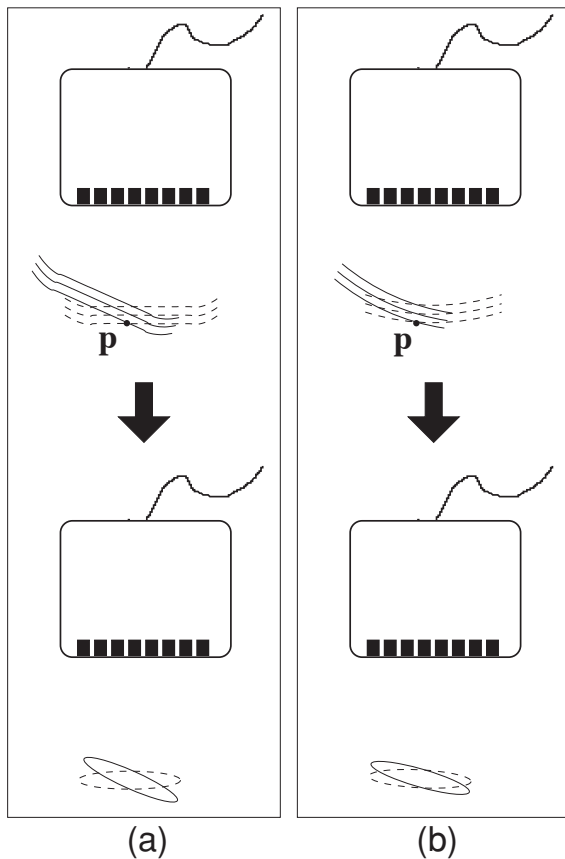


Fig. 8 平面波 (a) および拡散波 (b) による波面および点拡がり関数の模式図

Fig. 8 に示されるように、最大偏向角度が同じ場合でも、平面波の場合の点拡がり関数重複部は拡散波の場合より小さい。したがって、平面波送信によって最も高い横方向の分解能が得られると考えられる。しかし、平面波および拡散波のいずれでも並列ビームフォーミングを用いた横方向のサイドローブレベルは増加する。このサイドローブレベルの増加は画像のコントラストを低下させるが、本手法によって従来のセクタ走査に匹敵する横方向の分解能が達成できた。

Fig. 7 において、コンパウンド回数 $(2M_c + 1)$ を式 (19) により決定した。Fig. 9 (1), (2) では、 M_c を式 (1) により決定したが、最大 M_c はそれぞれ 4 および 2 に制限した。拡散波に対しては、Fig. 6 に示すようにコンパウンド回数の最大値を限定することにより得られた B モード画像は M_c を制限せずに得られたものよりも優れていた。本研究では、送信波の伝搬遅延をビーム偏向による波面の歪みを考慮せず式 (8) に基づいて計算した。したがって、2 以上 (コンパウンドに用いた送信ビームの偏

向角度の差がより大きい) のコンパウンド回数が画像を劣化させたと考えられるが、これは偏向角度の差が大きい場合には波面の歪曲を考慮しない式 (8) では伝搬遅延時間推定が難しいことが理由として考えられる。Fig. 7 と同様に、Fig. 10 は $M_c \leq 2$ の制限有りあるいは無しの条件で拡散波 ($r_f = 50 \text{ mm}$) を用いて得られた距離方向位置 41 mm におけるビームフォーミング後 RF 信号の包絡線の横方向プロファイルを示す。Fig. 10 では $r_f = 50 \text{ mm}$ の拡散波を用いて得られたプロファイルのみ示しているが、これはコンパウンド回数が本研究で用いた送信ビームの中で最大であるためである。Fig. 10 に示すように、コンパウンド時の位相整合性の劣化はメインローブおよびサイドローブレベル間の差を減少させ、空間分解能は改善しない。そのため、本研究ではコンパウンド回数 $(2M_c + 1)$ は式 (19) により決定したが、その最大値は拡散波に対しては 5 に限定した。

一般に、伝搬距離に伴って拡散波の強度は拡散減衰により低下する。この減衰を防ぐために本研究では拡散ビームの幅を制限した。Fig. 11 に横方向角度 $\theta = 0^\circ$ でのワイヤファントム (Fig. 6) の超音波断層像のビーム方向プロファイルを示す。Fig. 11 に示すように、送信および受信の両者で集束を行った場合には、最深部のワイヤからのエコー強度が最大であった。送信および受信の両者で集束することにより得られたものよりエコー強度は低かったものの、本研究で用いた拡散波により平面波によるもの (Fig. 11 b) と同程度のエコー強度 (Fig. 11 c,d) を実現できた。

2.6 ヒト心臓の *in vivo* イメージング

Fig. 12 a-d に、従来のセクタ走査、平面波および拡散波 ($r_f = 50 \text{ mm}$ および 100 mm) と並列ビームフォーミングを用いて得られた 23 歳健常男性の B モード心臓断層像を示す。拡散波を使用した場合のコンパウンド回数の最大値を規定する M_c は 2 に制限した。心臓の B モード断層像は平面波送信でも得ることができたが、Fig. 6 に示すように平面波を用いた並列ビームフォーミングによる点拡がり関数は歪みが生じる。したがって、平面波送信の場合、偏向角度が小さい領域で使用することが適切である。Fig. 12 c,d に示すように、拡散波を用いることによって心臓の B モード断層像は横方向 90° の範囲に関して 316 Hz という高いフレームレートで描出することができ、 $r_f = 50 \text{ mm}$ および 100 mm における拡散

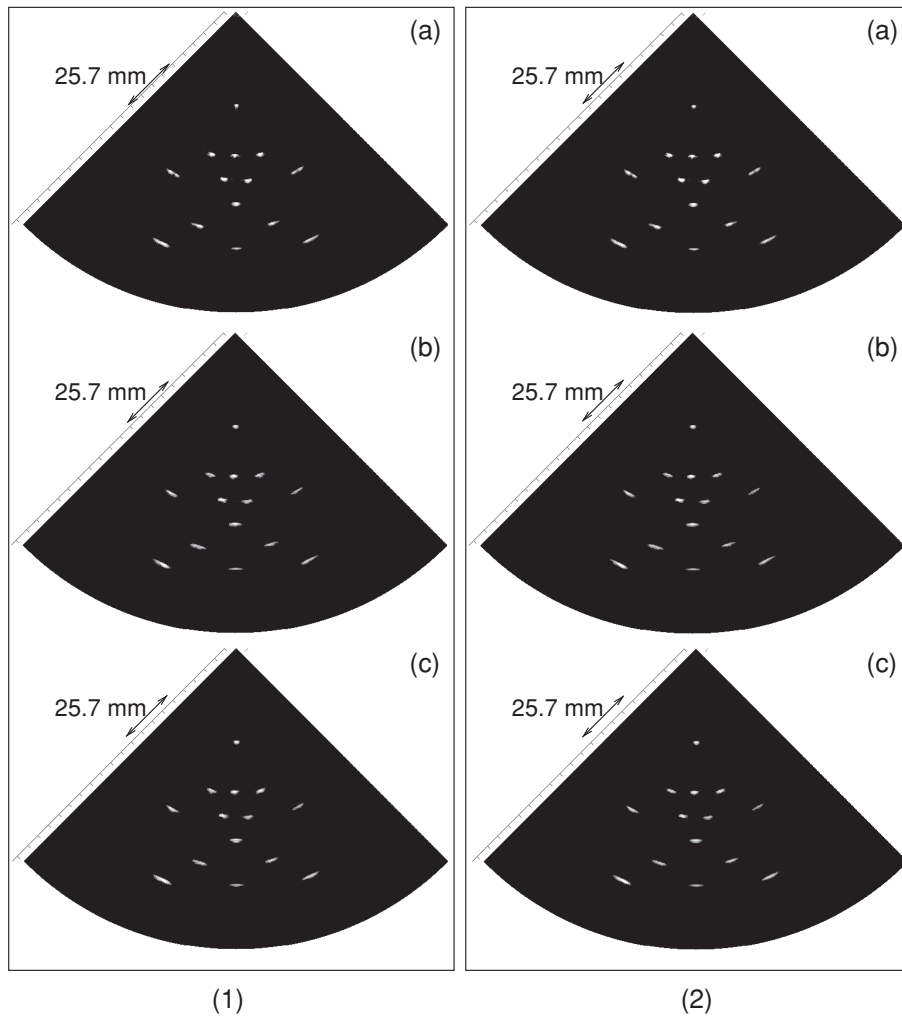


Fig. 9 平面波 (a), $r_f = 100$ mm における拡散波 (b), $r_f = 50$ mm における拡散波 (c) を用いた並列ビームフォーミングにより得られたワイヤの断層像. コンパウンド回数の最大値は 1 および 2 で各 4 および 2 に設定した

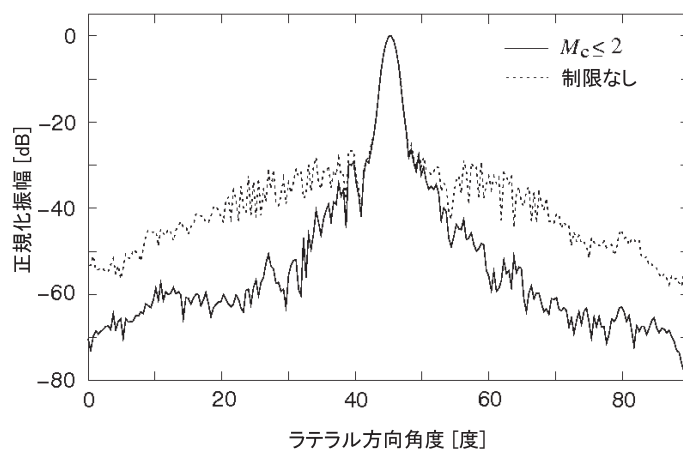


Fig. 10 $M_c \leq 2$ の制限有りあるいは無しでの $r_f = 50$ mm における拡散波により得られた距離方向位置 41 mm でのビームフォーミング後 RF 信号の包絡線の横方向プロファイル

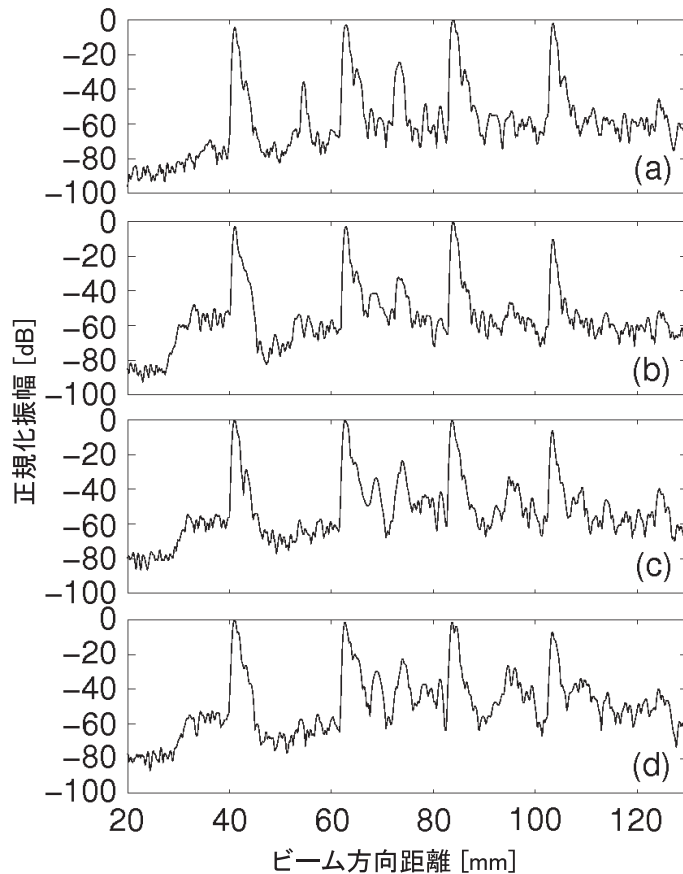


Fig. 11 ワイヤ画像 (Fig. 6 に示す) の横方向角度 $\theta = 0^\circ$ におけるビーム方向プロファイル. 従来のビームフォーミング (a) 送信および受信の両方で焦点を形成), 平面波を用いた並列ビームフォーミング (b). $r_f = 100$ mm (c) および $r_f = 50$ mm (d) での拡散ビームを用いた並列ビームフォーミング

波いずれも同様の結果であった。画像のコントラストはサイドロープレベルの上昇のために劣化した。従来のセクタ走査に匹敵する画質の B モード断層像が、従来のセクタ走査 (39 Hz) よりもはるかに高いフレームレート (316 Hz) で得られ、また ECG 同期¹¹⁾を用いずに横方向 90° の範囲を描出することができた。

3. 考 察

本研究では、高フレームレート心臓超音波断層法を実現するため、並列ビームフォーミングに基づいた手法を検討した。並列ビームフォーミングに基づいたセクタ形状での B モード断層像測定を可能とするために球面拡散波を送信に用いた。

本研究では受信ビームフォーミングにおいて、送信された拡散波の伝搬遅延をトラスデューサーアレイと仮想点音源の位置関係を考慮して計算した。し

かし、コンパウンド回数 M_c が増加すると、関心角度方向 θ と送信ビーム偏向方向との差も増加し、結果的に B モード断層像は劣化した。これは偏向による送信波の波面歪曲に起因すると思われる。今後の研究では、所望送信波面を正確に実現する、あるいは結果として生成された波面を正確に計算する方法がさらなる空間分解能の改善のために必要である。コンパウンド回数を増やすことができれば、**Fig. 8** に示したように重ね合わせる波面の角度差が大きくなり、空間分解能が向上すると考えられる。また、位相整合性を向上させる手法^{26, 27)}が受信ビームフォーミングにおいて有用であると思われる。

横方向 90° の観察範囲を可能にするには拡散波を使用すべきであるが、狭い範囲のイメージングであれば平面波送信も利用できる。平面波は超音波診断装置においてより容易に実現でき、波面の伝搬遅延時間の計算もより容易である。これは **Fig. 9** の

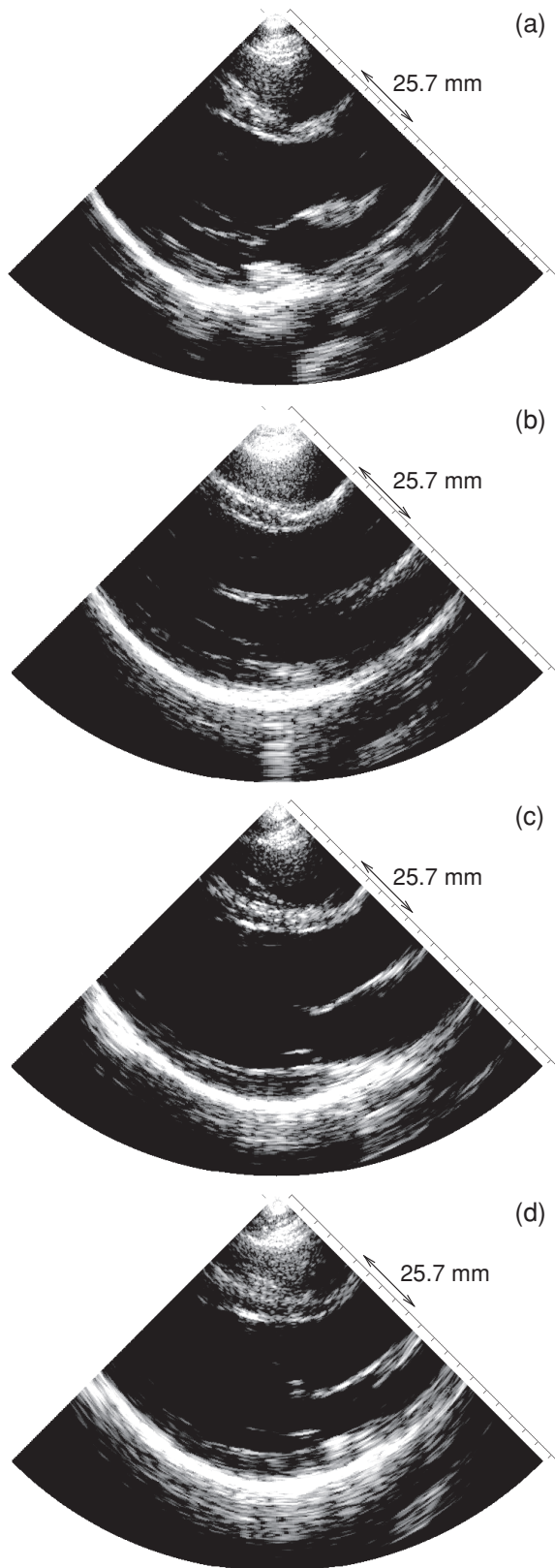


Fig. 12 23歳健康男性の心臓Bモード断層像. 従来のセクタ走査 (a), b-d 平面波 (b), $r_f=100$ mmでの拡散波 (c), および $r_f=50$ mmでの拡散波 (d)を用いた並列ビームフォーミング. コンパウンド回数を規定する M_c の最大値は拡散波では2に限定した

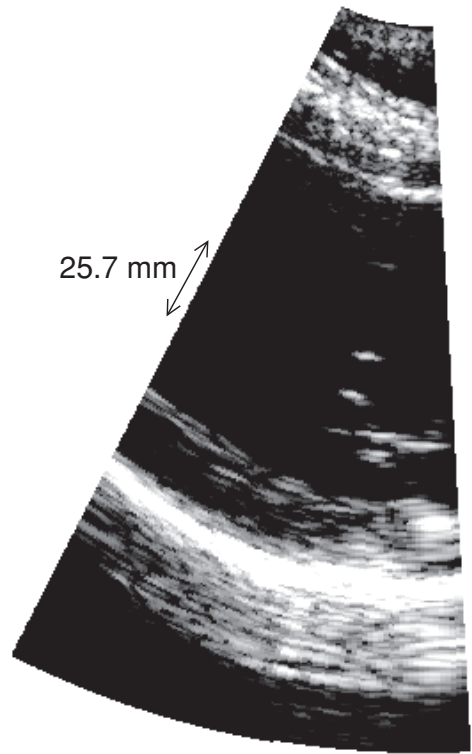


Fig. 13 Fig.12と同じ被験者について, 平面波およびより小さい最大偏向角度 $M_c\theta$ を用いて並列ビームフォーミングにより測定したBモード断層像 (フレームレート 1,010 Hz)

結果からも示されており, コンパウンド回数が増加しても平面波を送信した場合のBモード画像は劣化しなかった. このことから, より大きい偏向角での伝搬遅延の推定誤差は拡散波よりも平面波の方が小さいと考えられた. 偏向角度を制限した平面波送信により得られた, Fig. 12と同じ被験者の心臓のBモード断層像を Fig. 13に示す. Fig. 13から分かるように, 狭い観察野に関しては平面波送信により従来のセクタ走査 (200 Hz) よりはるかに高いフレームレート (1,010 Hz) で高画質のBモード画像が得られた.

本研究で用いたハードウェアの限界は, 拡散波の送信設定に約1分を要することである. この設定時間中に検査者はBモード画像を観察することなく超音波プローブの位置を固定しなければならない. このような制限があることが, 本研究における *in vivo* 計測, 特に同じ断面を複数回走査することがきわめて困難になっている理由である. 今後, 本研究で提案した方法を搭載したリアルタイムシステムを開発する必要がある.

4. 結 論

本研究では、高フレームレート心臓超音波断層法を実現するため、並列ビームフォーミングおよびコンパウンドに基づいた方法を提案した。ビーム方向および横方向の空間分解能に明らかな劣化は認めなかったが、横方向のサイドローレベルは上昇した。この上昇したサイドローレベルはその結果としてBモード画像のコントラストを低下させた。しかし、従来のセクタ走査と同等の画質で横方向観察野90°の心臓Bモード断層像を316 Hzという高フレームレートで得ることができた。本研究において提案した手法による空間分解能はスパーススキャン¹²⁾により得られたものに比べてはるかに優れており、この方法によりECG同期¹¹⁾を必要とせずに広い範囲を高フレームレートで観察することが可能となった。

文 献

- 1) Sutherland GR, Salvo GD, Claus P, et al. Strain and strain rate imaging: a new approach to quantifying regional myocardial function. *J Am Soc Echocardiogr* 2004;17:788-802.
- 2) Sutherland GR, Stewart MJ, Groundstroem KW, et al. Color Doppler myocardial imaging: a new technique for the assessment of myocardial function. *J Amer Soc Echocardiogr* 1994;7:441-58.
- 3) Heimdal A, Støylen A, Torp H, et al. Real-time strain rate imaging of the left ventricle by ultrasound. *J Am Soc Echocardiogr* 1998;11:1013-9.
- 4) Yoshiara H, Hasegawa H, Kanai H, et al. Ultrasonic imaging of propagation of contraction and relaxation in the heart walls at high temporal resolution. *Jpn J Appl Phys* 2007;46:4889-96.
- 5) Kanai H. Propagation of spontaneously actuated pulsive vibration in human heart wall and *in vivo* viscoelasticity estimation. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 2005;51:1931-42.
- 6) Kanai H. Propagation of vibration caused by electrical excitation in the normal human heart. *Ultrasound Med Biol* 2009;35:936-48.
- 7) Bers DM. Excitation-contraction coupling and cardiac contractile force, 2nd ed. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- 8) Konofagou E, Luo J, Fujikura K, et al. Imaging the electromechanical wave imaging of cardiovascular tissue *in vivo*. In: *Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, 2006; p. 985-8.
- 9) Konofagou EE, D'hooge J, Ophir J. Myocardial elastography—a feasibility study *in vivo*. *Ultrasound Med Biol* 2002;28:475-82.
- 10) D'hooge J, Konofagou E, Jamal F, et al. Two-dimensional ultrasonic strain rate measurement of the human heart *in vivo*. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 2002;49:281-6.
- 11) Wang S, Lee W, Provost J, et al. A composite high-frame-rate system for clinical cardiovascular imaging. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 2008;55:2221-33.
- 12) Kanai H, Koiwa Y. Myocardial rapid velocity distribution. *Ultrasound Med Biol* 2001;27:481-98.
- 13) Bradley C. Retrospective transmit beamformation. Whitepaper ACUSON SC2000™ Volume Imaging Ultrasound System. 2008.
- 14) Lu J. 2D and 3D high frame rate imaging with limited diffraction beams. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 1997;44:839-56.
- 15) Lu J. Experimental study of high frame rate imaging with limited diffraction beams. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 1998;45:84-97.
- 16) Cheng J, Lu J. Extended high-frame rate imaging method with limited-diffraction beams. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 2006;53:880-99.
- 17) Lu J, Cheng J, Wang J. High frame rate imaging system for limited diffraction array beam imaging with square-wave aperture weightings. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 2006;53:1796-812.
- 18) O'Donnell M, Thomas LJ. Efficient synthetic aperture imaging from a circular aperture with possible application to catheterbased imaging. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 1992;39:360-80.
- 19) Karaman M, O'Donnell M. Synthetic aperture imaging for small scale systems. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 1995;42:429-42.
- 20) Shattuck DP, Weinschenker MD, Smith SW. Explososcan: A parallel processing technique for high speed ultrasound imaging with linear phased arrays. *J Acoust Soc Am* 1984;75:1273-82.
- 21) Tanter M, Bercoff J, Sandrin L, et al. Ultrafast compound imaging for 2-D motion vector estimation: Application to transient elastography. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 2002;49:1363-74.
- 22) Hasegawa H, Kanai H. Simultaneous imaging of artery-wall strain and blood flow by high frame rate acquisition of RF signals. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 2008;55:2626-39.
- 23) Hasegawa H, Kanai H. Fast ultrasonic imaging of the heart using spherically diverging beam. Technical Report of IEICE 2010;110:65-8.
- 24) Mahafza BR. Introduction to radar analysis. Boca Raton: CRC Press, 1998.
- 25) Jespersen SK, Wilhjelm JE, Sillesen H. Multi-angle compound imaging. *Ultrason Imaging* 1998;20:81-102.
- 26) Fortes JMP. A closed loop ML algorithm for phase aberration correction in phased array imaging systems-Part I: Algorithm synthesis and experimental results. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 1997;44:259-70.
- 27) Li Y. Phase aberration correction using near-field signal redundancy-Part I: Principles. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control* 1997;44:355-71.