

超音波ビームフォーミングにおける 2 値化信号から算出する低演算量の一般化コヒーレンスファクタ

久津 将則^{1,2} 森 翔平³ 荒川 元孝^{2,3} 金井 浩^{2,3}

抄 録

目的: 一般化コヒーレンスファクタ (generalized coherence factor: GCF) を指標としたコヒーレンスに基づいたビームフォーミング (coherence-based beamforming: CBB) では、サイドローブによる不要信号を低減でき、優れたコントラスト対雑音比 (contrast-to-noise ratio: CNR) が得られる。しかし、超音波診断装置の標準的なビームフォーミングである整相加算 (delay and sum: DAS) に比べると、演算量が大きくなるという課題がある。本研究では、GCF の演算量を大きく低減する手法を提案した。 **方法:** 我々が以前に提案した GCF_{real} では、従来の GCF における、プローブの各素子の受信信号に対する解析信号の生成を省略し、演算量を低減できる。本研究の提案法 (GCF estimated from binarized signals: GCFB) では、さらに各素子の受信信号を 2 値化し、2 値化信号から GCF 値を算出することで、必要な乗算と加算の回数を大幅に低減する。 **結果:** シミュレーションによって生成した各素子の受信信号と、超音波診断装置でファントムから取得した受信信号を用いて、GCFB と GCF_{real} の値を比較した。また、これらの値を用いた CBB から得られる B モード像の画質を評価した。 GCF_{real} に比べ、GCFB では不要信号の低減効果が優れていたが、一方で一樣散乱媒質の輝度を低減させる傾向が見られた。 CNR 向上効果は、両手法でほぼ同等となった。 **結論:** GCFB では、DAS に対して優れた CNR 向上効果が得られた。 GCF_{real} と GCFB の CNR 向上効果の優劣については、観測対象に依存する可能性があるが、本研究の条件下では、 GCF_{real} と GCFB で同程度の性能が得られた。 GCFB は信号の 2 値化により演算量を大幅に低減できるため、臨床で用いる診断装置への応用が期待できる。

Low-complexity generalized coherence factor estimated from binarized signals in ultrasound beamforming

Masanori HISATSU^{1,2}, Shohei MORI³, Mototaka ARAKAWA^{2,3}, Hiroshi KANAI^{2,3}

Abstract

Purpose: In coherence-based beamforming (CBB) using a generalized coherence factor (GCF), unnecessary signals caused by sidelobes are reduced, and an excellent contrast-to-noise ratio (CNR) is achieved in ultrasound imaging. However, the GCF computation is complex compared to the standard delay-and-sum (DAS) beamforming. In the present study, we propose a method that significantly reduces the number of GCF computations. **Methods:** In the previously proposed GCF_{real} , generation of the analytic signal for each element in the conventional GCF could be omitted. Furthermore, in GCF estimated from binarized signals (GCFB) proposed in the present study, the GCF value is calculated after the received signal of each element is binarized to reduce the computational complexity of the GCF. **Results:** The values of GCFB and GCF_{real} estimated from simulation and experimental data were compared. We also evaluated the image quality of B-mode images weighted by GCFB and GCF_{real} . Compared with GCF_{real} , GCFB was superior in reducing unnecessary signals but tended to reduce the brightness of the diffused scattering media. The CNR improvement was comparable for both methods. **Conclusion:** Generalized coherence factor estimated from binarized signals exhibits excellent CNR improvement compared to DAS. CNR improvements yielded by GCFB and GCF_{real} may depend on the observation target; however, under the conditions of the present study, comparable performances were obtained. Because GCFB can significantly reduce the computational complexity, it is potentially applicable in clinical diagnostic equipment.

Keywords

ultrasound imaging, adaptive beamforming, generalized coherence factor

本論文は、公益社団法人日本超音波医学会 第 36 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 2021;48:259-272 に掲載しています。引用する場合は元論文を引用してください。 <https://doi.org/10.1007/s10396-021-01089-z>

Received: 18 November 2020 / Accepted: 17 March 2021 / Published online: 22 April 2021

¹富士フイルムヘルスケア株式会社, ²東北大学大学院医工学研究科, ³同工学研究科

¹FUJIFILM Healthcare Corporation, 3-1-1, Higashikoigakubo, Kokubunji, Tokyo 185-0014, Japan, ²Graduate School of Biomedical Engineering, ³Graduate School of Engineering, Tohoku University, 6-6-05 Aramaki-Aza-Aoba, Aoba-ku, Sendai, Miyagi 980-8579, Japan

Corresponding Author: Masanori HISATSU (masanori.hisatsu.uc@fujifilm.com)

J-STAGE. Advanced published. date: September 12, 2022

1. はじめに

超音波診断装置の標準的なビームフォーミング技術である整相加算 (delay and sum: DAS) では、サイドローブ成分によって、所望位置外からの不要な信号成分が残留する。この不要信号は B モード像においてアーチファクトやコントラスト低下の要因となる。サイドローブ成分を低減させる一般的な手法として、各素子の受信信号にあらかじめ設定された窓関数で重み付けるアポダイゼーションが用いられるが、方位分解能や信号対雑音比 (signal-to-noise ratio: SNR) が犠牲となる¹⁾。特に深部の受信点に対しては、SNR の低下を防ぐためにアポダイゼーションが適用されない (全素子の重みを 1 にする) 場合が多い。

受信信号に含まれる不要信号を低減させる方法として、様々な適応型ビームフォーミングが提案されている²⁻⁴⁾。その中でも演算量が少なく、またサイドローブ起因の不要信号の低減に効果的な手法として、コヒーレンスに基づいたビームフォーミング (coherence-based beamforming: CBB)⁵⁻¹²⁾が提案されている。CBB では、受信信号間のコヒーレンス性を数値化したコヒーレンスファクタ (coherence factor: CF)^{5, 13, 14)}等を整相加算後の信号に重み付けることにより、不要信号が支配的な画素の輝度値を低減する。

生体の B モード像には、多数の散乱体からの音波が干渉することによってスペックル^{15, 16)}が発生する。スペックルは、生体の構造とは直接関係がない輝度値の変動である。超音波画像による診断では、微細な輝度変化から病変を診断することも多く、スペックルはコントラストの性能を示すコントラスト対雑音比 (contrast-to-noise ratio: CNR)¹⁷⁾を低下させ、診断を妨げる。CBB の適用においても、不要信号の低減効果だけでなく、CNR にも重視する必要がある。CBB に用いられる指標の 1 つである一般化コヒーレンスファクタ (generalized coherence factor: GCF)^{6, 7, 18)}は、一様散乱媒質の描出を重視した指標であり、他の指標に比べて CNR が非常に優れている¹⁹⁾。

近年、FPGA (field programmable gate array) や CPU (central processing unit), GPU (graphics processing unit) 等の高性能化によって、CBB を含めた高性能なビームフォーミングがリアルタイムで

実現可能となっている^{20, 21)}。また、送信ダイナミックフォーカスを実現する送信開口合成 (synthetic transmit aperture: STA)²²⁻²⁷⁾も市販の装置で実現できるようになった。しかし、STA では、1 回の送信に対して DAS の数十倍の受信ビーム、または受信サンプル点の整相加算処理が必要なため、STA に CBB を導入するためには、より演算量の少ない技術が求められる。また一方で、超音波診断装置の小型化、携帯化も進んでおり、このような機種においても、限られた演算能力で高画質化を実現するためには、CBB の演算量の低減が求められる。CBB の演算量を低減することによって、より広いレンジの機種で、高画質化を展開できるようになる。

本研究では、CBB に用いられる指標のうち、CNR が他の指標より優れている GCF⁶⁾の演算量低減を目的とする。GCF では、各素子の受信信号について解析信号を生成する必要がある、また各サンプル点について、素子方向に離散フーリエ変換 (discrete Fourier transform: DFT) する必要があるため、標準的な DAS に比べると演算量が増加する。我々はこれまでの研究において、解析信号の生成を省略し、実数信号から GCF 値を算出できることを示した²⁸⁾。本研究では、さらに入力実数信号を 2 値化することによって GCF 値算出の演算量を大幅に低減できる手法を提案する。また、2 値化信号を用いることにより発生する従来 GCF との性能差を検証し、提案法の妥当性を評価する。

2. 従来手法

Fig. 1 (a) に GCF を用いた CBB の全体構成図を示す。プローブに配列された素子のうち、超音波診断装置本体に接続されるチャンネル数分の受信信号を用いて整相加算処理を行う。各チャンネルの受信信号は、A/D コンバータ (ADC) により、時間方向に離散化されたデジタル信号に変換され、焦点からの信号の位相が一致するように遅延量が与えられた後、加算される。GCF は遅延処理の後、加算される前の受信信号から算出され、整相加算後の信号 $x_{in}(n, l)$ に対する重み付けの係数として用いられる⁶⁾。ここで、 n は時間方向のサンプル番号、 l は走査線番号を表す。この重み付けによって、 $x_{in}(n, l)$ に不要信号が含まれる場合には抑圧され、信号 $x_{out}(n, l)$ として出力される。この処理は各受信焦点位置 (n, l) に対して適用される。ただし、GCF は高

輝度散乱体の近傍では極端に小さくなり、そのまま重み値として使用すると、周囲の一樣散乱媒質の輝度を過度に低減させ、低輝度アーチファクト²⁹⁾が発生する。そのため、Bモード像にGCFを適用するには低減効果を調整する必要があり、本研究では、符号化コヒーレンスファクタ (sign coherence factor: SCF)⁸⁾と同様に、指数 p を導入して式(1)のように重み付ける。

$$x_{out}(n, l) = [GCF(n, l)]^p x_{in}(n, l) \quad (1)$$

この p 乗による調整は、Fig. 1 (a) のルックアップテーブル (look-up table: LUT) によって実現され、低輝度アーチファクトを抑えるために $p < 1$ と設定すると、 $GCF(n, l)$ と $[GCF(n, l)]^p$ の関係は Fig. 1 (b) のようになる。

次にGCFの算出について説明する。GCFは、素子に対応するチャンネル番号 m ($m=0, 1, \dots, M-1$) の受信信号から生成した解析信号 $I(m, n, l) + jQ(m, n, l)$ に対して、 m 方向のDFTから得られる S_{IQ}

(k, n, l) を用いて、式(2)から算出される⁶⁾。

$$GCF(n, l; K_0) = \frac{\sum_{k=-K_0}^{K_0} |S_{IQ}(k, n, l)|^2}{M \cdot \sum_{m=0}^{M-1} |I(m, n, l) + jQ(m, n, l)|^2} \quad (2)$$

k は m 方向の周波数に対応した番号であり、受信チャンネル数 M が偶数の場合、 $k = -K, -K+1, \dots, 0, \dots, K-1$ ($K=M/2$) である。GCFは、全周波数成分のパワー値(分母)と $[-K_0, K_0]$ で示される直流近傍成分のパワー値(分子)の比である。式(2)によるGCF算出の構成図を Fig. 2 (a) に示す。各チャンネルにおける解析信号の生成は n 方向の高いサンプリング周波数においてミキサまたはローパスフィルタ (low pass filter: LPF) 等の処理が必要となるため、これらを全チャンネルの信号に適用すれば演算量が格段に増加する。そこで我々は、解析信号の生成を省略して実数信号からGCF値を算出する手法を提案した²⁸⁾。解析信号の生成を省略し、実数信号からGCF値を算出すると、その代償として受信信号の周波数に対して2倍の周波数成分が n 方向に発生

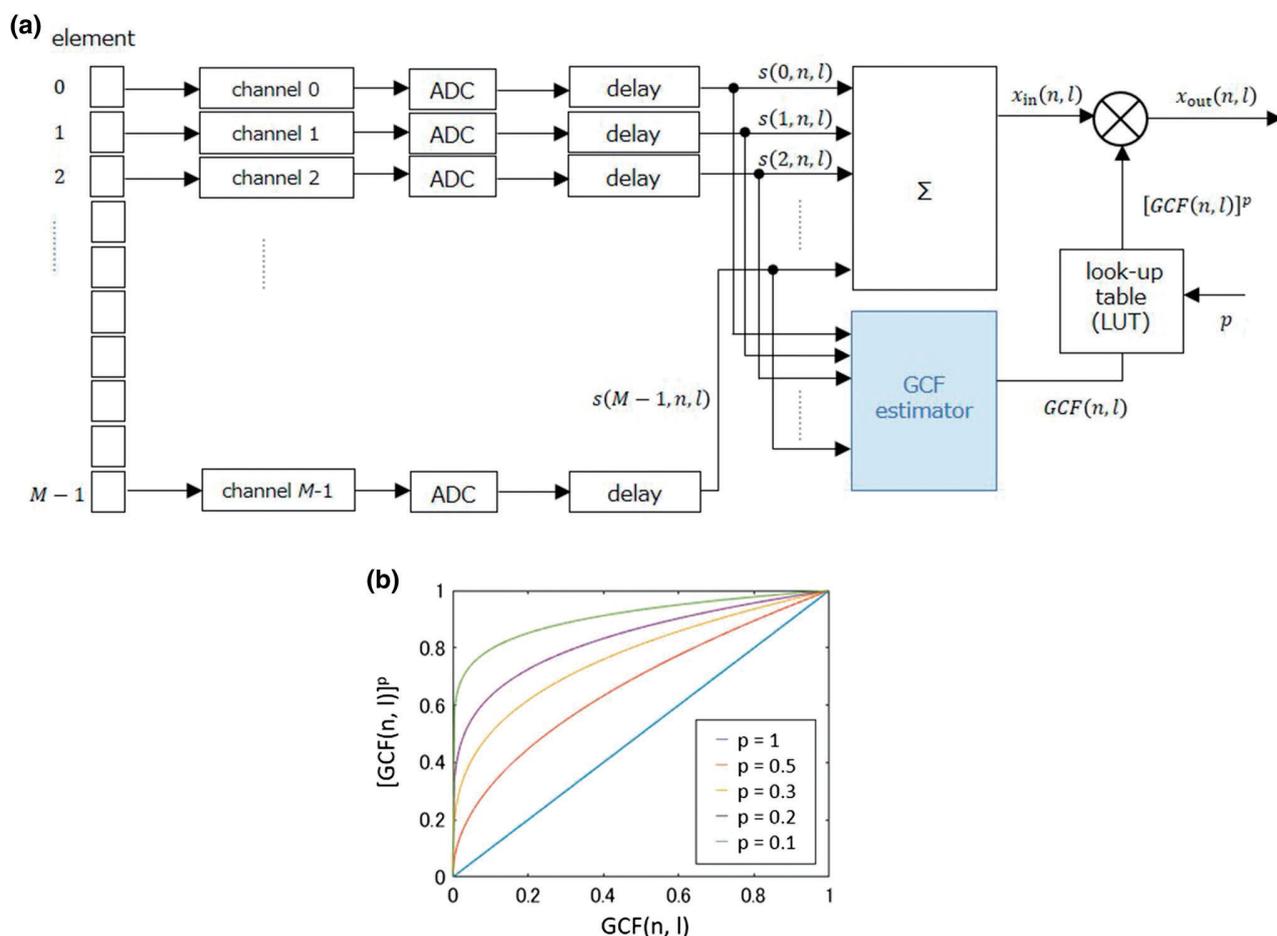


Fig. 1 (a) コヒーレンスに基づいた受信ビームフォーミングの構成図と (b) LUTの入出力

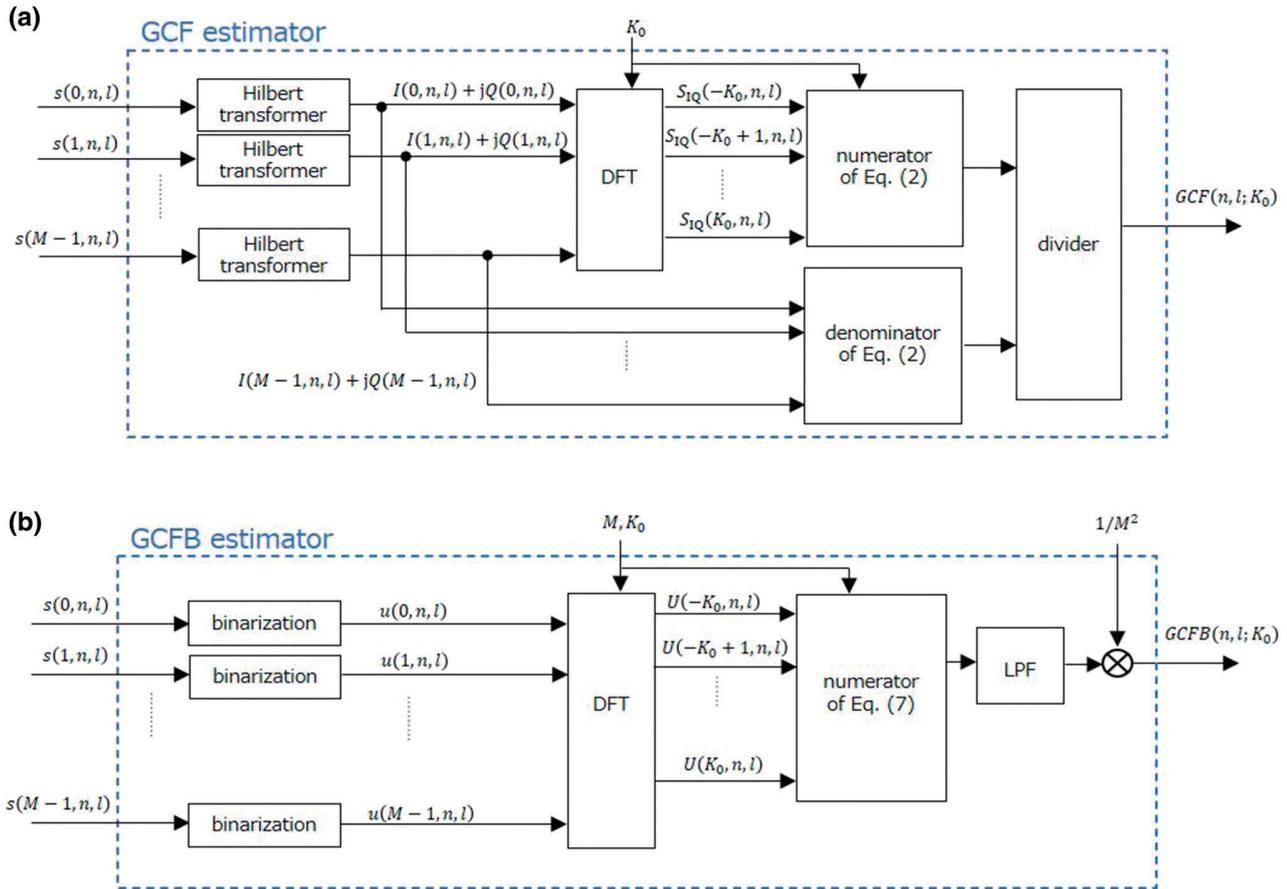


Fig. 2 (a) 従来の GCF と (b) GCFB 算出の構成図

する. この成分を LPF によって除去することにより得られる GCF_{real} は, 式 (2) の GCF と同等の値となることを示した. GCF_{real} は, 式 (2) で解析信号 $I(m, n, l) + jQ(m, n, l)$ を実数信号 $s(m, n, l)$ に, $S_{IQ}(k, n, l)$ を $s(m, n, l)$ の m 方向に対する DFT で得られるフーリエ係数 $S(k, n, l)$ に置き換え, 分子, 分母それぞれに対して n 方向に LPF を追加することにより,

$$GCF_{\text{real}}(n, l; K_0) = \frac{\sum_{h=-N_f}^{N_f} [f_{\text{LPF}}(h) \cdot \left\{ \sum_{k=-K_0}^{K_0} |S(k, n-h, l)|^2 \right\}]}{\sum_{h=-N_f}^{N_f} [f_{\text{LPF}}(h) \cdot \left\{ M \sum_{m=0}^{M-1} |s(m, n-h, l)|^2 \right\}]} \quad (3)$$

で表される. 式 (3) は, LPF として係数 $f_{\text{LPF}}(h)$, ($h = -N_f \dots N_f$) の有限インパルス応答フィルタを用いた場合を示している.

3. 提案手法

3.1 2 値化信号から算出する一般化コヒーレンスファクタ (GCFB)

本研究では, 解析信号の生成を省略して GCF 値

を算出する式 (3) に対して, さらに演算量を削減する手法を提案する. 入力実数信号 $s(m, n, l)$ に対して

$$u(m, n, l) = \begin{cases} -1 & \text{if } s(m, n, l) < 0 \\ +1 & \text{if } s(m, n, l) \geq 0 \end{cases} \quad (4)$$

と 2 値化し, $u(m, n, l)$ の m 方向に対する DFT を

$$U(k, n, l) = \sum_{m=0}^{M-1} u(m, n, l) \exp \left[-j \frac{2mk\pi}{M} \right] \quad (5)$$

で表す. $u(m, n, l)$ は 1 または -1 であるため, 式 (5) は複素指数関数の加減算で算出できる. 式 (3) の $s(m, n, l)$ を $u(m, n, l)$ に, $S(k, n, l)$ を $U(k, n, l)$ に置き換え,

$$GCFB(n, l; K_0) = \frac{\sum_{h=-N_f}^{N_f} [f_{\text{LPF}}(h) \cdot \left\{ \sum_{k=-K_0}^{K_0} |U(k, n-h, l)|^2 \right\}]}{\sum_{h=-N_f}^{N_f} [f_{\text{LPF}}(h) \cdot \left\{ M \sum_{m=0}^{M-1} |u(m, n-h, l)|^2 \right\}]} \quad (6)$$

とすると, 分母については, $|u(m, n, l)|^2 = 1$ より固定値となるため, LPF を省略でき,

$$GCFB(n, l; K_0) = \frac{\sum_{h=-N_f}^{N_f} \left[f_{LPF}(h) \cdot \left\{ \sum_{k=-K_0}^{K_0} |U(k, n-h, l)|^2 \right\} \right]}{M^2} \quad (7)$$

となる。GCFBでは、(i) 式 (5) の DFT が加減算のみで算出できること、(ii) 式 (6) の分母の加算と LPF が省略できること、(iii) 式 (7) の除算を固定値 $1/M^2$ の乗算に置き換えられること、によって GCF_{real} よりも演算量を削減できる。式 (7) から GCFB を算出する構成は **Fig. 2 (b)** で表され、**Fig. 2 (a)** に示す従来 GCF の構成に比べて簡素化される。

3.2 GCF, GCF_{real} , GCFB の演算量の比較

空間的な 1 サンプル当たりについて、GCF, GCF_{real} , GCFB の算出に必要な乗算、加算の回数を、**Table 1** に処理別に示す。ここでは、式 (3) または式 (7) で用いる LPF と従来 GCF で必要なヒルベルト変換のフィルタの次数が同じ $2N_f$ と仮定した場合で示している。また、 GCF_{real} , GCFB では、実数信号の周波数スペクトルの正負対称性から、正側のみの周波数成分を算出する場合を示している。各手法の演算量の例として、チャンネル数 $M=96$ 、直流近傍範囲 $K_0=1$ 、ヒルベルト変換または LPF の次数 $2N_f=20$ とした場合を示す。 GCF_{real} は GCF に対して、乗算、加算回数ともに $1/6$ 程度になる。さらに GCFB では GCF_{real} に対して、乗算回数が $1/20$ 以下となっている。また GCFB では、式 (7) の除算が $1/M^2$ の乗算に置き換えられることにより、**Table 1** からさらに演算量を低減できる。このような演算量の低減により、特に ASIC (application specific integrated circuit) や FPGA では回路規模を小さくできる。ただし、その低減量は使用するコンパイラのアルゴリズムやプロセッサの構成にも依存

する。

一般的にサイドローブ成分を低減するために用いられるアポダイゼーションでは、各チャンネルの信号に対して窓関数を用いて重み付けるためチャンネル数分の乗算が必要となるが、GCFB はこれよりも少ない乗算回数で実現できる。

また、GCF における解析信号の生成に、ヒルベルト変換ではなく直交検波を用いる場合では、ミキサの乗算や、実部 (I)、虚部 (Q) に対する LPF が必要となり、この部分の演算量は増加する。その代わりに、その後の処理のサンプリングレートを低下させることにより、演算量を低減できる。しかし、ヒルベルト変換と直交検波のどちらを用いても、それらの演算量は、後続の GCF 算出部に比べて大きい。したがって、解析信号生成を省略する方が全体の演算量は少なくなる²⁸⁾。また、2 次サンプリング法によっても、低演算量で近似的に解析信号を生成できるが、ADC のサンプリング周波数が制限され、広帯域送信では重大な誤差が発生するため³⁰⁾、本研究では考慮しない。

4. 評価方法

4.1 GCF_{real} と GCFB の比較

提案法で用いる信号の 2 値化は特殊な処理であるため、 $U(k, n, l)$ と $S(k, n, l)$ の関係を一般的に示すことは困難であり、2 値化処理が受信信号への重み付けに与える影響の理論的考察は難しい。そこで本研究では、GCF の効果として、サイドローブ成分に起因する不要信号の低減効果と一様散乱媒質の描出能に着目した。**Fig. 3** に示すように、

- (a) 1 つの散乱体に対し、この散乱体の影響を受ける周囲の受信焦点
- (b) 一様散乱媒質中にある受信焦点

Table 1 GCF, GCF_{real} , GCFB の算出に必要な演算量

| | GCF | | GCF_{real} | | GCFB | |
|--|----------------|-------------------|----------------|-----------------|----------------|-----------------|
| | Multiplication | Addition | Multiplication | Addition | Multiplication | Addition |
| Hilbert transform | $M(2N_f+1)$ | $2MN_f$ | — | — | — | — |
| DFT | $4M(2K_0+1)$ | $2(2M-1)(2K_0+1)$ | $2M(K_0+1)$ | $2(M-1)(K_0+1)$ | — | $2(M-1)(K_0+1)$ |
| Numerator in Eq. (2) or (3) or (7) (without LPF) | $2(2K_0+1)$ | $4K_0+1$ | $2(K_0+1)$ | $3K_0+1$ | $2(K_0+1)$ | $3K_0+1$ |
| Denominator in Eq. (2) or (3) or (7) (without LPF) | $2M+1$ | $2M-1$ | $M+1$ | $M-1$ | — | — |
| LPF in Eq. (3) or (7) | — | — | $2(2N_f+1)$ | $4N_f$ | $2N_f+1$ | $2N_f$ |
| Total ($M=96, K_0=1, N_f=10$) | 3,367 | 3,262 | 527 | 519 | 25 | 404 |

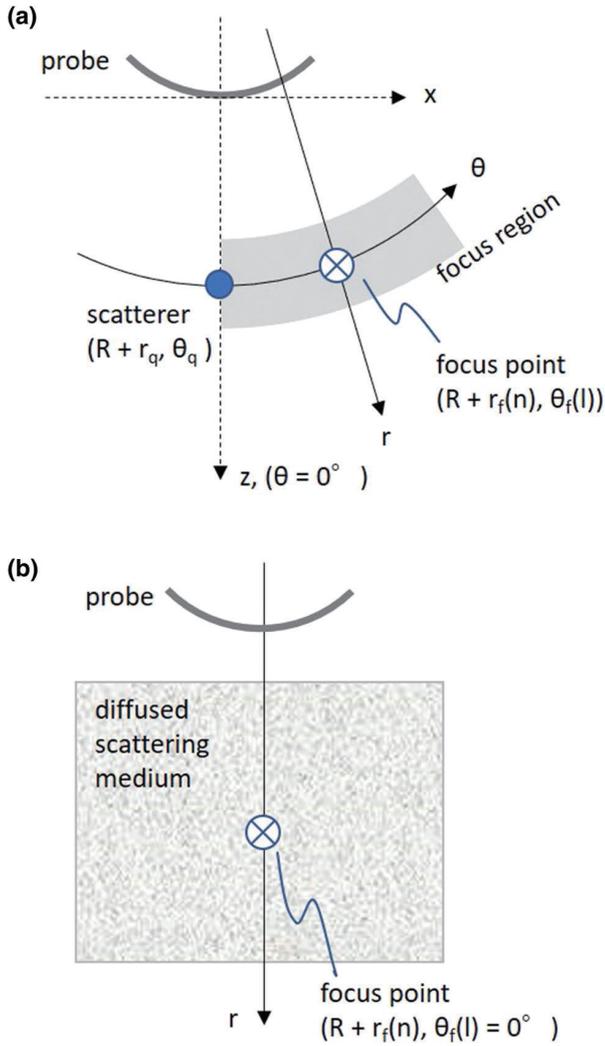


Fig. 3 シミュレーションにおける受信信号生成の幾何系.
(a) 1 散乱体の周囲の受信焦点. (b) 一様散乱媒質中の受信焦点

について、シミュレーションで生成した各チャンネルの受信信号と、ファントムを計測対象として収集したチャンネル RF データを用いて、 GCF_{real} と $GCFB$ の値を比較した。本研究では、 GCF_{real} を比較対象とすることで、2 値化の影響を検証した。プローブは、一様散乱媒質領域が多い腹部の観察に主に用いられるコンベックスプローブを対象とした。

4.2 GCF_{real} と $GCFB$ を適用した B モード像の評価

本研究では、以下に示すコントラストと CNR 値を用いて GCF_{real} と $GCFB$ によって得られる B モード像のコントラスト性能を評価する。

$$\text{Contrast} = 20 \log_{10} \left(\frac{\mu_1}{\mu_2} \right) \quad (8)$$

$$\text{CNR} = \frac{|\mu_1 - \mu_2|}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}} \quad (9)$$

μ_i , σ_i は各々領域 i における包絡線信号の平均値、標準偏差を示す。本研究では、式 (1) で示したように、整相加算後の信号に GCF 値を重み付ける際、 p 乗によって重み付けの効果を調整する。 GCF_{real} と $GCFB$ における、この調整係数を $p_{GCF_{\text{real}}}$, p_{GCFB} で表す。強散乱体近傍において、低輝度アーチファクトが発生しないように GCF_{real} の調整係数 $p_{GCF_{\text{real}}}$ を決め、同領域において、 GCF_{real} の平均値と $GCFB$ の平均値が等しい値となるように p_{GCFB} を決めた。これらで調整された両手法の信号値からコントラストと CNR 値を算出した。

5. 実験方法

5.1 シミュレーションによる RF データの生成

散乱体位置と受信焦点位置に依存して生じるチャンネル方向の信号変化を簡易的に模擬する。**Fig. 3 (a)** に示すように、コンベックスプローブ素子表面の曲率の中心を基準とした極座標系 $(R+r, \theta)$ をとる。ここで、 R はコンベックスプローブの曲率半径を示し、 r はプローブ素子表面からの距離を示す。また、 θ はプローブ鉛直方向を 0° とする。 $(R+r_q, \theta_q)$ に番号 q の散乱体があり、 l 番目の走査線の方位角を $\theta_f(l)$ 、受信焦点距離を $r_f(n)$ とした受信焦点座標 $(R+r_f(n), \theta_f(l))$ について考える。 $r_f(n)$ は時間方向のサンプル番号 n を用いて、

$$r_f(n) = n/f_s \cdot c/2 \quad (10)$$

で表される。ここで、 f_s は受信信号のサンプリング周波数、 c は音速を表す。伝搬時間と遅延時間を考えるため、**Fig. 3 (a)** に示すように、 $\theta = 0^\circ$ 方向に z 軸を取り、プローブ表面を原点として方位方向を x 軸とした直交座標系に変換する。散乱体の座標 (x_q, z_q) 、受信焦点座標 (x_f, z_f) はそれぞれ、

$$\begin{aligned} x_q &= (R + r_q) \sin \theta_q \\ z_q &= (R + r_q) \cos \theta_q - R \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} x_f(n, l) &= (R + r_f(n)) \sin \theta_f(l) \\ z_f(n, l) &= (R + r_f(n)) \cos \theta_f(l) - R \end{aligned} \quad (12)$$

で表される。散乱体 (x_q, z_q) からの受信信号に対し、整相処理した信号を、

$$s'(m, n, l, x_q, z_q) = \sum_{m_T=M_s}^{M_e} G(-\tau(m_T, m, x_q, z_q) + \tau_d(m_T, m, x_{fTx}(l), z_{fTx}(l), x_f(n, l), z_f(n, l))) \quad (13)$$

で表す。ここで、

$$G(t) = \exp[-2\{\pi\sigma t\}^2] \cdot \cos[2\pi f_0 t] \quad (14)$$

$$\begin{aligned} & \tau_d(m_T, m, x_{fTx}(l), z_{fTx}(l), x_f(n, l), z_f(n, l)) \\ &= \sqrt{(x_e(m_T) - x_{fTx}(l))^2 + (z_e(m_T) - z_{fTx}(l))^2}/c - r_{fTx}/c + r_f(n)/c + \sqrt{(x_e(m) - x_f(n, l))^2 + (z_e(m) - z_f(n, l))^2}/c \end{aligned} \quad (16)$$

は、番号 m_T の素子に与えられる送信遅延時間と、番号 m の素子に与えられる受信整相時間の和を示す。 $(x_e(m), z_e(m))$ は素子番号 m の素子座標を表す。 r_{fTx} は送信焦点距離を示し、送信焦点の方位角は受信焦点と同じ $\theta_f(l)$ とする。直交座標系における送信焦点座標 (x_{fTx}, z_{fTx}) は、

$$\begin{aligned} x_{fTx}(l) &= (r_{fTx} + R) \sin \theta_f(l) \\ z_{fTx}(l) &= (r_{fTx} + R) \cos \theta_f(l) - R \end{aligned} \quad (17)$$

で表される。Fig. 3 (b) のように、一様散乱媒質中の受信焦点における信号を生成する場合、位置の異なる Q 個の散乱体からの受信信号を重ね合わせるにより、整相後の受信信号

$$s_{\text{sim}}(m, n, l) = \sum_{q=1}^Q s'(m, n, l, x_q, z_q) \quad (18)$$

を生成する。実数信号 $s_{\text{sim}}(m, n, l)$ を式 (3) の $s(m, n, l)$ に代入することで、 GCF_{real} を算出する、また、 $s_{\text{sim}}(m, n, l)$ を式 (4) の $s(m, n, l)$ に代入し、式 (7) から GCFB 値を算出する。このシミュレーションでは、無エコー領域からの受信信号はすべて振幅値 0 となる。このとき、式 (4) に従うと信号値がすべて +1 となり、 GCF_{real} と GCFB の値が大きくなる。これを避けるため、式 (14) のガウシアンパルスの振幅に対して、最大 -40 dB の不規則雑音を各チャンネルの信号に加えた。また、シミュレーションでは、後述する実データ収集条件 (Table 2) と同じ設定とした。ガウシアンパルスの中心周波数 f_0 、-6 dB 帯域幅 σ については、実データの受信信号に合わせて、それぞれ 3 MHz、1.5 MHz とした。

は中心周波数 f_0 、-6 dB 帯域幅 σ のガウシアンパルスである。また、

$$\tau(m_T, m, x_q, z_q) = \sqrt{(x_e(m_T) - x_q)^2 + (z_e(m_T) - z_q)^2}/c + \sqrt{(x_e(m) - x_q)^2 + (z_e(m) - z_q)^2}/c \quad (15)$$

は送信素子番号 $m_T (=M_s, M_s + 1, \dots, M_e)$ の素子から送信された音波が、散乱体 (x_q, z_q) で反射され、受信素子番号 m で受信されるまでの伝搬時間を表し、

5.2 実験による RF データの取得

超音波用多目的ファントム 403GS-LE (Gammex, WI, USA) を計測対象として、超音波診断装置 Prosound $\alpha 10$ (Hitachi, Tokyo, Japan) を用いて RF データを収集した。本実験では、チャンネル数 $M=96$ とした。収集には、コンベックスプローブ (UST-9130, 中心周波数 3.5 MHz, 曲率半径 60 mm, 素子ピッチ 0.38°) を用いた。本計測では、視野角 60° の範囲に対して 312 の受信走査線から画像を形成した。また、走査線を形成するための送信および受信開口は、走査線の位置が中心になるように設定した。RF データ取得時の送受信条件を Table 2 に示す。

6. 結果

6.1 1 散乱体周辺の GCF_{real} と GCFB の比較

本研究では、以前の検討²⁸⁾において不要信号の低減に適していた $K_0=1$ の条件ですべての検証を行った。Fig. 4 にシミュレーションデータの結果を示す。 $(x_q, z_q) = (0, 46.2 \text{ mm})$ に 1 つの散乱点がある場合に、縦軸を深さ $r_f(n)$ 、横軸を受信焦点の角度 $\theta_f(l)$ としたときの、DAS, GCF_{real} , GCFB の値を Fig. 4

Table 2 シミュレーションと実験データ取得条件

| Parameter | Value |
|--------------------------|---------|
| Transmit | |
| Number of element | 76 |
| Focus depth [mm] | 105 |
| Apodization function | Hamming |
| Center frequency [MHz] | 5 |
| Band width [MHz] | 3 |
| Receive | |
| Number of element | 96 |
| Sampling frequency [MHz] | 20 |

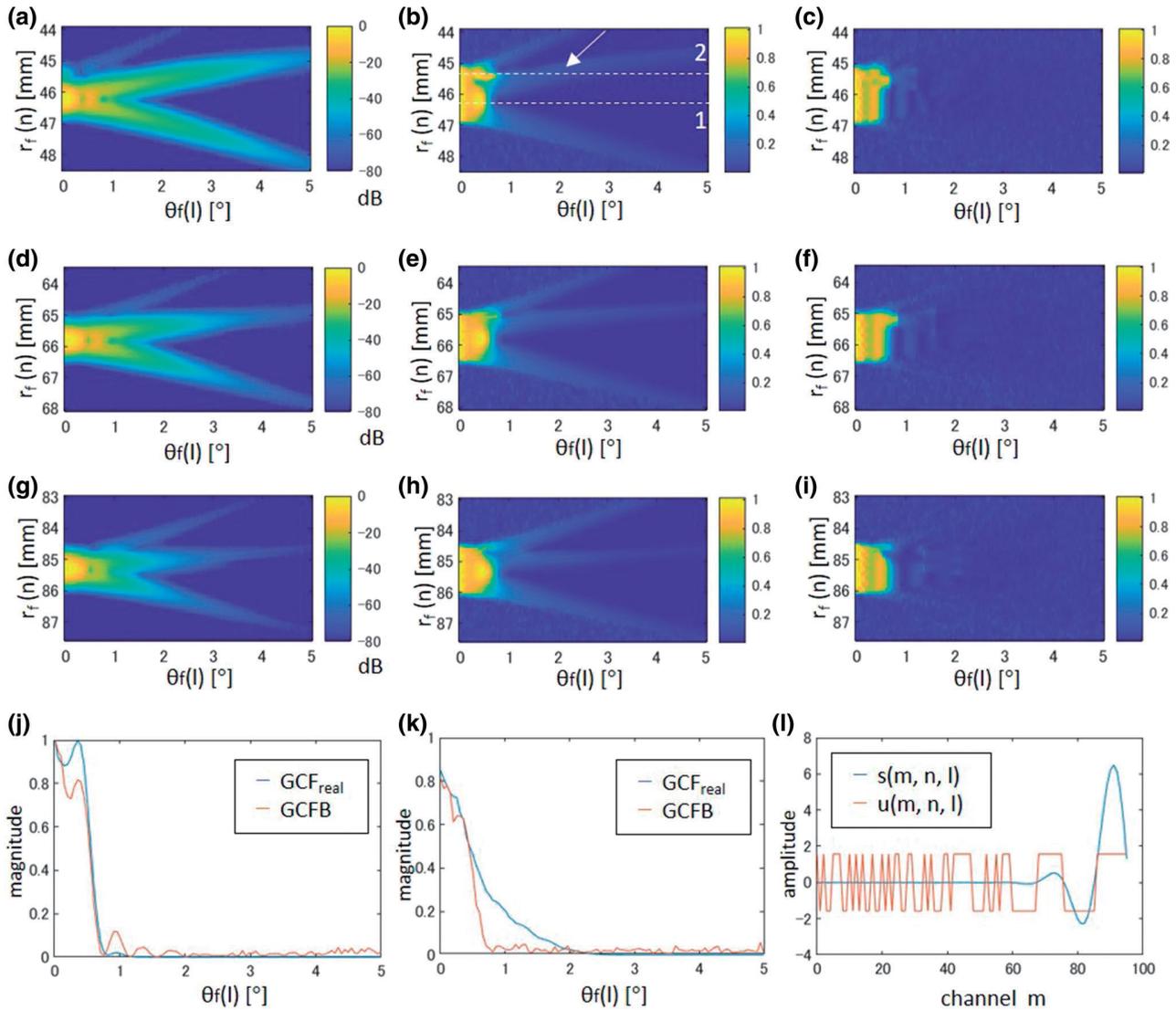


Fig. 4 シミュレーションデータにおける散乱体周辺の GCF_{real} と $GCFB$ の比較. $r=46.2$ mm の散乱体周辺の (a) DAS, (b) GCF_{real} , (c) $GCFB$. $r=65.8$ mm の散乱体周辺の (d) DAS, (e) GCF_{real} , (f) $GCFB$. $r=85.3$ mm の散乱体周辺の (g) DAS, (h) GCF_{real} , (i) $GCFB$. (j) (b) に示す破線1における GCF_{real} と $GCFB$. (k) (b) に示す破線2における GCF_{real} と $GCFB$. (l) (b) の矢印で示す位置における $s(m, n, l)$ と $u(m, n, l)$

(a) - (c) にそれぞれ示す. ただし, $\theta_f(l)$ については, 正負で対称の結果となるため, 正側の角度のみを示した. DAS については, 包絡線の振幅値を dB 表示した. 同様に, Fig. 4 (d) - (f) には, $(x_q, z_q) = (0, 65.8 \text{ mm})$ に, Fig. 4 (g) - (i) には, $(x_q, z_q) = (0, 85.3 \text{ mm})$ に1つの散乱点がある場合の DAS, GCF_{real} , $GCFB$ の値を示す. GCF_{real} と $GCFB$ はコヒーレンスを示す値であるため, 振幅値を示す DAS よりも深さ方向に広い範囲で大きい値となる. Fig. 4 (a), (b) から, サイドローブによって DAS 値が上昇する領域において, GCF_{real} でも同様に振幅値が上昇していることがわかる. これに対し, Fig. 4 (c) の $GCFB$ ではそのようなサイドロー

ブ成分の影響はほとんど見られなかった. いずれの深さの散乱体 [Fig. 4 (d) - (i)] においても同様の傾向が見られた. これらの結果は, GCF_{real} よりも $GCFB$ の方が, サイドローブ成分による不要信号を低減する効果が優れていることを示唆している.

Fig. 4 (j) は, Fig. 4 (b) の破線1で示す点散乱体深さにおける GCF_{real} と $GCFB$ の値を示す. $\theta_f(l) < 0.5^\circ$ では, チャンネル間の位相がおおよそ揃っている, または緩やかに変化するため, GCF_{real} , $GCFB$ はともに1に近い値となったが, $GCFB$ は GCF_{real} よりも値が0.2程度低下する部分も見られた. これは信号の2値化によってチャンネル方向に高周波数成分が発生するためである. また, $\theta_f(l) = 0.4^\circ$ 周辺

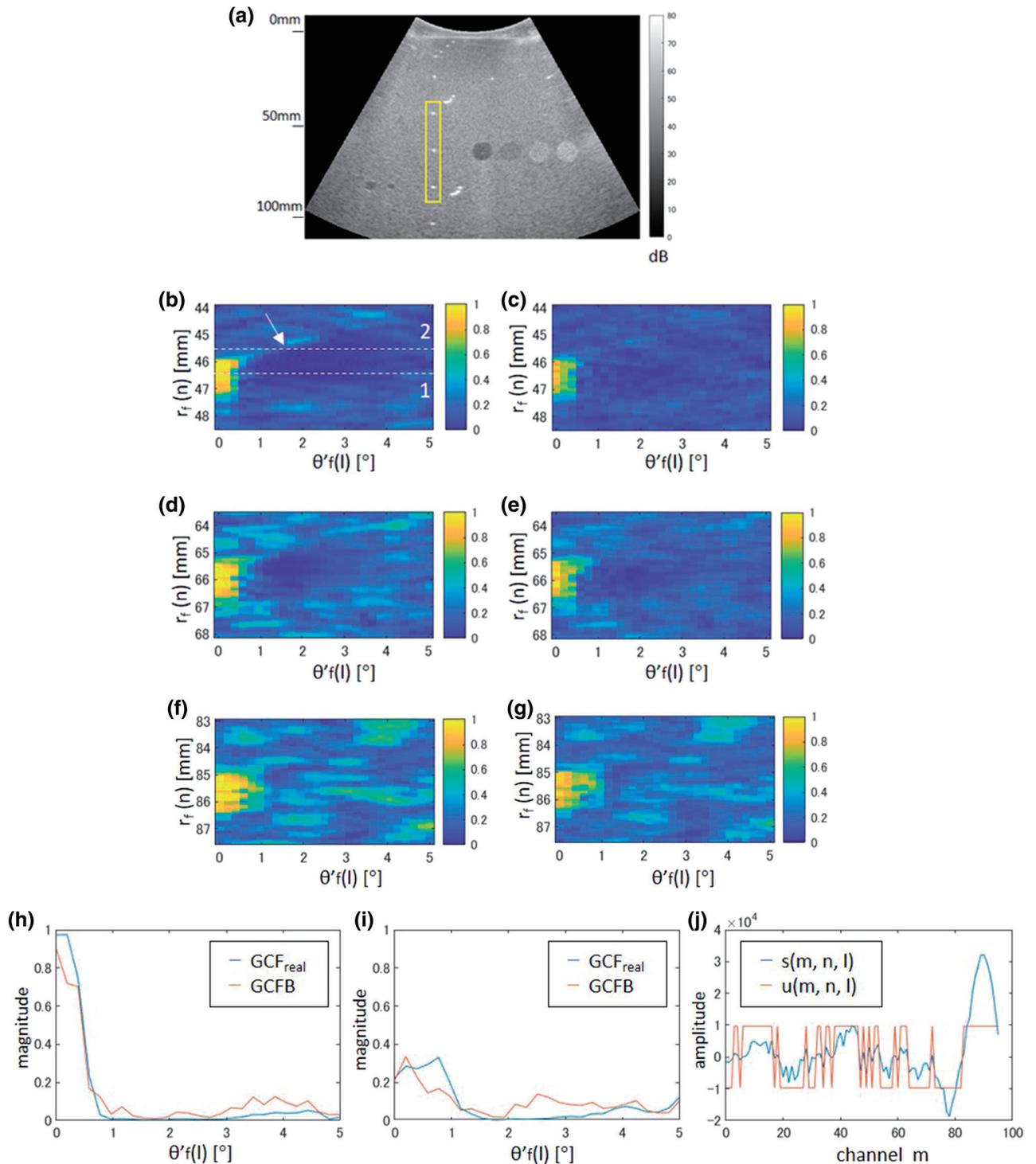


Fig. 5 実験データにおけるワイヤ周辺の GCF_{real} と $GCFB$ の比較. (a) 取得データから構築した B モード像. $r=46.2$ mm にあるワイヤ周辺の (b) GCF_{real} と (c) $GCFB$. $r=65.8$ mm にあるワイヤ周辺の (d) GCF_{real} と (e) $GCFB$. $r=85.3$ mm にあるワイヤ周辺の (f) GCF_{real} と (g) $GCFB$. (h) (b) に示す破線 1 における GCF_{real} と $GCFB$. (i) (b) に示す破線 2 における GCF_{real} と $GCFB$. (j) (b) の矢印で示す位置における $s(m, n, l)$ と $u(m, n, l)$

では, $k=1$ に信号成分が集中することによって, GCF_{real} と $GCFB$ 値が増加した. $\theta_f(l) > 1^\circ$ では, GCF_{real} はほぼ 0 となったが, $GCFB$ では 2 値化の影響により, 小さい値で変動した. **Fig. 4 (k)** は,

Fig. 4 (b) の破線 2 に示す深さにおける GCF_{real} , $GCFB$ の値を示している. GCF_{real} は, サイドローブの影響により $\theta_f(l)$ が 0.5° から 2.0° の範囲において $GCFB$ よりも高い値となった. また, **Fig. 4 (b)**

に矢印で示すサイドローブの影響を受ける位置における、チャンネル方向の実数信号 $s(m, n, l)$ と 2 値化信号 $u(m, n, l)$ を Fig. 4 (I) に示す。ここでは、両信号のパワー値が同じになるように、 $u(m, n)$ の振幅値を正規化して示している。GCF_{real} の算出に用いる $s(m, n, l)$ では、 $m > 60$ のチャンネルで散乱体からの受信信号が支配的となっており、この影響で GCF_{real} 値は高い値となり、サイドローブを十分に低減できていないと考えられる。

Fig. 5 (a) は実験で収集した RF データから構築した B モード像であり、黄色の四角で囲んだ 3 つのワイヤ周辺における GCF_{real} と GCFB 値を Fig. 5 (b) - (g) に示す。それぞれのワイヤを通過する走査線を基準 (0°) とした方位角 $\theta'_f(l)$ を用いて、縦軸を深さ $r_f(n)$ 、横軸を方位角 $\theta'_f(l)$ として示している。Fig. 5 (b), (c) は $r = 46.2$ mm, Fig. 5 (d), (e) は $r = 65.8$ mm, Fig. 5 (f), (g) は $r = 85.3$ mm にあるワイヤ周辺の GCF_{real} と GCFB 値を示す。

Fig. 5 (h) は、Fig. 5 (b) に示す破線 1 の GCF_{real} と GCFB を示しており、シミュレーション結果と同様に、コヒーレンス性の高い $\theta_f(l) < 0.5^\circ$ では、GCFB は GCF_{real} よりも若干低い値となった。また、 $1^\circ < \theta_f(l) < 3^\circ$ では、GCF_{real} がほぼ 0 となった。この値を用いて DAS 後の信号に重みを付けると、振幅が過剰に低減され、低輝度アーチファクトが発生する。これに対し、GCFB では、この部分で GCF_{real} よりも若干大きい値となり、低輝度アーチファクトの発生が抑制される結果となった。Fig. 5 (b) の破線 2 における GCF_{real} と GCFB を Fig. 5 (i) に示す。 $0.5^\circ < \theta_f(l) < 1^\circ$ において、サイドローブ成分の影響によって GCF_{real} が大きいことが実験データでも確認できる。Fig. 5 (b) の矢印で示すサイドローブの影響を受ける位置の実数信号 $s(m, n, l)$ と 2 値化信号 $u(m, n, l)$ を Fig. 5 (j) に示す。Fig. 4 (I) と同様に、両信号のパワー値が同じになるように、 $u(m, n, l)$ の振幅値を正規化して示している。シミュレーションと同様に、GCF_{real} では端部 ($m > 70$) のチャンネルでワイヤからの受信信号が支配的となった。

6.2 一様散乱媒質中の GCF_{real} と GCFB の比較

シミュレーションデータにおいて、一様散乱媒質中の受信焦点における GCF_{real}、GCFB 値を Fig. 6 (a) に示す。散乱体密度を $100/\text{mm}^2$ と、波長 (0.5

mm) に対して十分に密に散乱体を発生し、散乱体の配置を変えて 100 回繰り返した結果の平均値を示している。深さによって GCF_{real}、GCFB 値は変化し、送信焦点の深さ (105 mm) 付近で大きくなった。これは、送信ビーム幅が狭いほど、受信焦点付近の散乱体の影響が支配的となり、チャンネル間のコヒーレンス性が高くなるためである。また、GCFB は GCF_{real} よりも小さく、この値を重み値として用いると、GCFB では GCF_{real} に比べて一様散乱媒質の輝度を低下させる。

Fig. 6 (b) に、一様散乱媒質中の $r_f(n) = 100$ mm において、各受信チャンネルに与える雑音の振幅を変化させた場合の GCF_{real}、GCFB 値をそれぞれ示す。雑音の振幅は、雑音がない場合における DAS の平均振幅値を 0 dB として算出した。雑音が大きくなるほど、GCF_{real} と GCFB の値は小さくなり、また両者の差も小さくなった。

次に実験データの結果を示す。Fig. 6 (c) はファントムで収集した RF データから DAS で構築した B モード像であり、黄色の楕円で示す各深さの領域ごとに算出した GCF_{real}、GCFB の平均値を Fig. 6 (d) に示す。シミュレーション結果と同様に、GCFB 値は GCF_{real} に比べて小さい値となった。また、GCF_{real}、GCFB の値が小さければ両者の差も小さくなることも確認できる。実験データでは、減衰によって深部ほど SNR が低下するため、Fig. 6 (a) のシミュレーション結果に比べると GCF_{real} と GCFB 値は小さく、また送信焦点より手前の 85 mm で最大となった。

6.3 B モード像とコントラスト性能

収集した実験データから構築した DAS と、GCF_{real}、GCFB を用いた CBB による B モード像を Fig. 7 (a) - (c) にそれぞれ示す。表示のダイナミックレンジは 80 dB とした。GCF_{real} において、Fig. 7 (a) の矢印で示すワイヤ周辺に低輝度アーチファクトが発生しないように p_{GCFreal} を調整し、 $p_{\text{GCFreal}} = 0.2$ とした。このときのワイヤ近傍領域における GCFB の平均値が GCF_{real} の平均値と同程度の値になるように p_{GCFB} を調整し、 $p_{\text{GCFB}} = 0.26$ とした。Fig. 7 (b), (c) はこれらの p 値を用いて調整した画像である。また、Fig. 7 (b) に黄色の四角で示す領域について、距離方向に平均した各画像の方位方向輝度プロファイルを示す。Fig. 7 (d) に示す。GCF_{real}、GCFB では、

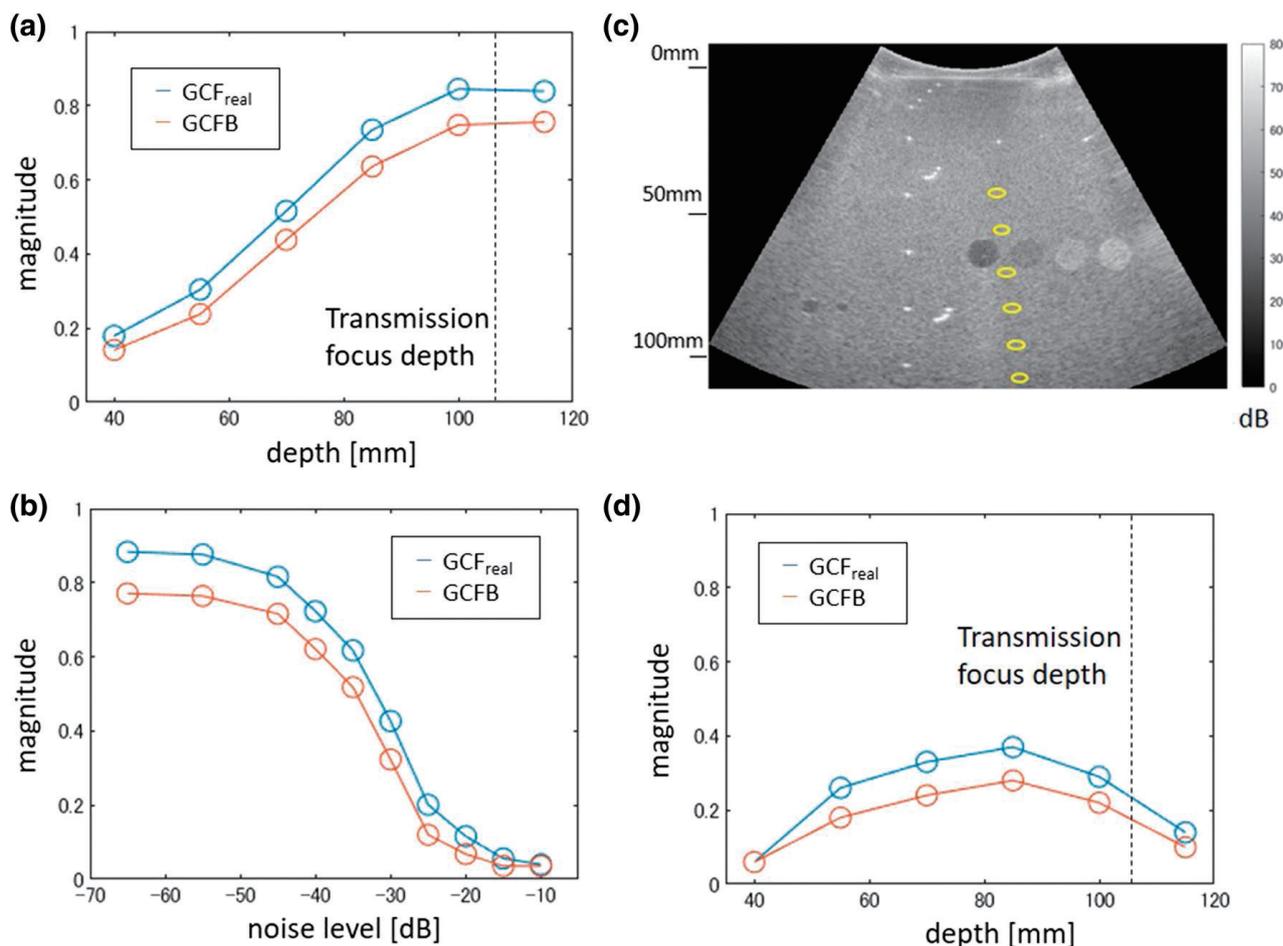


Fig. 6 一様散乱媒質中の GCF_{real} と $GCFB$ の比較. (a) シミュレーションデータにおける一様散乱媒質中の GCF_{real} と $GCFB$. (b) 雑音の振幅に対する GCF_{real} と $GCFB$ の変化. (c) 実験データにおける GCF_{real} と $GCFB$ の算出領域. (d) 実験データにおける一様散乱媒質中の GCF_{real} と $GCFB$

Table 3 各手法による B モード像のコントラストと CNR 値

| | | DAS | GCF_{real} | $GCFB$ |
|-------------------|---------------|-------|--------------|--------|
| Region 1 : red | Contrast [dB] | -13.9 | -17.7 | -17.9 |
| Region 2 : yellow | CNR | 2.47 | 2.87 | 2.92 |
| Region 1 : green | Contrast [dB] | -5.2 | -7.9 | -7.8 |
| Region 2 : yellow | CNR | 0.98 | 1.38 | 1.35 |

DAS に比べて一様散乱媒質の輝度値が低下しているが、それ以上に、不要信号低減効果によって無エコー部の輝度値が大きく低下しており、コントラストが向上していることがわかる。Table 3 に、Fig. 7 (a) に示す赤と黄の関心領域をそれぞれ領域 1, 2 とした場合と、緑と黄の関心領域をそれぞれ領域 1, 2 とした場合について、式 (8), (9) から算出した各画像のコントラストと CNR を示す。 GCF_{real} , $GCFB$ では、コントラスト, CNR がともに DAS より優れており、同程度のコントラスト向上効果が得られた。

7. 考 察

$GCFB$ が GCF_{real} よりも優れている点について考察する。 Fig. 4 (1), 5 (j) のような信号では、 $m = 90$ 付近で受信された強散乱体からの信号が支配的となることにより、受信焦点には散乱体がないにも関わらず、DAS 値が大きくなった。これがサイドローブ成分である。この場合、直流成分が大きくなることから、式 (3) の分子も大きくなるため、 GCF_{real} は DAS と同様に大きい値となる。しかし、2 値化信号 $u(m, n, l)$ から算出される $GCFB$ では、信号の振幅値は考慮されず、より多くのチャンネルで受信される信号が支配的となる。 Fig. 4 (1) の例においては、受信焦点には散乱体が存在しないため、散乱体からの信号ではない $m < 60$ の信号はすべて雑音成分である。 $GCFB$ では 2 値化しているため、これらの雑音信号が支配的となる。 $m = 90$ 付近の散乱体からの信号は受信チャンネル数が少ないため、

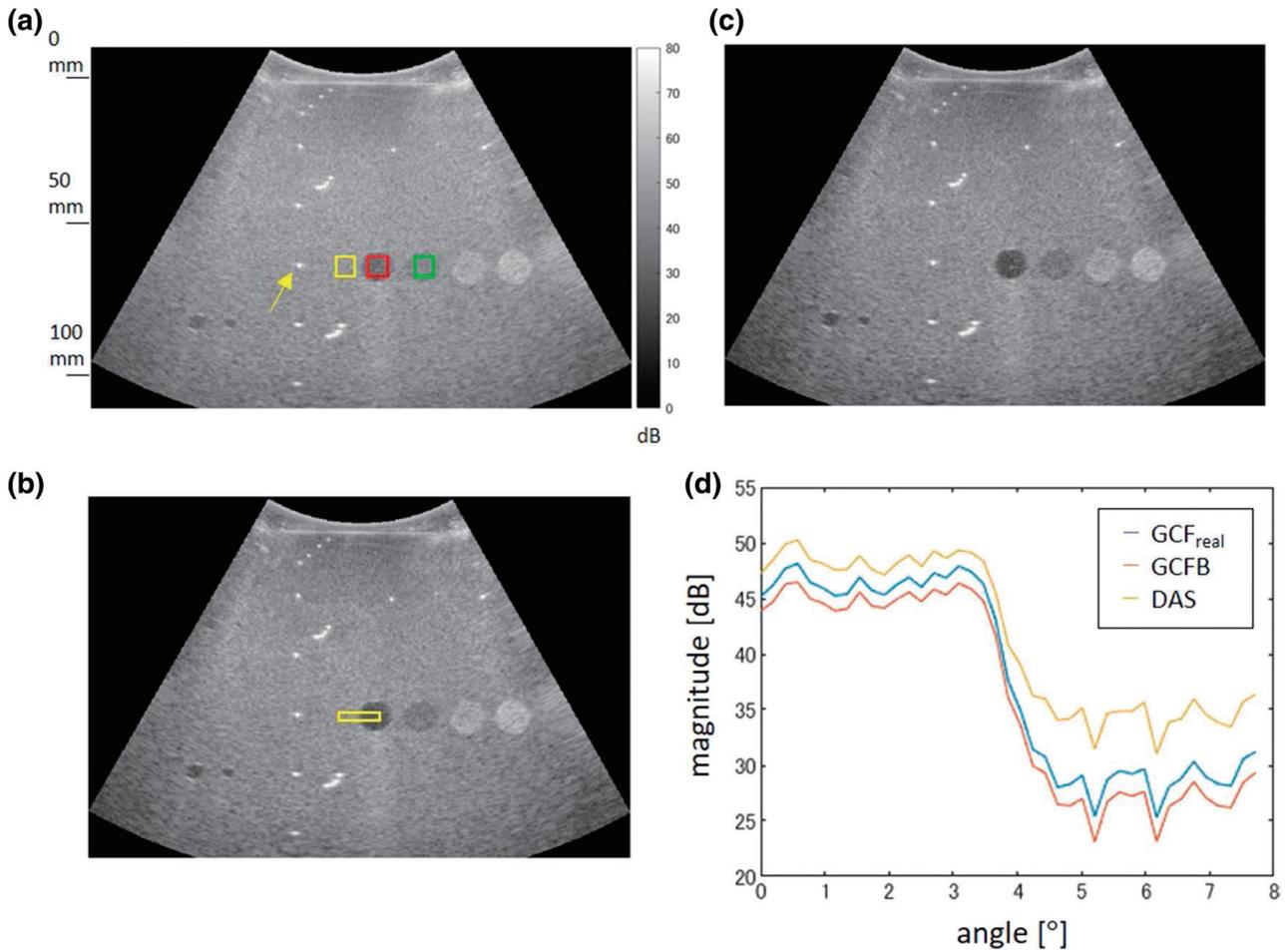


Fig. 7 (a) DAS, (b) GCF_{real} , (c) GCFB を適用した B モード像, (d) (b) に四角で示した領域における方位方向輝度プロフィール

その影響は相対的に弱くなる。その結果、DASでサイドローブ成分が生じた位置において、振幅が考慮される GCF_{real} よりも GCFB 値は小さくなる。**Fig. 5 (j)** のように、受信焦点が一様散乱媒質中にある場合では、一様散乱媒質からの信号はすべてのチャンネルで受信されるが、受信焦点と異なる位置にあるワイヤからの信号を受信するのは一部のチャンネルであるため、算出される GCFB 値は一様散乱媒質の影響を強く受け、相対的にサイドローブ成分の影響を抑えることができる。以上より、サイドローブによる信号の輝度値が、受信焦点の本来の輝度値よりも大きく、不要信号となる場合では、GCFB は GCF_{real} に比べて低減効果が優れている。

同様に、低輝度アーチファクトが発生しやすい強散乱体近傍においても、振幅値を 2 値化する GCFB では、焦点と異なる位置にある強散乱体からの信号よりも焦点からの信号の影響が強くなるため、 GCF_{real} ほどの顕著な値の低下は発生しない。したがっ

て、GCFB は GCF_{real} よりも低輝度アーチファクトの発生も抑えられる。

以上より、GCFB は GCF_{real} よりも不要信号の低減効果が優れており、かつ、低輝度アーチファクトの発生も抑えることができる。広帯域信号であるほど、強散乱体からの信号を受信するチャンネルが少なくなるため、この傾向が強くなる。この特長は、計測対象によらず、一般的に成り立つ。

次に、GCFB が GCF_{real} よりも劣る点について考察する。**Figs. 4 (j), 5 (h)** で見られるように、受信焦点位置と散乱体位置が一致する $\theta_f(l) = 0^\circ$ 付近では、GCFB, GCF_{real} ともに 1 に近い値となる。しかし、受信焦点位置と散乱体位置がわずかに異なる $\theta_f(l) = 0.3^\circ$ 付近では、チャンネル方向の信号に若干の位相変化が生じる。この信号を 2 値化することによりチャンネル方向の周波数スペクトルには高周波成分が発生するため、GCFB は GCF_{real} よりも小さい値となる。このようなわずかな位相変化がある場合

でも GCF が大きな値となり輝度を維持できることが GCF の長所であるが、GCFB ではこのような信号を低減する恐れがある。しかし、GCF において低輝度アーチファクトを発生させないように $p < 1$ で調整すると、**Fig. 1 (b)** のように GCF 値が大きい値ほど GCF 値の変化に対する $[GCF(n, l)]^p$ の変化は小さくなる。したがって、コヒーレンス性の高い信号においては、GCFB と GCF_{real} 値に多少の差が生じて、 $p (< 1)$ 値で調整された後の両者の差は小さくなり、画質への影響は小さい。

同様に、一様散乱媒質からの信号においても、散乱波が干渉し合った結果、チャンネル方向について位相変化が発生する傾向があり⁶⁾、2 値化によって高周波成分が増加する。これによって、**Fig. 6 (a), (d)** に示すように、GCFB は GCF_{real} よりも小さい値となり、輝度を低減する恐れがある。一様散乱媒質における GCFB は強反射体位置での GCFB ほど大きくないため、 p 値によって調整しても **Fig. 7 (d)** のように輝度値が低下する。

上述のように、サイドローブによる不要信号の低減効果については、GCFB は GCF_{real} よりも優れているが、その一方で、一様散乱媒質の輝度値も低下させる。結果的に、**Table 3** に示すように一様散乱媒質と低エコー領域から算出されるコントラスト、CNR は、 GCF_{real} と同等となった。コントラスト、CNR については、一様散乱媒質における輝度低下量と不要信号の低減量に依存するため、GCFB と GCF_{real} の優劣は観測対象に依存すると考えられる。

また、GCF による重み付けは不要な信号を低減する処理であるため、DAS よりも空間分解能が劣ることはないが、雑音成分も低減するため、空間的な高周波数成分が抑圧された印象を与える可能性がある。

本研究では、2 値化の影響に注目するため、 GCF_{real} を比較対象として検証、考察したが、GCF と GCF_{real} は同等の値であるため²⁸⁾、GCF と GCFB を比較しても同様の結果となると考えられる。コヒーレンスファクタの 1 つである SCF⁸⁾ では、チャンネル方向の位相の分散値を示す位相コヒーレンスファクタ (phase coherence factor: PCF)⁸⁾ に対して、信号の位相を 0° と 180° に 2 極化して算出する。この場合、本提案法と同様に、2 値化信号の平均値から位相の分散値が算出される。2 値化信号の平均値から分散値を算出する過程は、数値の調整 (p 乗のよう

Table 4 各コヒーレンスファクタの関係

| Input signal | Only the DC component | Components around DC |
|------------------|----------------------------|----------------------|
| Real signal | CF, i.e. GCF ($K_0=0$) | GCF ($K_0>0$) |
| Binarized signal | SCF, i.e. GCFB ($K_0=0$) | GCFB ($K_0>0$) |

な値の変換) と同等の処理と考えられるため、SCF と GCFB ($K_0=0$) は同じ手法と言える。これらの関係についてまとめると、**Table 4** のようになり、2 値化信号を用いる SCF は GCFB の特殊な場合 ($K_0=0$) である。GCF では、直流近傍成分 ($K_0>0$) までを評価対象とすることで一様散乱媒質において値のばらつきが抑えられ、CF や SCF に比べて優れた CNR が得られる。この効果は GCFB でも同様に得られる。

8. 結 論

本研究では、GCF の演算量低減を目的とし、入力実数信号を 2 値化した手法 GCFB を提案した。不要信号低減効果と一様散乱媒質の描出能に注目し、シミュレーションと、ファントムを計測対象とした実験データを用いて、提案法の妥当性を検証した。その結果、従来法、提案法ともに DAS よりも優れたコントラスト性能が得られた。従来法と提案法のコントラスト向上効果の優劣については計測対象に依存する可能性があるが、本研究の条件下では、従来法と提案法で同程度の性能が得られた。提案法は信号の 2 値化により演算量を大幅に低減できるため、臨床で用いる診断装置への応用が期待できる。

倫理規定

本研究は、臨床例または動物を対象にしていない。

利益相反

著者全員は本研究内容に関する利益相反を有しない。

文 献

- 1) Mohamed SA, Mohamed ED, Elshikh MF, et al. Design of digital apodization technique for medical ultrasound imaging. Int Conf Comput Electr Electron Eng. 2013; 541-4.
- 2) Capon J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. Proc IEEE. 1969;57: 1408-8.
- 3) Synnevag JF, Austeng A, Holm S. Adaptive beamforming applied to medical ultrasound imaging. IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control. 2007; 54:1606-13.
- 4) Synnevag JF, Austeng A, Holm S. Benefits of mini-

- mum-variance beamforming in medical ultrasound imaging. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2009; 56:1868–79.
- 5) Hollman KW, Rigby KW, O'Donnell M. Coherence factor of speckle from a multi-row probe. *Proc IEEE Ultrason Symp*. 1999; 1257–60.
 - 6) Li PC, Li ML. Adaptive imaging using the generalized coherence factor. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2003; 50:128–41.
 - 7) Wang SL, Chang CH, Yang HC, et al. Performance evaluation of coherence-based adaptive imaging using clinical breast data. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2007; 54:1669–78.
 - 8) Camacho J, Parrilla M, Fritsch C. Phase coherence imaging. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2009; 56:958–74.
 - 9) Wang Y, Zheng C, Peng H, et al. An adaptive beamforming method for ultrasound imaging based on the mean to standard deviation factor. *Ultrasonics*. 2018; 90:32–41.
 - 10) Hasegawa H, Kanai H. Effect of sub-aperture beamforming on phase coherence factor imaging. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2014; 61:1779–90.
 - 11) Sakhaei SM. Optimum beamforming for sidelobe reduction in ultrasound imaging. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2012; 59:799–805.
 - 12) Nilsen CIC, Holm S. Wiener beamforming and the coherence factor in ultrasound imaging. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2010; 57:1329–46.
 - 13) Kanai H, Sato M, Koiwa Y, et al. Transcutaneous measurement and spectrum analysis of hear wall vibrations. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 1996; 43:791–810.
 - 14) Mallart R, Fink M. Adaptive focusing in scattering media through sound-speed inhomogeneities: The van Cittert Zernike approach and focusing criterion. *J Acoust Soc Am*. 1994; 96:3721–32.
 - 15) Burckhardt CB. Speckle in ultrasound B-mode scans. *IEEE Trans Son Ultrason*. 1978; 25: 1–6.
 - 16) Wagner RF, Smith SW, Sandrik JM, et al. Statistics of speckle in ultrasound B-scans. *IEEE Trans Son Ultrason*. 1983; 30:156–63.
 - 17) Patterson MS, Foster FS. The improvement and quantitative assessment of B-mode images produced by an annular array/cone hybrid. *Ultrasonic Imaging*. 1983; 5:195–213.
 - 18) Shen CC, Xing YQ, Jeng G. Autocorrelation based generalized coherence factor for low-complexity adaptive beamforming. *Ultrasonics*. 2016; 72:177–83.
 - 19) Hverven SM, Rindal OMH, Rodriguez-Molares A, et al. The influence of speckle statistics on contrast metrics in ultrasound imaging. *IEEE Ultrason Symp*. 2017.
 - 20) Tanter M, Fink M. Ultrafast imaging in biomedical ultrasound. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2014; 61:102–19.
 - 21) Yiu BYS, Tsang IKH, Yu ACH. GPU-based beamformer: Fast realization of plane wave compounding and synthetic aperture imaging. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2011; 58:1698–705.
 - 22) Bae MH, Jeong MK. A study of synthetic-aperture imaging with virtual source elements in B-mode ultrasound imaging systems. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 2000; 47:1510–9.
 - 23) Frazier CH, O'Brien WD. Synthetic aperture techniques with a virtual source element. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 1998; 45:196–207.
 - 24) Rasmussen JH, Hemmsen MC, Madsen SS, et al. Implementation of tissue harmonic synthetic aperture imaging on a commercial ultrasound system. *IEEE Intl Ultrasound Symp*. 2012.
 - 25) Nikolov SI, Kortbek J, Jensen JA. Practical applications of synthetic aperture imaging. *IEEE Intl Ultrasound Symp*. 2012:350–8.
 - 26) Karaman M, Li PC, O'Donnell M. Synthetic aperture imaging for small scale systems. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 1995; 42:429–42.
 - 27) Hasegawa H, Kanai H. High-frame-rate echocardiography using diverging transmit beams and parallel receive beamforming. *J Med Ultrason*. 2011; 38:129–40.
 - 28) Hisatsu M, Mori S, Arakawa M, et al. Generalized coherence factor estimated from real signals in ultrasound beamforming. *J Med Ultrasonics*. 2020; 47:179–92.
 - 29) Rindal OMH, Rodriguez-Molares A, Austeng A. The dark region artifact in adaptive ultrasound beamforming. *IEEE Intl Ultrasound Symp*. 2017.
 - 30) Cho WH, Ahn YB. Multi-order sampling for digital beamforming of wide-band signals. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*. 1996; 43:495–9.