

博士論文

パラメトリックスピーカによる
可動ビーム生成と
空間センシングに関する研究

岩手大学大学院工学研究科
電気電子・情報システム工学専攻

金城 翔太

目次

1. 序論	1
1.1 背景と本研究の目的	1
1.2 本論文の構成	2
2. パラメトリックスピーカシステムの開発	3
2.1 従来のパラメトリックスピーカシステム	4
2.2 本研究のパラメトリックスピーカシステム	6
2.2.1 駆動信号生成	7
2.2.2 方向制御処理	10
2.2.3 重畳加算による連続波形生成時の接続歪回避処理	11
2.3 ランダム素子配置スピーカ	13
2.4 開発システム	15
2.4.1 システム構成	15
2.4.2 スピーカ駆動用パワーアンプ	17
3. システムの性能評価	19
3.1 演算量	19
3.2 生成信号の周波数特性	22
3.3 ステアリング処理	24
4. ランダム素子配置パラメトリックスピーカ	27
4.1 指向性測定	27
4.2 格子配列スピーカとの指向性比較	33
4.3 素子特性補正による指向特性改善	40

4.3.1 素子特性のばらつき補正	40
4.3.2 最大副極抑圧ビームフォーマ	44
4.3.3 素子特性補正後の指向性（フェーズドアレーの場合）	46
4.3.4 素子特性補正後の指向性（ビームフォーマの場合）	52
4.4 指向性測定結果まとめ	58
5. パラメトリックスピーカによる空間センシング	60
5.1 ステアリングビームを用いた空間センシング	61
5.1.1 物体検出実験	61
5.1.2 人体検出実験	67
6. 結論	69
謝辞	
参考文献	
研究発表論文リスト	

1. 序論

1.1 背景と本研究の目的

パラメトリックスピーカは、変調した強力超音波の自己復調作用を利用した音響装置であり、米山らによって原理が提案されて以来[1]、実用化への研究が行われてきた。既にパラメトリックスピーカは、その出力音響ビームの鋭い指向性を利用し、博物館や美術館で特定位置へのアナウンスに既に使われているが、最近では、さらに、複数のパラメトリックスピーカからの放射音を壁面に反射させて3次元的に音像提示する音像プラネタリウム[2]、搬送波と複数帯域に分割した側波帯の信号を別個のスピーカから出力し、空中で局所的な可聴領域を形成するシステム[2]、パラメトリックスピーカの放射面の形状を平面から凹面状に変化できるようにしたフレキシブルパラメトリックスピーカ[3]、高音質化を目指した非線形性の補正[4]など、様々な応用研究が行われている。

一方、デバイスが多素子から構成されることを利用してビーム方向を操作するステアリングシステムに関しても研究が行われており、高速1bit処理とFPGAボードを用いて開発された576チャンネルのハードウェアシステム[5]や、素子位置に応じた重み付けによって出力ビーム幅を音声帯域全域に亘って等幅となるように制御するビームフォーマ[6]などが報告されている。また、ステアリング処理により出力信号中の周波数成分間でビーム方向をずらして可聴領域の広さを変えるシステム[8]も提案されている。

以上に述べたように、従来の研究は主に可聴領域の広さの制御と高音質化が主目的であり、パラメトリックスピーカの主要な特徴である移動可能な鋭いビームが発生できることに関しては、その用途と有効利用のためのシステムはまだ提案されていないと言える。そこで、本研究では、パラメトリックスピーカのステアリング処理によってソナーのような機能を実現し、音響ビームによる物体検知の可能性について検討する。これにより、本来の特徴であるピンポイントの音響情報伝達機能と組み合

わせ、例えば、人の動きに追従して音声を伝達するシステムなど、これまででない音響システムが構築可能であると考えられる。

1.2 本論文の構成

本論文では、第 2 章でまず、従来のパラメトリックスピーカシステムとその問題点について述べ、演算量とスピーカの指向性に関して改善手法を提案するとともに、これに基づいて開発した本スピーカシステムの全体構成について述べる。第 3 章では、従来システムと本システムの演算時間を比較し、スピーカ駆動部に関する性能評価を行う。第 4 章では、開発したランダム素子配置スピーカの指向性について評価する。第 5 章では、空間センシングの手法について述べ、物体位置検出について検討を行う。第 6 章は本論文の結論である。

2. パラメトリックスピーカシステムの開発

本研究におけるパラメトリックスピーカの駆動システムは、移動可能な音響スポット生成やビーム反射音の観測に基づく空間センシングなど、複数の処理を組み合わせたものになる。これらのプログラム開発を考慮し、FPGAなどのハードウェア主体のシステムではなく、汎用のオーディオインターフェースを用いたPC処理主体のシステムとすることとした。パラメトリックスピーカの駆動は、駆動信号生成と方向制御処理から成り、これらのリアルタイム処理が必要であるが、従来のシステムは、駆動信号生成処理のsingle sideband with carrier (SSB-WC) 変調におけるフィルタリングと、フェーズドアレーによる方向制御における多チャンネルの遅延フィルタにより、多大な演算量を要する。特に、方向制御の多チャンネルフィルタリングに要する演算量はチャンネル数に比例する。これに対し、Ganら[7]は、多チャンネルフィルタ処理回避のため、搬送波のみに正確な遅延を与え、側波帯はサンプル遅延で近似したが、近似による性能への影響は詳細に評価されていない。そこで、本システムでは、SSB 変調信号の生成、および、ステアリングのための多チャンネル遅延処理を周波数領域で行い、近似によらずに演算量を抑えた実時間処理システムを開発することとした。

この章では、2.1節にて従来システムの構成とその問題点に関して述べ、2.2節にて駆動信号生成と方向制御処理の問題点を改善する本手法について、それぞれ分けて述べる。2.3節では、従来のパラメトリックスピーカの指向性に関して改善を行うためのランダム素子配置パラメトリックスピーカについて述べる。2.4節は、本システムの全体構成を述べる。

2.1 従来のパラメトリックスピーカシステム

従来システムの処理の流れを図1に示す。従来のシステムでは図1に示すように、入力信号に対し、時間領域でSSB変調信号を生成した後、遅延フィルタによる方向制御を行い、DA変換して出力する。SSB変調の方式としては、DSB変調信号に対し急峻なローパスフィルタ（LPF）またはハイパスフィルタ（HPF）によって使わない側波帯をカットする方法や、Phase Shift Network法（PSN 法）[7]を用いる手法がある。PSN法については、図2にその変調処理の流れを示す。図のように、入力信号 s を double sideband（DSB）変調した信号 s_c と、ヒルベルト変換してからDSB変調した信号 s_s を加算あるいは減算することによって片側側波帯信号を生成し、搬送波を加えてSSB-WC変調信号を出力する。処理はLPFまたはHPFを用いる方法と同様、フィルタリングを含む時間領域の処理である。

また、方向制御に関しては、上村らの手法[8]では正確にステアリングを行うために変調信号に対して遅延フィルタとの畳み込みを行っている。一方Ganらの手法[7]では、演算時間の短縮を狙い、搬送波に関しては目的方向にビームが形成されるように任意の位相で正弦波を生成し、側波帯成分に関しては搬送波の遅延に近いサンプル遅延で近似して方向制御処理を行っている。

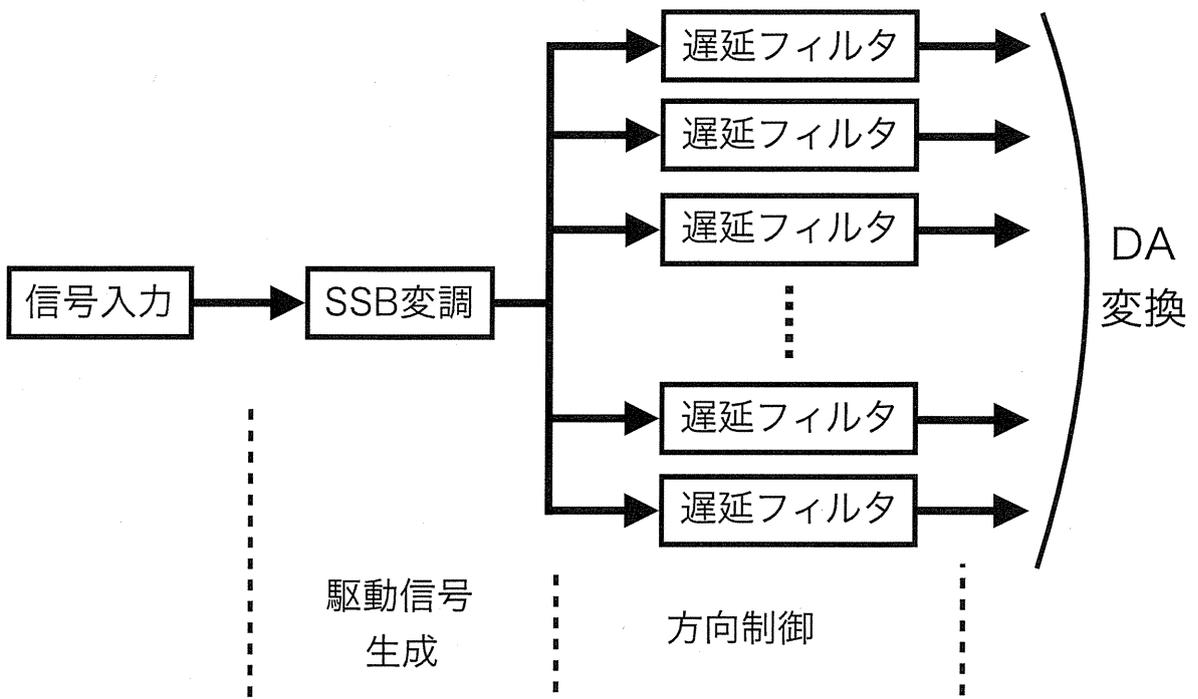


図1 従来手法の時間領域処理の流れ

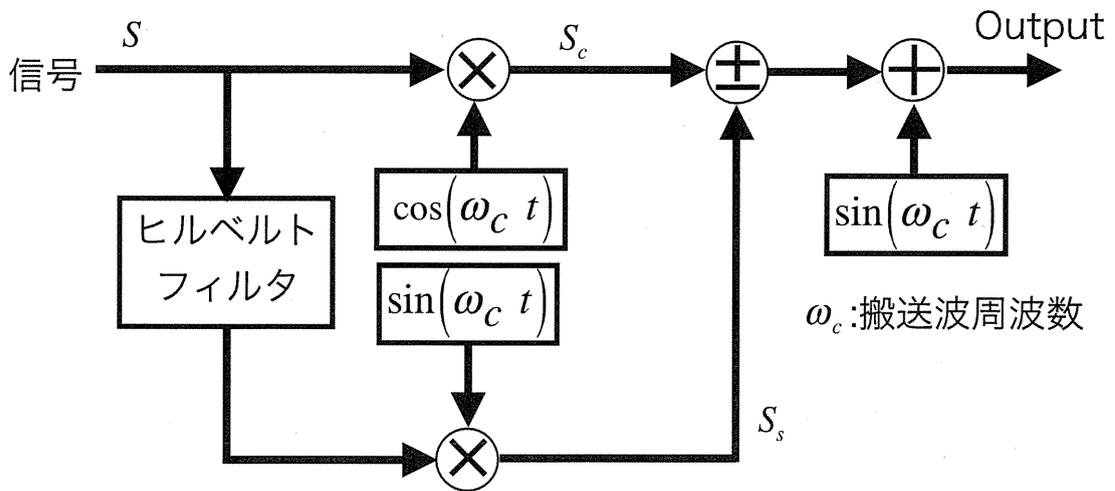


図2 Phase Shift Network 法

2.2 本研究のパラメトリックスピーカシステム

前節で述べたように、従来のシステムではSSB変調信号生成と遅延フィルタによる方向制御は各々フィルタリングを含むため、特に方向制御における遅延フィルタの畳み込みに処理時間がかかってしまう。そこで、本研究のシステムでは同等の処理を周波数領域にて行うこととした。本システムの処理の流れを図3に示す。本システムでは図3に示すように、SSB変調信号生成に対応する駆動信号生成と、遅延フィルタに対応する方向制御を、入力信号のDFTの各成分に対する成分位置シフトと位相変化を与えるための複素数乗算のみの一括処理で行う。次節に、駆動信号生成と方向制御の処理を説明する。

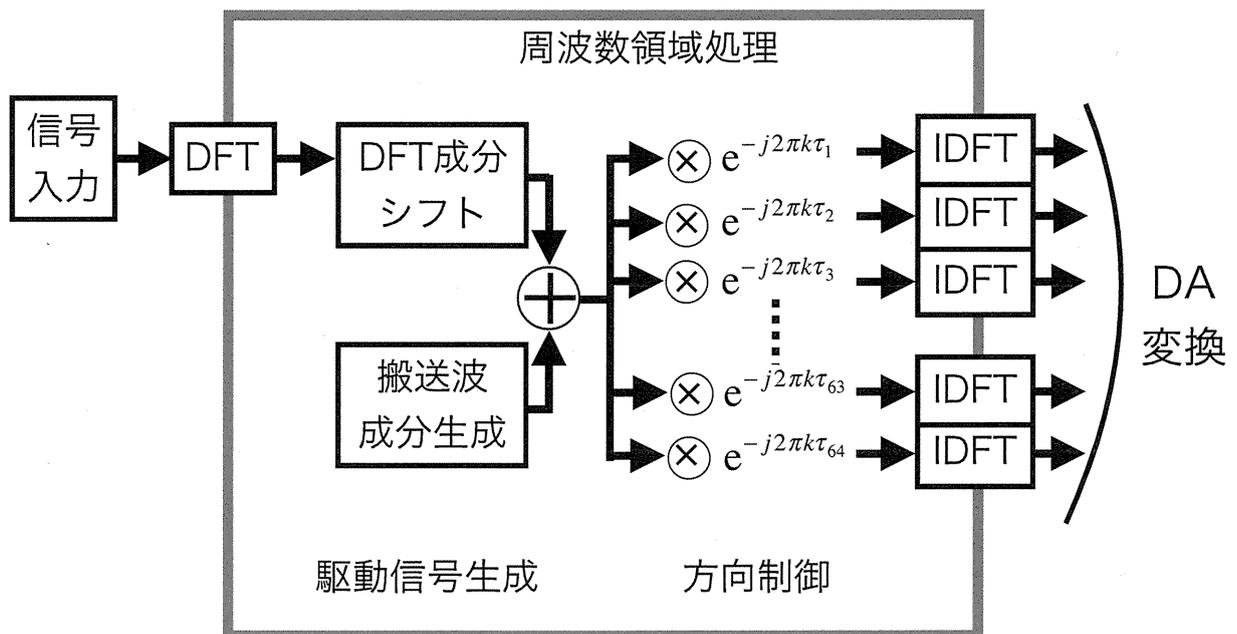


図3 周波数領域処理の流れ

2.2.1 駆動信号生成

SSB-WC変調は自己復調に必要な搬送波と側波帯を1組生成するが、本システムでは、SSB-WC変調の代わりにDFT成分の移動による帯域シフトを用いる。上下どちらの側波帯を使うかによって処理が異なるため、以下に別個に説明する。

a) 上側側波帯を使う場合

上側側波帯を使う場合、図4に示すように搬送波周波数よりも高い周波数へ周波数成分を並行移動する。この操作は次式で表される。

$$Y_{\text{USB}}(k) = \begin{cases} X(k - k_c) & \left(k_c \leq k \leq \frac{N}{2} \right) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 $X(k)$ は音源信号のDFT、 $Y_{\text{USB}}(k)$ は上側側波帯に移動後のDFT、 k は離散周波数番号、 k_c は搬送波の離散周波数番号、 N はDFT点数である。

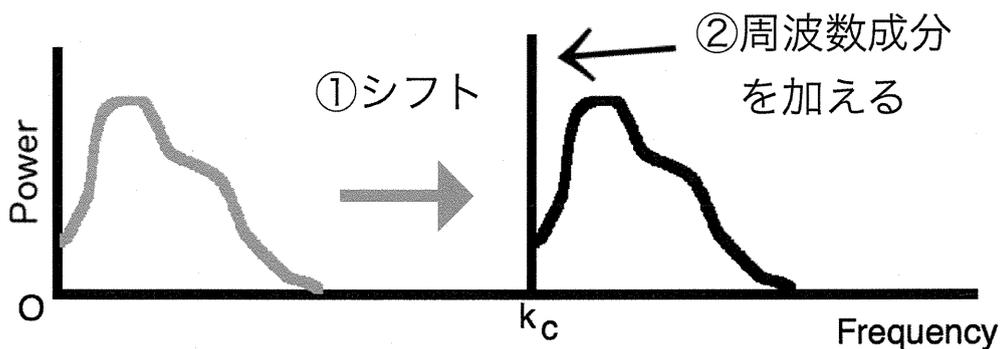


図4 周波数シフト（上側側波帯に移動する場合）

b) 下側側波帯を使う場合

下側側波帯を使う場合は、図5に示すように、搬送波と側波帯成分の周波数の差が音源の周波数スペクトルと一致するように、音源信号のDFT成分の高低を反転させてからシフトする。周波数成分の高低を反転させると時間領域では時間軸が反転するので、次式のように複素共役を取ってから反転し、その後 $N/2 - k_c$ だけ低い方へ移動させる。

$$Y_{\text{LSB}}(k) = X^* \left(\frac{N}{2} - k_c + \frac{N}{2} - k \right) \\ = \begin{cases} X^*(N - k_c - k) & \left(k_c \leq k \leq \frac{N}{2} \right) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2)$$

ここで、*は複素共役、 $Y_{\text{LSB}}(k)$ は下側側波帯に移動後のDFTである。

a) , b) のいずれの場合も片側側波帯のDFTスペクトル上に別途搬送波の複素成分を生成して k_c の位置に代入すればSSB-WC変調信号と同等の信号が得られる。この結果、本システムの駆動信号のDFTは次式のように表される。

$$Y(k) = \begin{cases} Y_{\text{LSB}}(k) \text{ or } Y_{\text{USB}}(k) & (k \neq k_c) \\ A_c e^{j2\pi k T_p u} & (k = k_c) \end{cases} \quad (3)$$

ここで、 A_c は搬送波振幅、 u はDFTのフレーム番号、 T_p はDFTのフレーム周期の点数である。

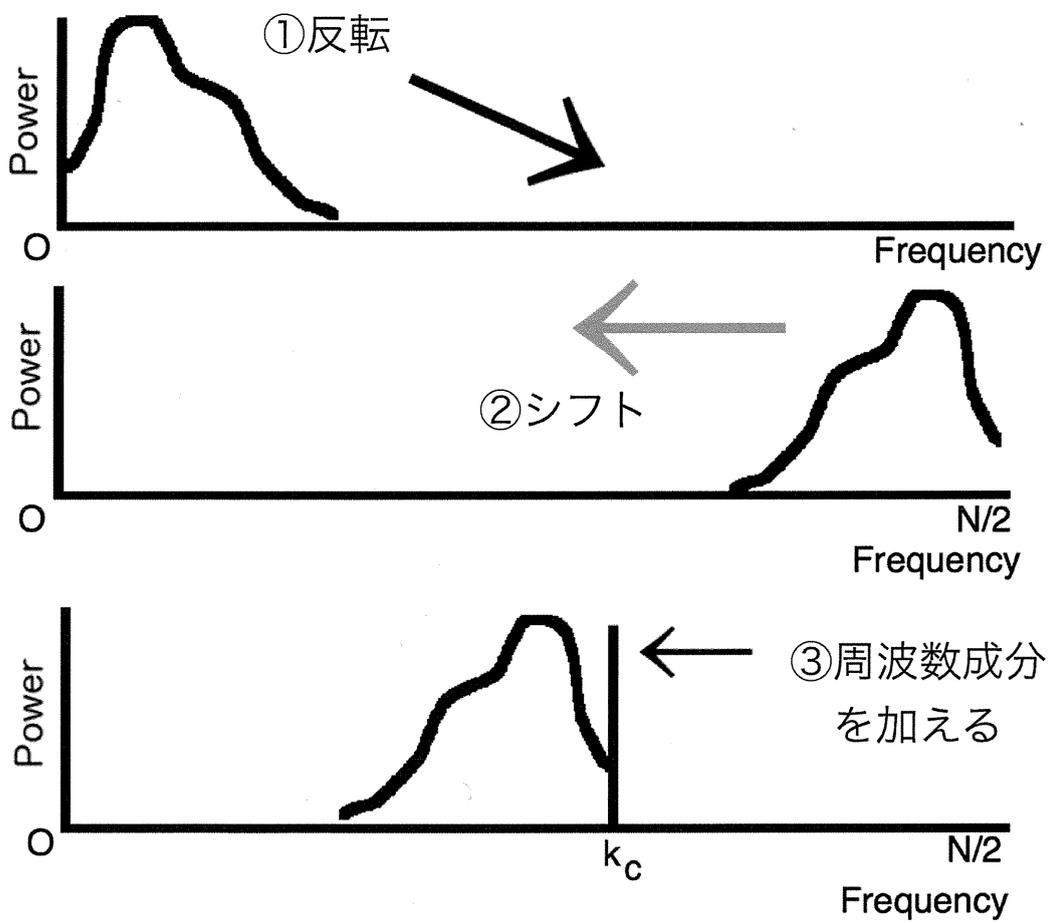


図5 周波数シフト（下側側波帯に移動する場合）

2.2.2 方向制御処理

従来システムでは時間領域での処理のため、変調信号と遅延フィルタの畳み込みを行っている。一方、本システムでは周波数領域で変調を行っているため、方向制御も周波数領域の遅延を用いる。これにより、各チャンネルの遅延フィルタによる畳み込みはDFT成分に対する積に置き換えられ、演算量の面で有利になる。

方向制御処理の遅延付加は次式のように表される。

$$Y_m(k) = Y(k) e^{-j2\pi k(\tau_m f_s - \tau_{\text{DAC}_m})} \quad (4)$$

ここで、 m はチャンネル番号、 $Y_m(k)$ は本システムの m チャンネル目の駆動信号成分、 f_s はサンプリング周波数、 τ_{DAC_m} は m チャンネル目の DAC の遅延サンプル数である。ただし本システムの装置では、 τ_{DAC_m} は DAC のデバイスごとに一定の値であるため、デバイス1台に1チャンネルのモニタで十分である。また、 τ_m は、

$$\tau_m = \frac{d_o - d_m}{c} \quad (5)$$

$$d_o = \|\mathbf{F} - \mathbf{O}\| \quad (6)$$

$$d_m = \|\mathbf{F} - \mathbf{P}_m\| \quad (7)$$

である。ここで、 \mathbf{F} はビームを収束させる目標位置を意味するビームの焦点の位置ベクトル、 d_o は原点から焦点までの距離、 d_m は各素子位置から焦点までの距離、 \mathbf{O} は原点座標の位置ベクトル、 \mathbf{P}_m は各素子の座標の位置ベクトル、 c は音速である。原点座標はスピーカを中心とした。

2.2.3 重畳加算による連続波形生成時の接続歪回避処理

各チャンネルでIDFTにより得られた各フレームの波形をフレーム周期 T_p ずらしながら重畳加算し、出力用の連続波形を生成する。フレーム間の接続を考慮し窓関数はハニング窓を使うが、通常 $T_p \leq N/2$ であり、この場合側波帯生成時のDFT成分位置のシフトに起因する歪が生じる。そこで、フレーム周期 $T_p = N/2$ のときに限られるが、この接続歪を回避するため、DFT成分のシフト数 l とフレーム番号 u に応じて以下の処理を行う。

$$Y(k) = \begin{cases} -Y(k) & (\text{both } l \text{ and } u \text{ are odd number}) \\ Y(k) & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (8)$$

以下に理由を説明する。DFTの帯域シフト後の周波数番号は $k+l$ であり、初期位相を θ とするとフレーム中点でのシフト前の位相は、

$$\frac{2\pi k + \theta}{2} = \pi k + \frac{\theta}{2} \quad (9)$$

であるが、シフト後の位相は、

$$\frac{2\pi(k+l) + \theta}{2} = \pi k + \pi l + \frac{\theta}{2} \quad (10)$$

となる。これらの位相は、シフト量が偶数のときは一致するが、奇数のときは位相が π ずれることが分かる。したがって、奇数点分周波数シフトすると極性がシフト前と逆になるため、そのまま重畳加算すると波形

が大きく歪む。したがって、周波数シフト量が奇数のときは位相を π ずらす、すなわちそのフレームの波形極性を反転することにする。1回位相をずらすと次は位相が元に戻るので、次フレームはずらさない。結局、周波数シフト量が奇数、かつ、処理フレームが奇数番目のときは波形の極性を反転する。

2.3 ランダム素子配置スピーカ

パラメトリックスピーカの本体は、超音波振動子を多数平面上に並べたものであり、有限振幅の強力な音波発生のため、セラミック圧電振動子が用いられる。振動子の配列形状によって特性が変わるが、従来は超音波振動子をなるべく密に配置するため、六角格子配列や正方格子配列のスピーカが用いられている。しかし、規則配置のスピーカは、素子間隔に応じて大きな副極が出現しやすく、特にビームのステアリング角度が大きいほど顕著となるため、移動音響スポット形成やビーム走査を用いた空間センシングなどでは性能低下の原因となる可能性がある。合成開口空中ソナーの研究[9]では、この問題に対して16個の直線配列超音波振動子の間隔を不均一にすることによって副極の抑圧を行っているが、パラメトリックスピーカでは自己復調の効率を高めるため素子をなるべく密に配置する必要があり、同じ配置を適用することはできない。また、素子径を小さくして全ての素子間隔を狭めることによってもこの現象は回避可能であるが、一般に小さい素子は一個あたりのパワーが小さいため、十分な音圧を得るには多数の素子とそのための処理が必要となり、ハードウェアコストと処理コストが増大する。そこで本システムでは、高パワーが出力可能な比較的大きなサイズの素子を用いてチャンネル数を抑え、かつ、高レベルの副極を抑えるため、ランダムな素子配置のパラメトリックスピーカを開発した。

図6に本研究で開発したパラメトリックスピーカを示す。64個の振動子を半径9cmの円内に配置してあるが、大きな副極が生じるのを防ぐため配置を不規則にしてある。先に述べたように、用いた超音波振動子は、比較的少数の素子でも十分な出力パワーを確保するため、直径16mmの比較的大型のもの（SPL (Hong Kong) Ltd. UT1612MPR）を使用した。図7に使用した超音波振動子の周波数特性を示す。仕様では中心周波数は $40\text{k}\pm 1\text{kHz}$ であり、図に示した特性においても 39.5kHzあたりにピークがあるが、67kHz付近にも第2のピークが見られる。他の全

ての振動子の特性を測ったところ、このピークは $66\text{k}\pm 1\text{kHz}$ の範囲にあった。開発したスピーカシステムは超音波振動子の共振周波数に合わせて搬送波周波数を 40kHz とし、このときの副極レベルが低くなるような素子配置をコンピュータシミュレーションにより求めた。素子は全て同じ特性であると仮定し、約9万パタンのランダム配置の指向性を計算し、想定するステアリング方向に亘り最大副極が最も低かったパターンを選択した。



図 6 ランダム素子配置パラメトリックスピーカ

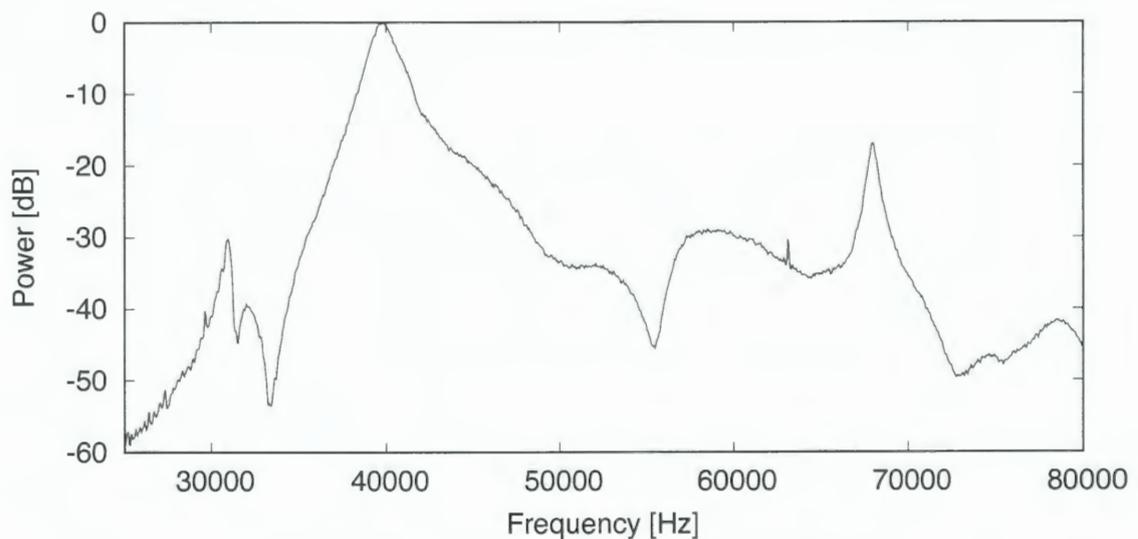


図 7 使用した超音波振動子の周波数特性

2.4 開発システム

2.4.1 システム構成

図8に開発したパラメトリックスピーカ駆動システムの構成を示す。図に示すように本システムは目的音源信号の入力後、前節までで述べた変調波相当のスピーカ駆動信号生成、および、方向制御処理をホストPCにおいて行った後、3台のDA変換器（DAC）と、パワーアンプを介してパラメトリックスピーカの各素子に駆動信号を出力する。また、異なるDAC間の遅延を検出するため、各DAC出力の1チャンネル分をAD変換器（ADC）に入力し、PCでモニタリングする。開発した実際のシステムを図9、図10に示す。PC内の信号処理はサンプリング周波数192kHzで行うが、このサンプリング周波数で64チャンネル分を出力するため、図9中の左側のようにAD/DA変換器は各16チャンネルの装置1台（MOTU 16A）とDACは24チャンネルの装置2台（MOTU 24Ao）を使用した。図9中の右側はホストPC（MacBook Pro）である。図10は無響室内に設置したパワーアンプとスピーカ本体である。

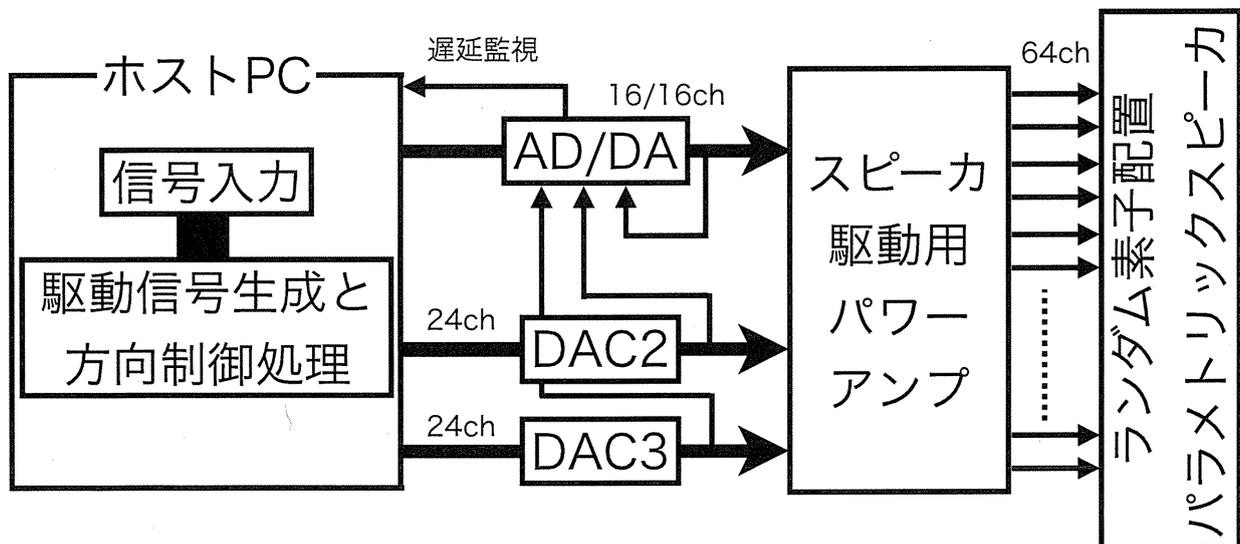


図 8 パラメトリックスピーカ駆動システムの構成。



図 9 3台のDAC (左) とホストPC (右)

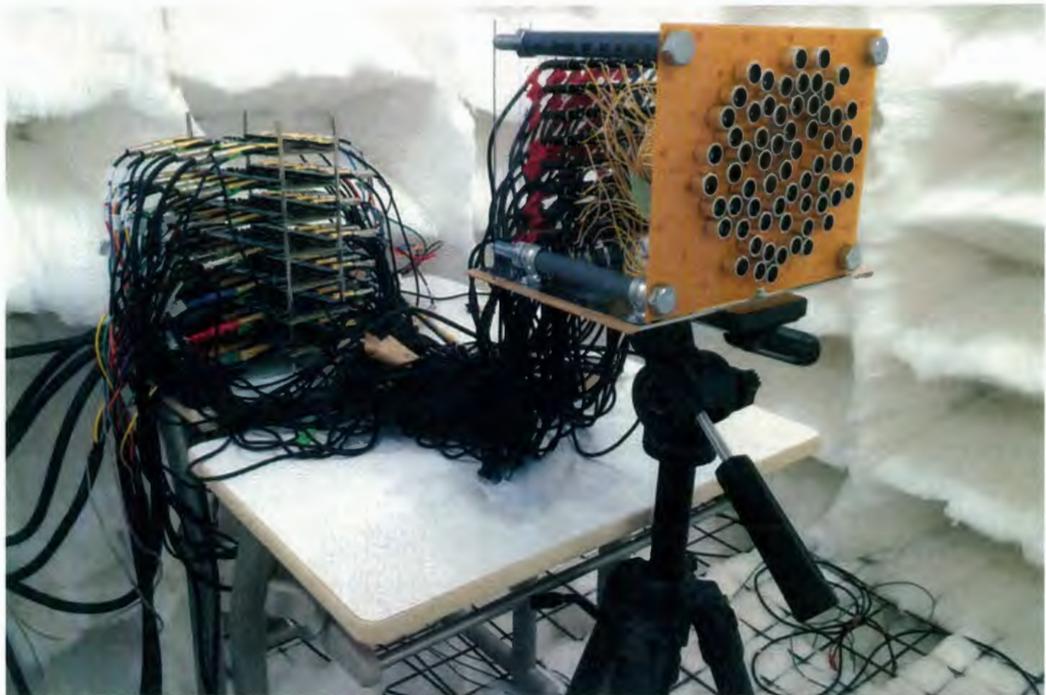


図 10 パワーアンプとランダム素子配置パラメトリックスピーカ

2.4.2 スピーカ駆動用パワーアンプ

図 11 に開発した 10 チャンネル分の出力アンプを示す。また、図 12 にこのアンプの 1 チャンネルあたりの回路図を示す。パラメトリックスピーカは 64 チャンネルであるため、同一の 10 チャンネルアンプを 7 つ製作した。各チャンネルの増幅回路は、広帯域オペアンプ（新日本無線 MUSES 8920）による増幅率 20 倍の反転増幅回路とトランジスタによるドライバからなる。

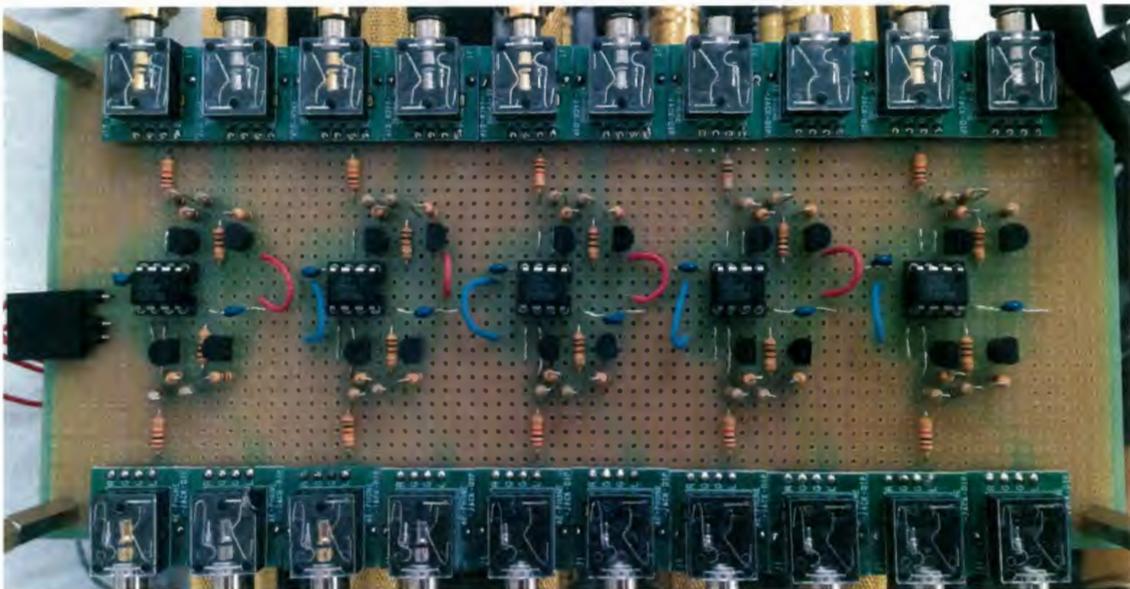


図 11 10 チャンネル出力アンプ

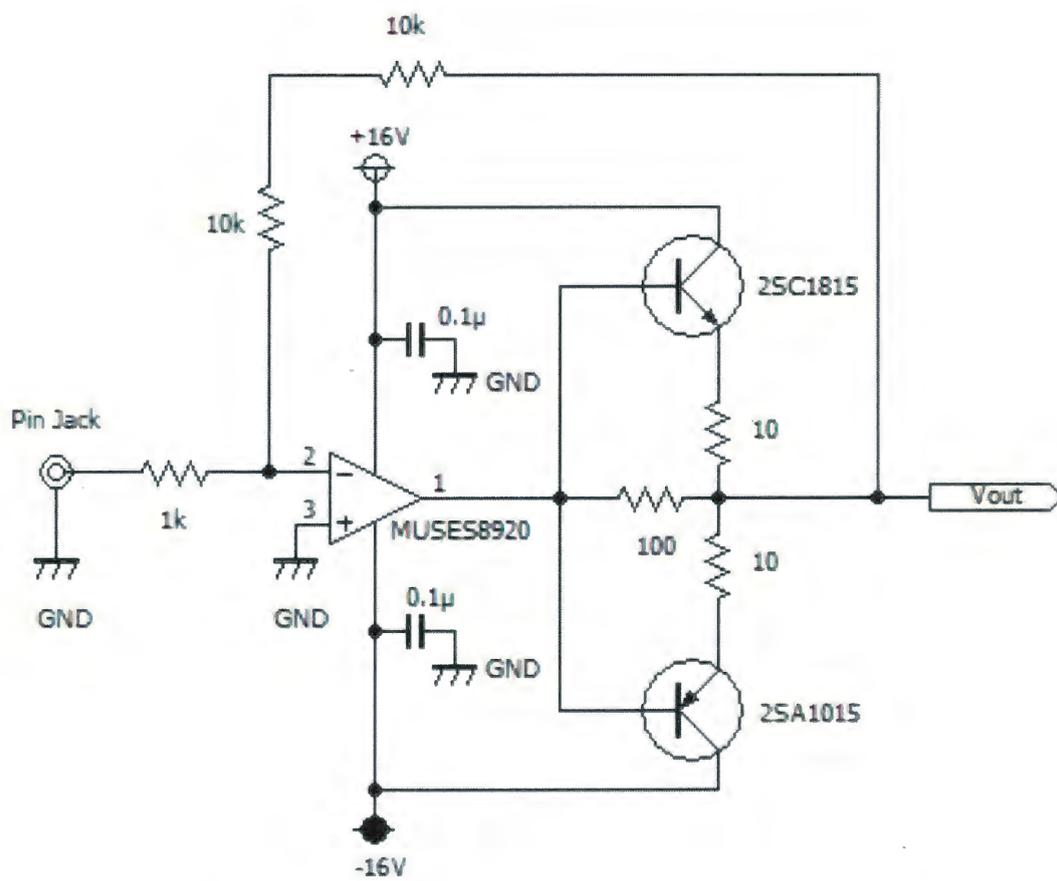


図 12 出力アンプの1チャンネルあたりの回路図

3. システムの性能評価

本提案システムの周波数領域処理に関する評価するため、演算量、生成信号の周波数特性、実動作におけるステアリングの性能の3点について従来の時間領域処理と比較した。

3.1 演算量

まず、演算量について評価した。時間領域でSSB-WC変調信号を生成する従来手法としては、DSB-WC変調信号に片側側波帯のみをカットするためのLPFをかける方法と、ヒルベルトフィルタを用いたPSN法について検討した。これらの従来法では、ビームステアリングにはFIRの遅延フィルタを用いた。LPFとヒルベルトフィルタのフィルタ長は、上側側波帯を十分に抑圧できるなるべく小さい値とし、LPFのフィルタ長は256、ヒルベルトフィルタのフィルタ長は301、方向制御のための遅延フィルタ長は150とした。周波数領域での処理では、FFT点数は $N=4096$ の他に比較のため $N=32768$ も用いた。パラメトリックスピーカの素子数は64、変調を行う信号の信号長は60秒とし、100回実行したときの平均処理時間を求めた。処理を行うホストPCのCPUは2.8 GHzのIntel Core i7-4980HQである。単一フレーム長分の処理時間は短く測定誤差が大きいため、60秒の信号生成に関する累積処理時間を測定した。

表1に各手法の平均処理時間を示す。この表においては、全体の処理時間の他に、従来法ではSSB-WC変調にかかる時間、本システムではFFT、IFFT、および、側波帯信号生成に関する時間を内訳として示してある。表1を見ると、変調信号生成では、DSB-WC変調信号にLPFをかける手法が最も処理時間が短い。本手法の信号生成の演算量が多いのはFFTと64チャンネル分のIFFTをここに含めたためである。しかし、本システムはどちらの従来法よりも処理時間が短く、 $N=4096$ の場合、DSB-

WC変調信号にLPFをかける手法の約43%，PSN法の約39%となっており，60秒以内に処理ができていることからリアルタイム処理が可能であり，一方，従来法ではどちらも60秒を超えているためこのままではリアルタイムで処理できないことが分かる。

表 1 60秒の出力信号生成にかかる平均処理時間[s] (1方向出力)

	提案システム		DSB-WC + LPF	PSN法
	N=4096	N=32768		
変調	—	—	6.4	16.5
領域変換と駆動信号生成	13.1	16.5	—	—
方向制御を含めた 全ての処理	39.1	43.0	91.0	100.9

また、図5の素子周波数特性で見られる67kHz付近のピークを利用し、文献[8]のように複数の帯域を用いて各々の帯域ごとに別の方向へ異なった信号をビーム出力することを考える。ここでは40kHz搬送波+下側側波帯と65kHz搬送波+上側側波帯でビームを別方向へ出力することを想定して処理を行った。その平均処理時間を表2に示す。表1と比べてわかるように、変調信号の生成とFFT、IFFTに関しては本システムは2番目の入力信号用のFFTが増えるだけなのでほとんど演算時間の増加がないのに対し、従来法はDSB-WC変調信号にLPFをかける手法では約1.5倍、PSN法では約1.8倍演算時間が増加した。また、 $N=4096$ の場合、処理時間はDSB-WC変調信号にLPFをかける手法の約42%、PSN法の約35%となり、本システムでは2方向出力の場合でもリアルタイム処理が可能であることが分かる。

表 2 60秒の出力信号生成にかかる平均処理時間[s] (2方向出力)

	提案システム		DSB-WC + LPF	PSN法
	N=4096	N=32768		
変調	—	—	9.3	30.0
領域変換と駆動信号生成	13.3	17.0	—	—
方向制御を含めた 全ての処理	47.6	51.8	114.3	134.6

3.2 生成信号の周波数特性

提案法による生成駆動信号の周波数特性について確認した。ここで、駆動信号生成には下側側波帯を用いた。入力信号は女性のアナウンス音声2秒分の波形であり、その0.5秒から1.0秒の範囲を図15 (a) に示す。また、同信号の0.6秒付近のパワースペクトルを図13に示す。次にこの信号区間に対応する駆動信号の周波数スペクトルを図14 に示す。図14において、実線が提案法、破線がPSN法のスペクトルである。図14から分かるように、提案法では下側側波帯に音声周波数成分が反転して移動しており、搬送波の成分が40kHzに生成されていることが分かる。また、搬送波周波数以下の帯域では、PSN法の周波数特性とほぼ一致している。PSN法では下側側波帯の搬送波周波数に近い成分のパワーが少し低く、また、搬送波周波数より上の帯域（40～41kHz）に上側側波帯で打ち消せなかった成分が残っている。これは、用いたヒルベルトフィルタの特性が全域で平坦ではなく直流分付近の低域がカットされていることによるものである。この成分により復調波の低域に歪が生じる可能性がある。これを除くには更に長いヒルベルトフィルタが必要になるが、演算量を考慮するとそこまでの精度を求めるのは得策ではない。これに対し、本システムの方法では上側側波帯の成分は十分に小さいことが分かる。以上から、提案法による駆動信号生成は従来手法で生成したSSB変調信号と同等以上の性能であることが分かる。

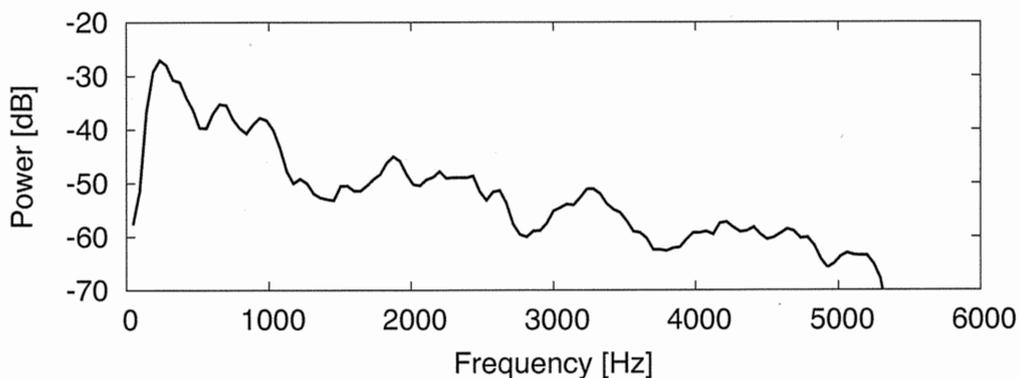


図 13 使用した区間の音声のパワースペクトル

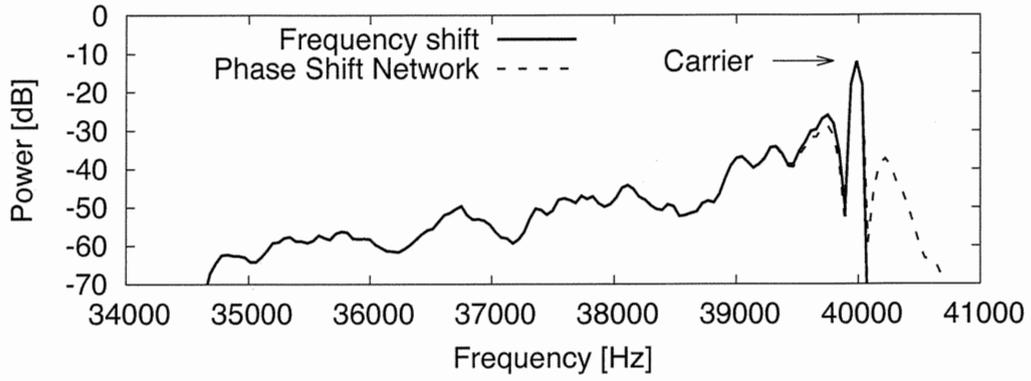


図 14 駆動信号のパワースペクトル

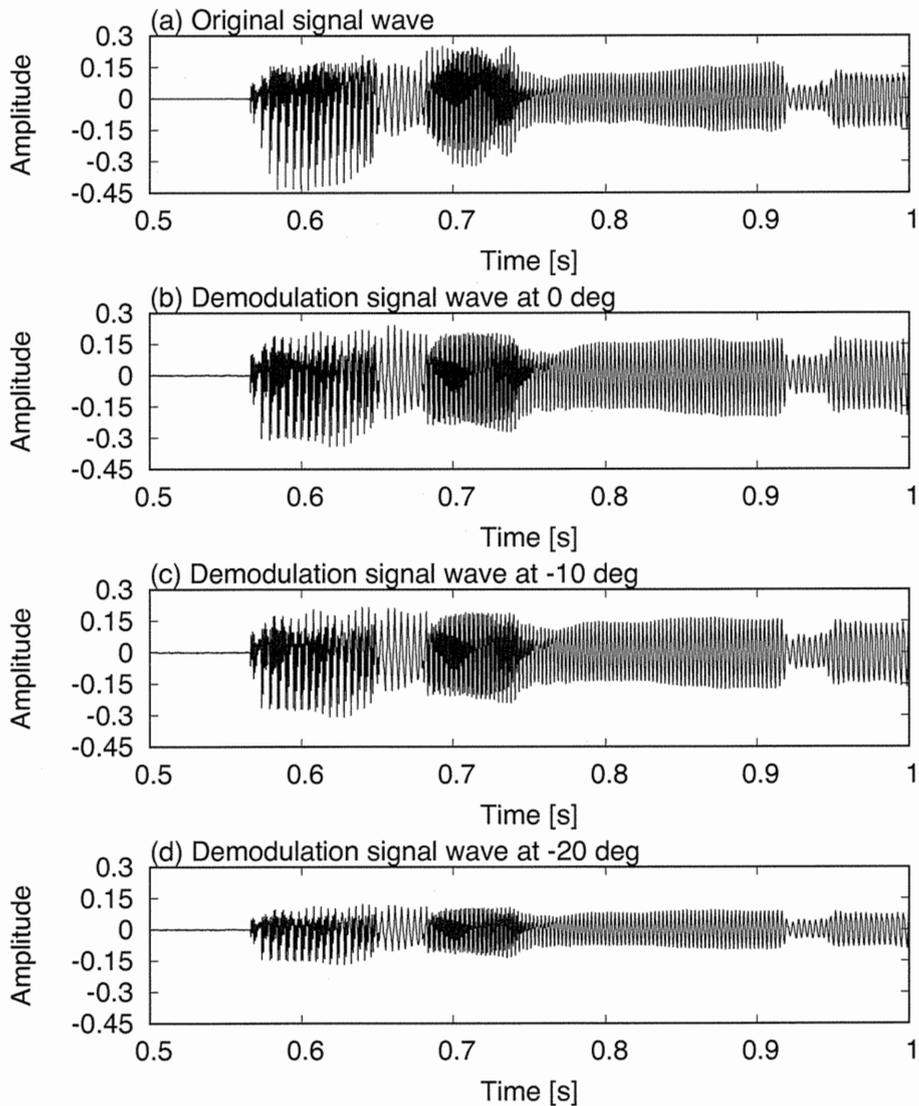


図 15 原音声と各ステアリング角度における復調信号の波形

3.3 ステアリング処理

提案法によるビームステアリングの性能について評価するため、スピーカから音を放射して音響測定を行った。測定は無響室で行った。音源は図 15 (a) に示す音声である。測定に使用したマイクロホン、プリアンプ、マイクアンプはそれぞれ小野測器の MI-1531, MI-3140, AU-2200 である。サンプリング周波数は192kHz, FFT点数は4096, 搬送波周波数は40kHzとした。

まず、図16にステアリング角度ごとのメインビームの相対音圧を示す。図16の実線は搬送波 (40kHz), 3本の破線は図13の入力音声のパワースペクトルにおける低域の3つのピークの周波数における音圧であり、周波数は258Hz, 638Hz, 953Hzである。いずれも方位 0° の値を0dBとして正規化してある。図16を見ると、ステアリング角度の絶対値が大きくなるにつれてどの音圧も減衰しているが、これは素子の指向性によるものであると考えられる。また、復調波の場合、ステアリング角度の絶対値増大に伴う減衰は、搬送波よりも大きいことが分かる。

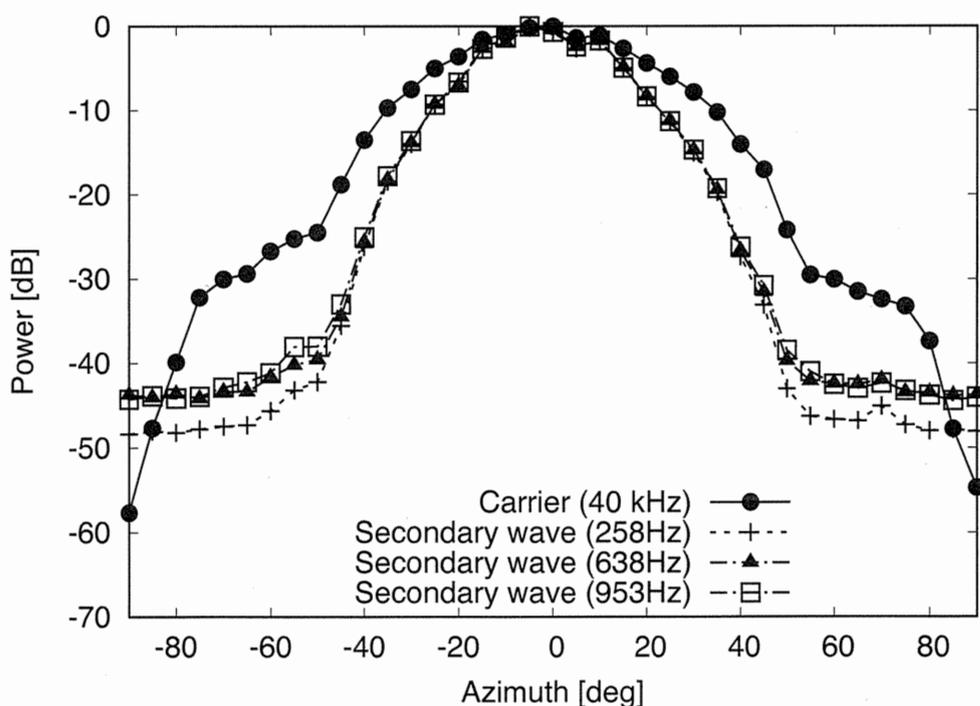


図 16 ステアリング角度による音圧の違い

次に、図 15 (b) , (c) , (d) に、方位角 0° 、 -10° 、 -20° に各々ステアリングした時の各方向における自己復調波のマイクロホン録音信号波形を示す。これらの信号は、超音波成分を LPF で取り除いてある。復調波の振幅はステアリング方向によって変化し、また、原信号に対してもスケールが異なっているが、平均振幅の違いを除いて再現精度を評価するため、復調波の平均振幅を原信号の平均振幅と等しくなるように振幅を伸縮してから SN比を計算した。SN比は、角度 i におけるSN比を SNR_i とすると、

$$SNR_i = 10 \log_{10} \frac{\overline{s_i(t)^2}}{|\overline{s_i(t) - x(t)}|^2} \quad (11)$$

により計算した。ここで、 $s_i(t)$ は伸縮後の角度 i における復調波信号、 $x(t)$ は原信号、 $\bar{\cdot}$ は時間平均を表し、平均化は用いた2秒の音声全体について行った。図17にステアリング角度ごとの復調波のSN比の計算結果を示す。ステアリング角度が $\pm 40^\circ$ より外側ではSN比が大きく低下したが、正面方向は19dB、正面以外の $\pm 35^\circ$ の範囲では約22dBでほぼ一定の値となった。以上の結果から、本システムのステアリング機能の有効性が確認できた。

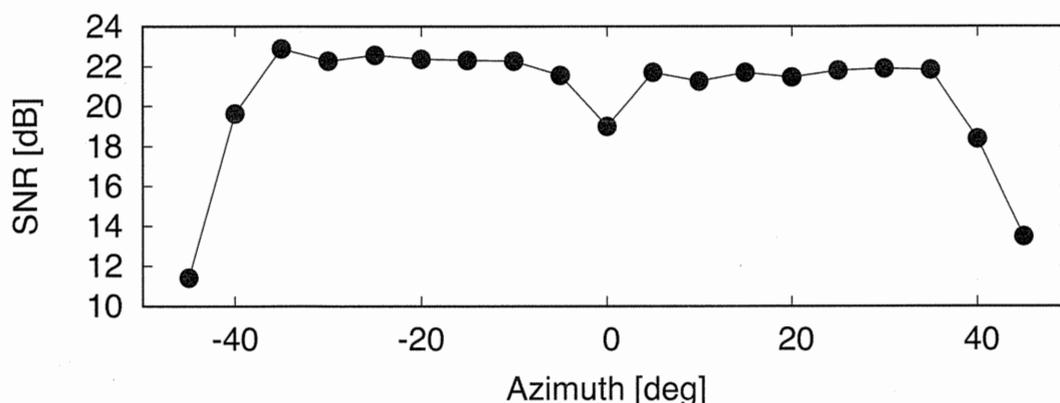


図 17 ステアリング角度ごとの復調音のSN比

ここで、図15の各波形の周波数スペクトルを図18に示す。この図から、約1kHzまでは原音とおおよそ一致しているが、周波数が高くなるにつれて原音よりレベルが低下している。通常、パラメトリックスピーカの復調音は高域上がりの特性になるとされているが[1][10]、本システムでは従来とは異なる特性となった。ランダム素子配置によって振動板の隙間が大きくなり、円板や密集した素子配置のスピーカとは異なる現象が生じている可能性がある。

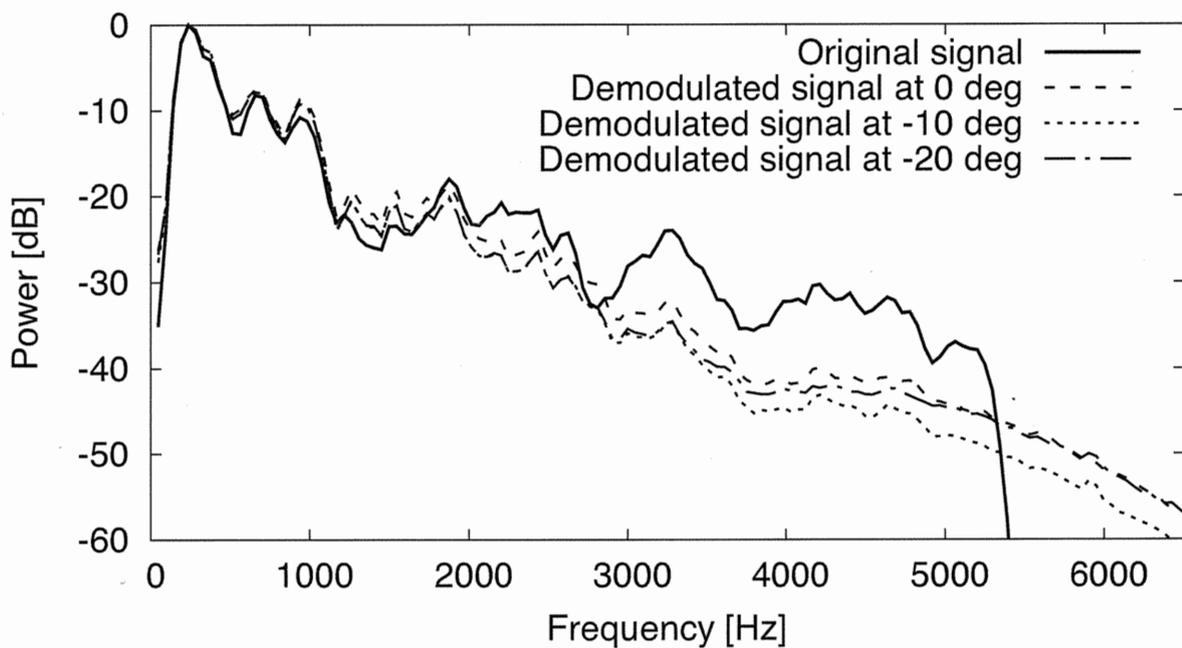


図 18 原音声と各ステアリング角度におけるパワースペクトル

4. ランダム素子配置パラメトリックスピーカ

4.1 指向性測定

製作したランダム素子配置パラメトリックスピーカの特性について確認するため、スピーカの指向性を測定した。録音は3.3節と同様に無響室で行った。スピーカからマイクロホンまでの距離を1.5m、搬送波周波数を40kHz、復調対象の可聴音を1kHzの正弦波とした。また測定は、ステアリング角度を方位角 $-20^\circ \sim 20^\circ$ の範囲において 10° 置きとし、スピーカ正面に対して左右 45° 、上下 30° の範囲をそれぞれ 3° きざみでスピーカ側を回転させることにより行った。使用したマイクロホン、プリアンプ、マイクアンプは3.3節と同じである。

ステアリング方位角を 0° 、 10° 、 -10° 、 20° 、 -20° に設定したときの指向性を図19、20、21、22、23に示す。仰角は 0° 固定である。それぞれの図において、(a)は搬送波(40kHz)の指向性、(b)は復調音(1kHz)の指向性である。また、搬送波においては -15dB 以上、復調音においては -25dB 以上を表示してある。表3にそれぞれのステアリング角度におけるメインビームと最大副極とのレベル差を示す。全ての角度においてメインビームが指定角度に出現していたが、ステアリング角度の絶対値が大きくなるにつれてメインビームのパワーが弱くなるため、相対的に副極レベルが上がり、表3に示すように、ステアリング角度 20° では、メインビームと同レベルの副極レベルとなった。

表3 メインビームと最大副極とのレベル差[dB] (ランダム素子配置)

ステアリング 方位角	-20°	-10°	0°	10°	20°
搬送波	3.6	4.4	11.7	9.3	1.9
復調音	4.7	8.9	21.8	19.1	4.5

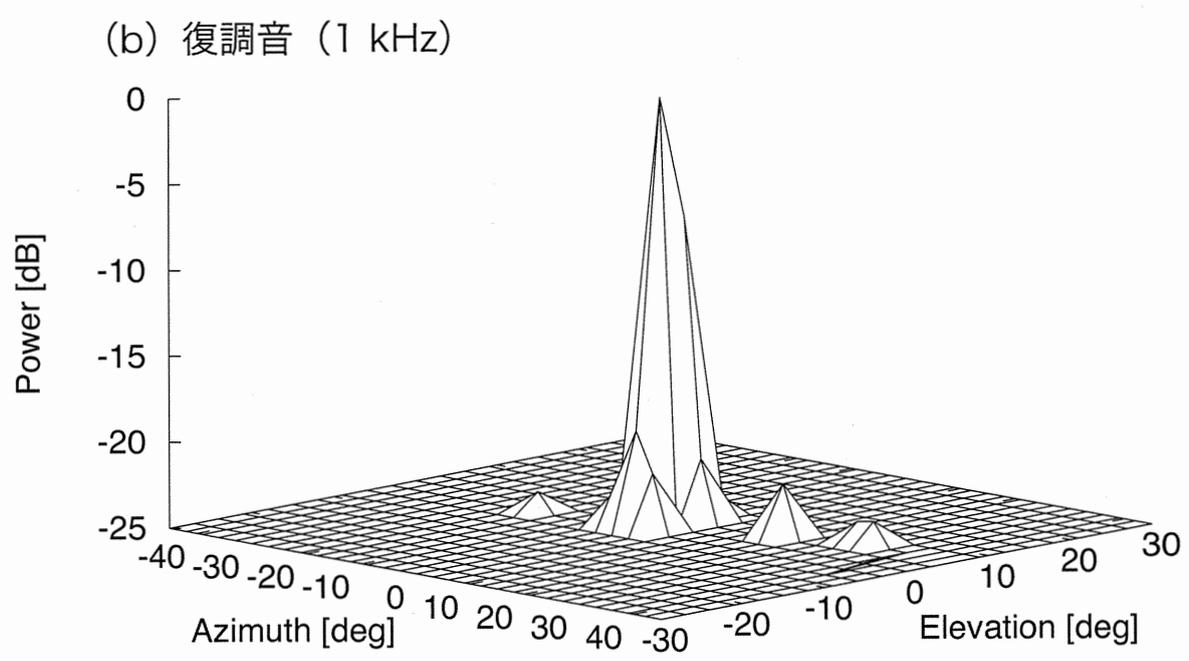
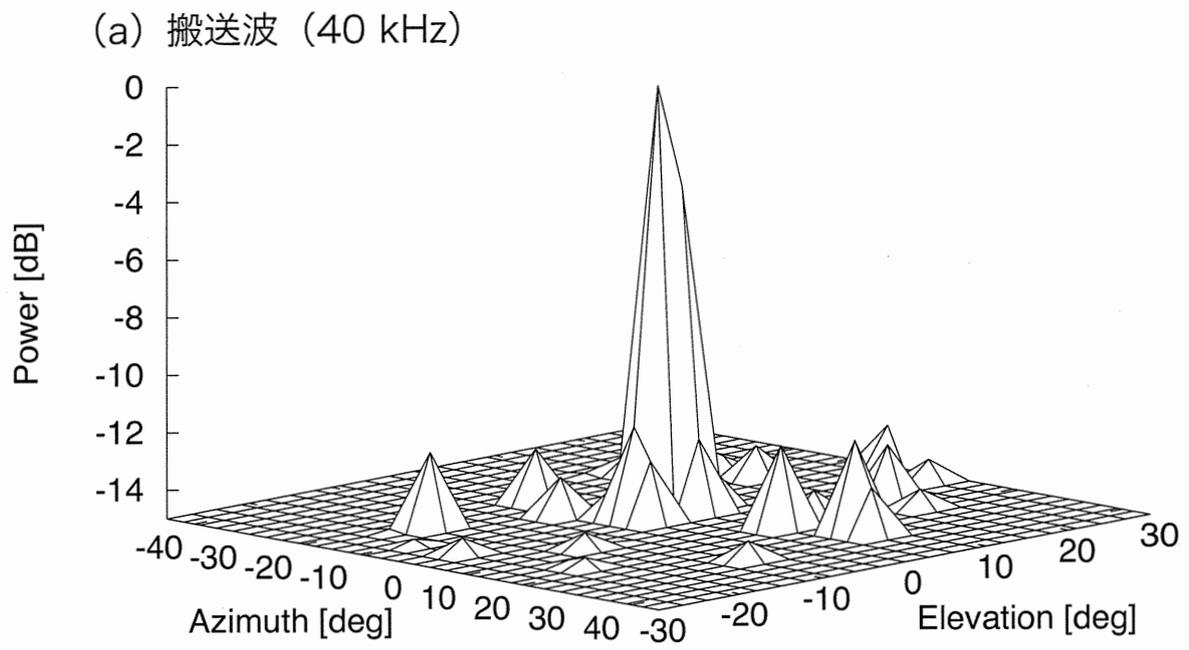
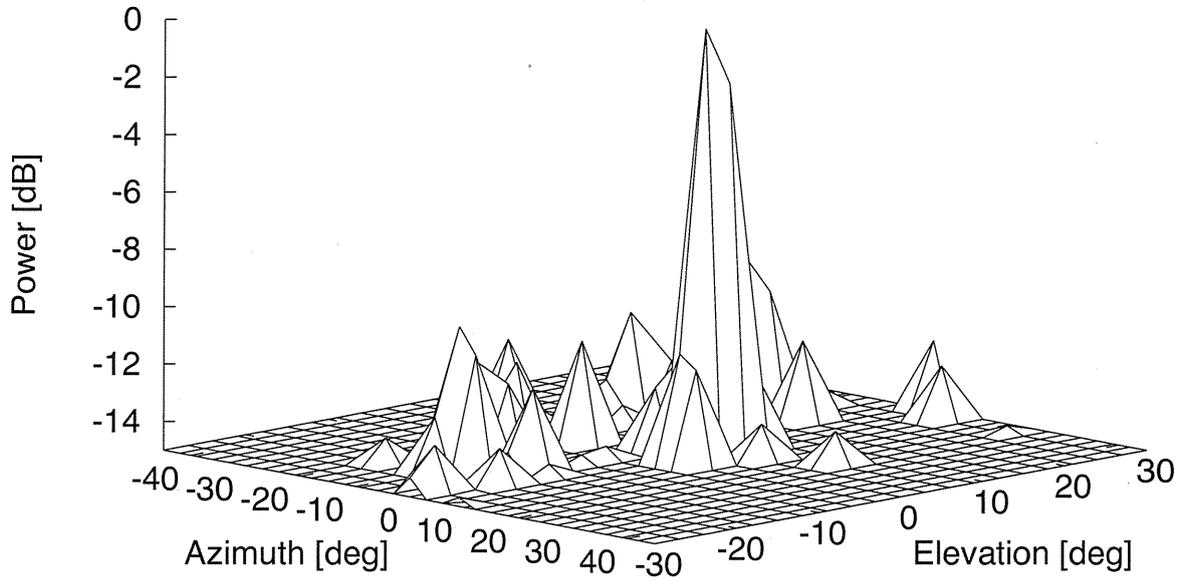


図 19 ステアリング0°における指向性
(ランダム素子配置スピーカ)

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

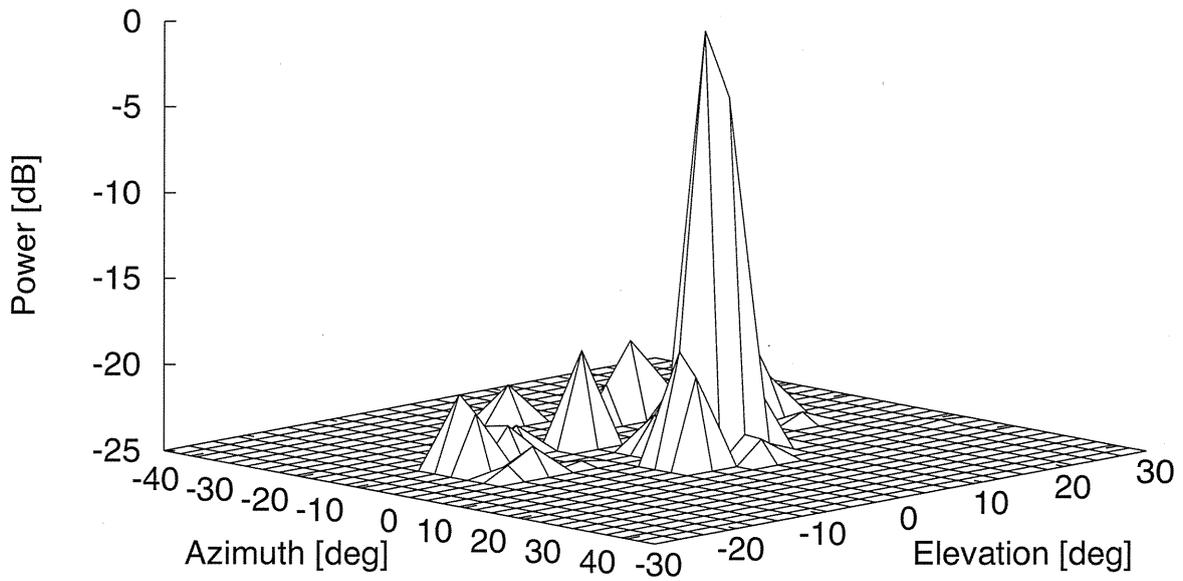
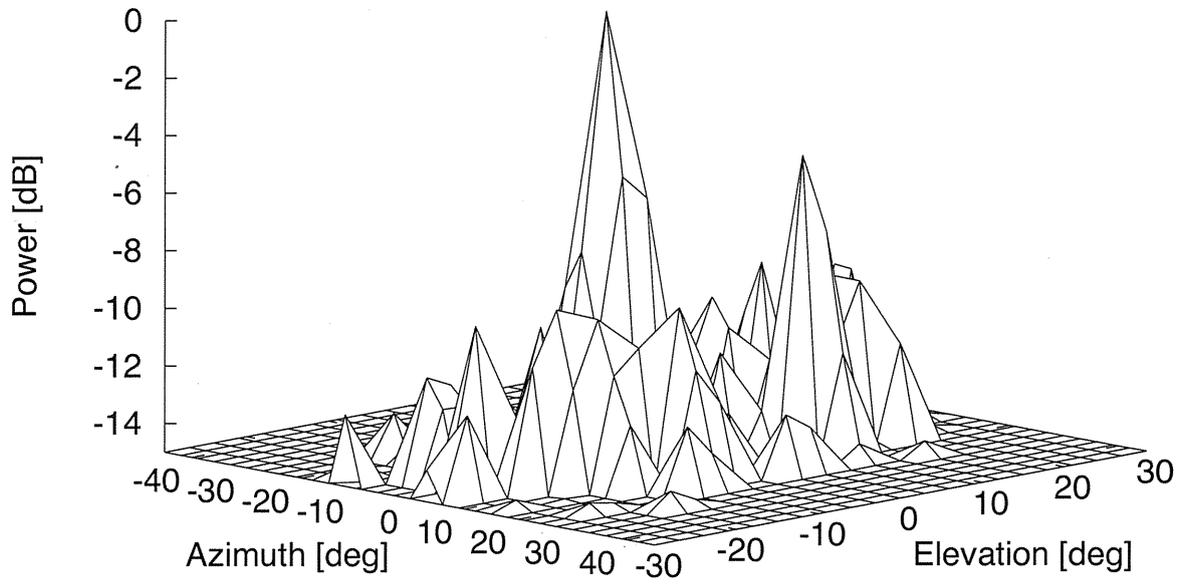


図 20 ステアリング 10° における指向性
(ランダム素子配置スピーカ)

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

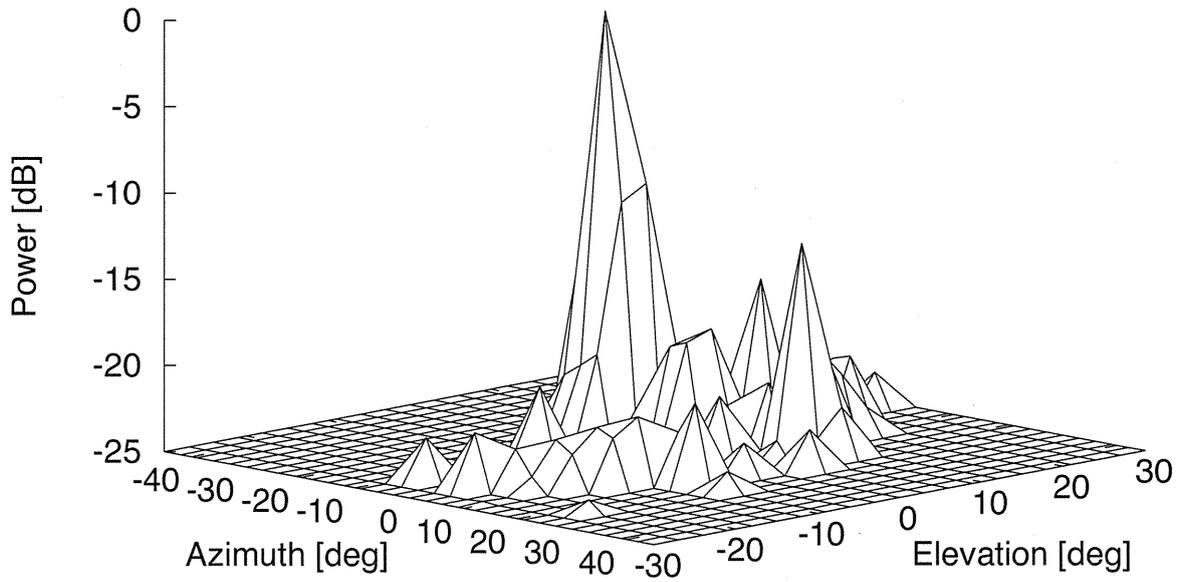


図 21 ステアリング-10°における指向性
(ランダム素子配置スピーカ)

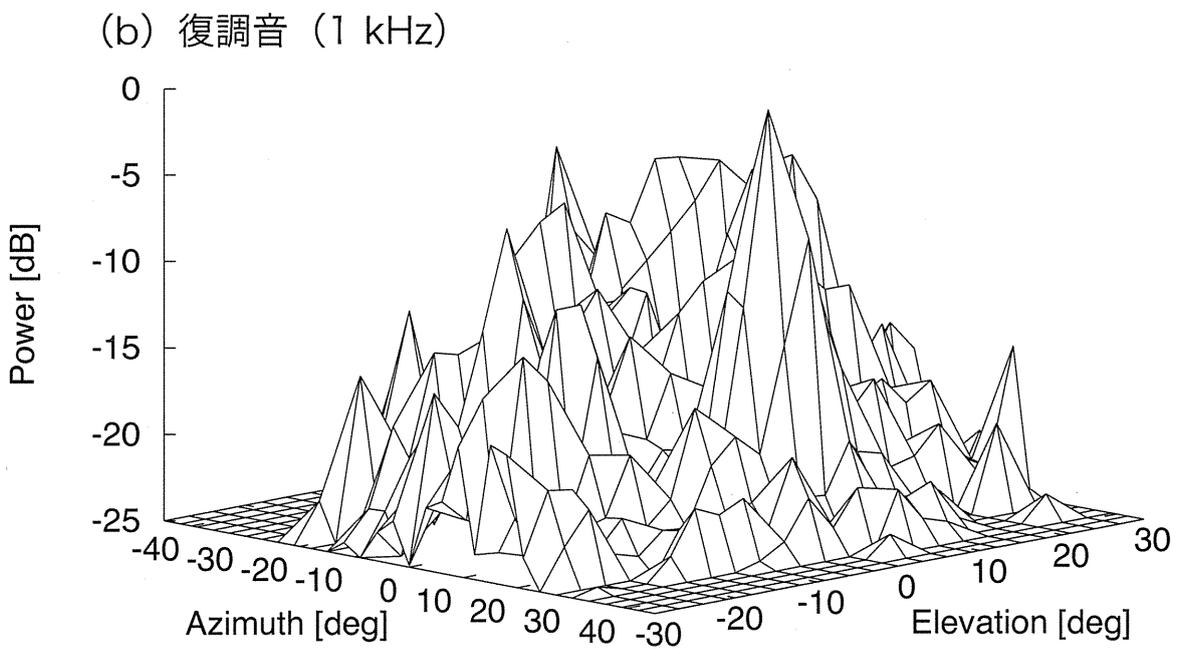
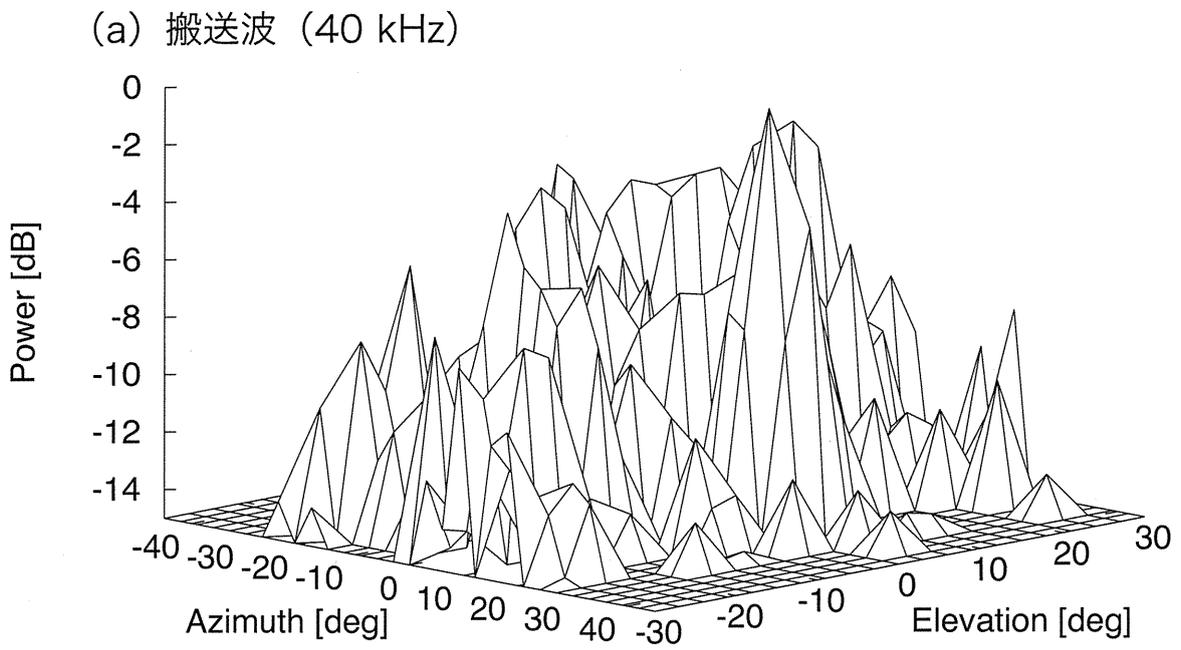
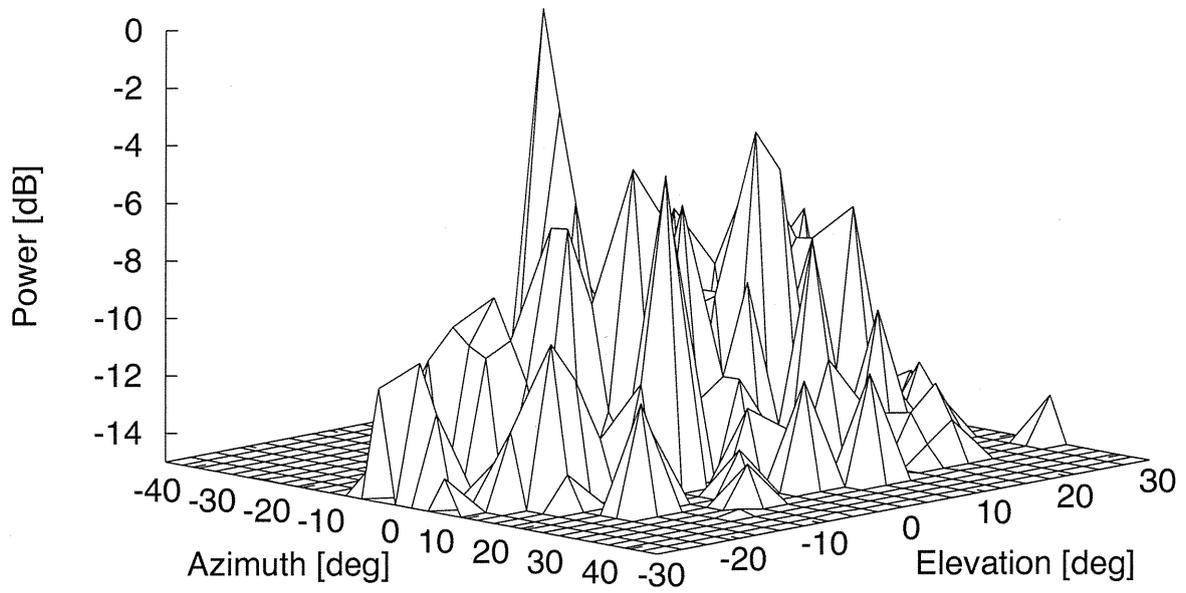


図 22 ステアリング 20° における指向性
(ランダム素子配置スピーカ)

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

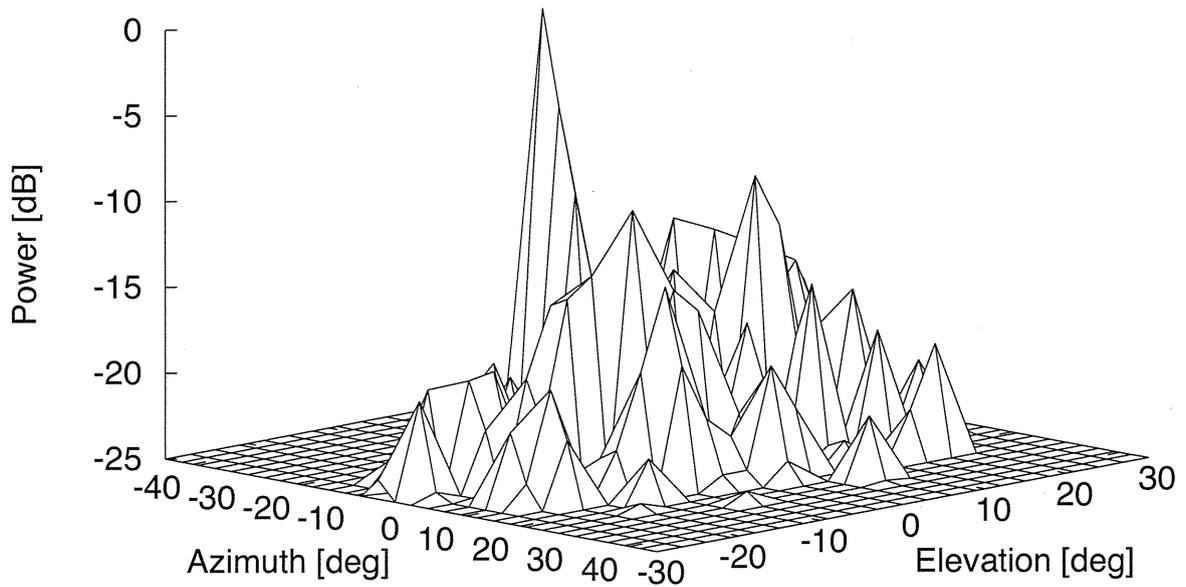


図 23 ステアリング-20°における指向性
(ランダム素子配置スピーカ)

4.2 格子配列スピーカとの指向性比較

前節では製作したランダム素子配置パラメトリックスピーカの指向性について検討したが、従来型の格子配列スピーカと比較を行うため、六角格子配列パラメトリックスピーカの指向性について測定を行った。図24に比較に用いた六角格子配列パラメトリックスピーカを示す。このスピーカはランダム素子配置スピーカと同じ素子を用いており、使用するチャンネル数もランダム配置スピーカに合わせて64チャンネル分使用した。また、録音環境はランダム素子配置スピーカの測定の時と同じである。



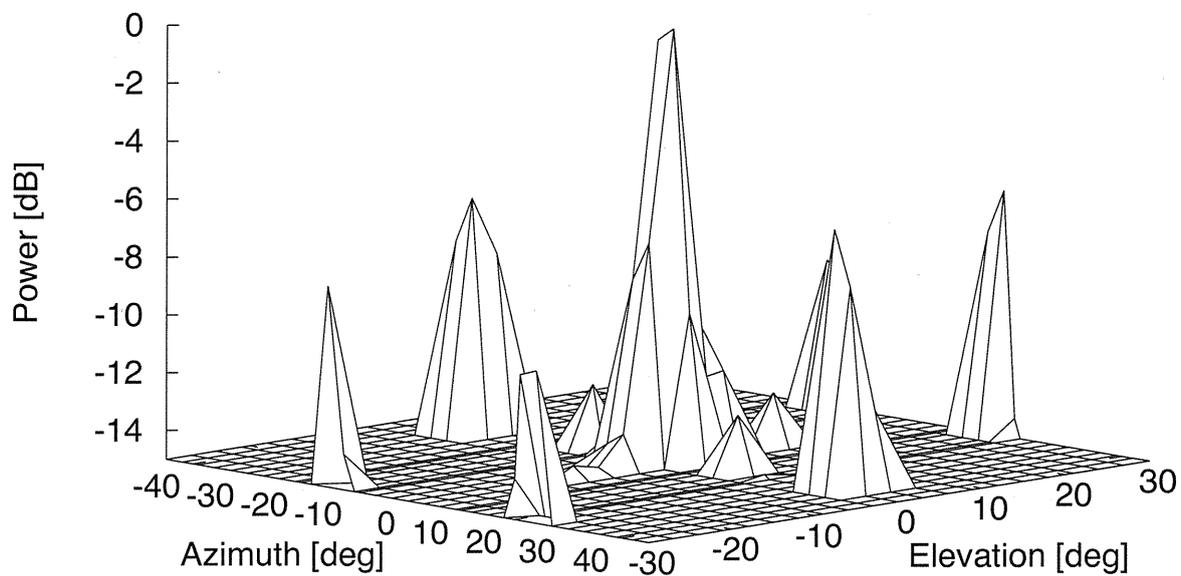
図 24 六角格子配列パラメトリックスピーカ

ステアリング方位角を 0° , 10° , -10° , 20° , -20° に設定したときの指向性を図25, 26, 27, 28, 29に示す。仰角は 0° 固定である。それぞれの図において、(a)は搬送波(40 kHz)の指向性、(b)は復調音(1kHz)の指向性であり、 0° 以外の図中にある矢印は最大副極を表している。また、搬送波と復調音の両方において -15dB 以上を表示してある。表4にそれぞれのステアリング角度におけるランダム素子配置スピーカと六角格子スピーカのメインビームと最大副極とのレベル差を示す。六角格子スピーカでは、全ての角度においてメインビームが指定角度に出現していたが、ステアリング角度 $\pm 20^\circ$ では、搬送波、復調音どちらの場合もメインビームより最大副極のレベルが大きくなった。表4から分かるように、六角格子と比較してランダム素子配置の方が最大副極のレベルを大きく抑えられていることが分かる。

表4 メインビームと最大副極とのレベル差[dB] (配列の違いによる比較)

ステアリング方位角		-20°	-10°	0°	10°	20°
ランダム 素子配置	搬送波	3.6	4.4	11.7	9.3	1.9
	復調音	4.7	8.9	21.8	19.1	4.5
六角 格子	搬送波	-1.9	1.2	6.0	2.8	-2.1
	復調波	-4.2	3.2	10.6	5.2	-4.2

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

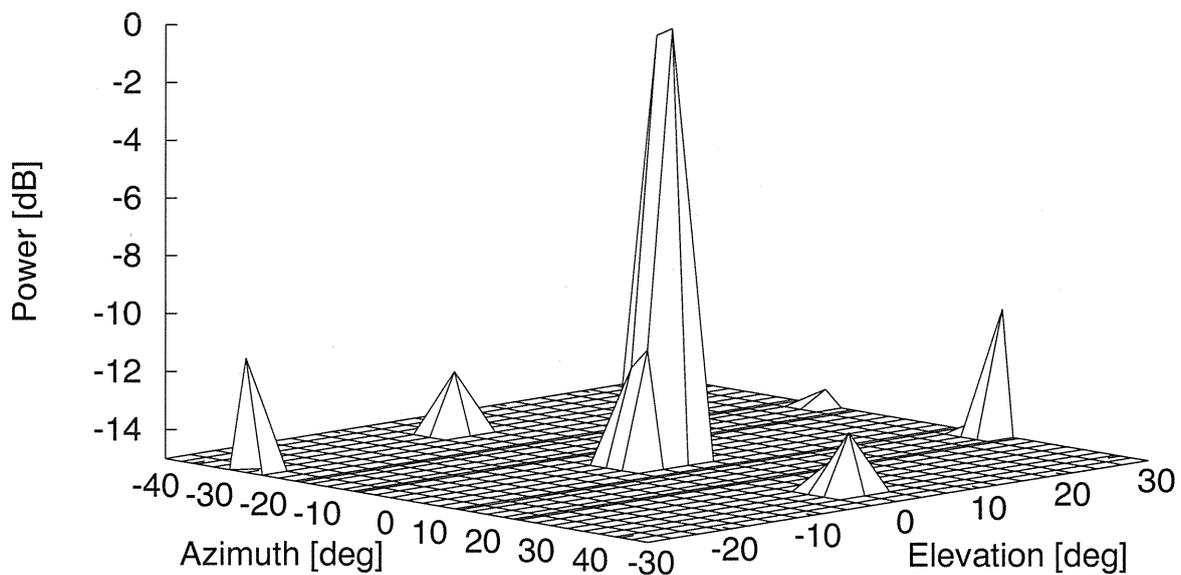


図 25 ステアリング0°における指向性
(六角格子スピーカ)

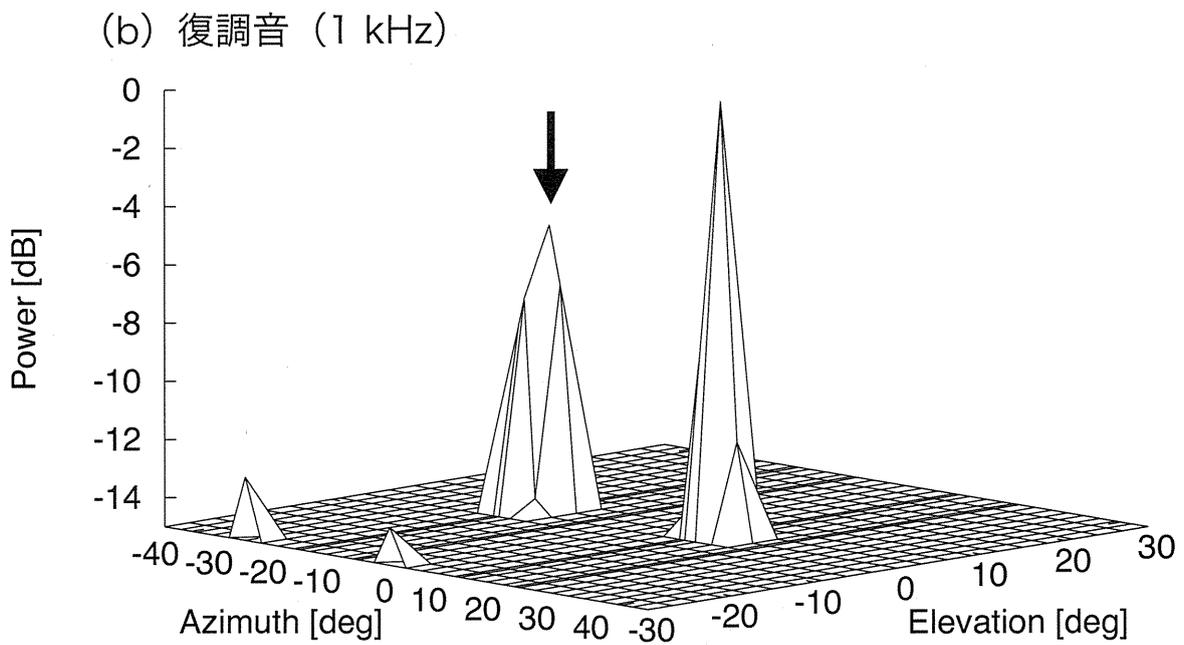
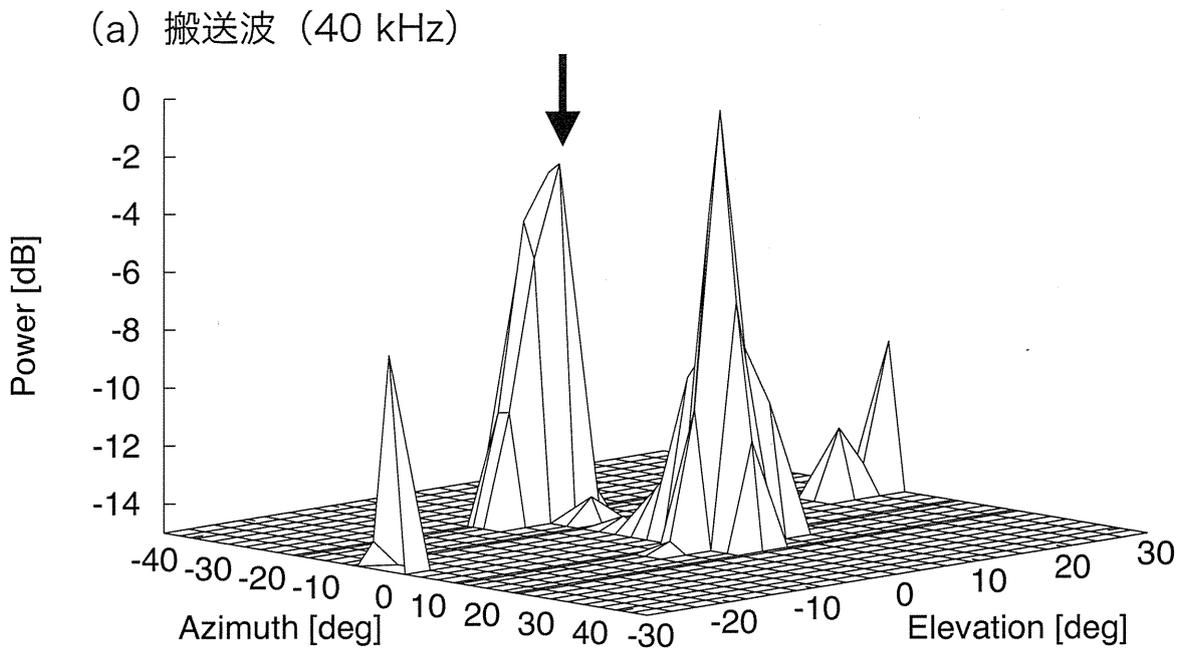


図 26 ステアリング 10° における指向性
(六角格子スピーカ)

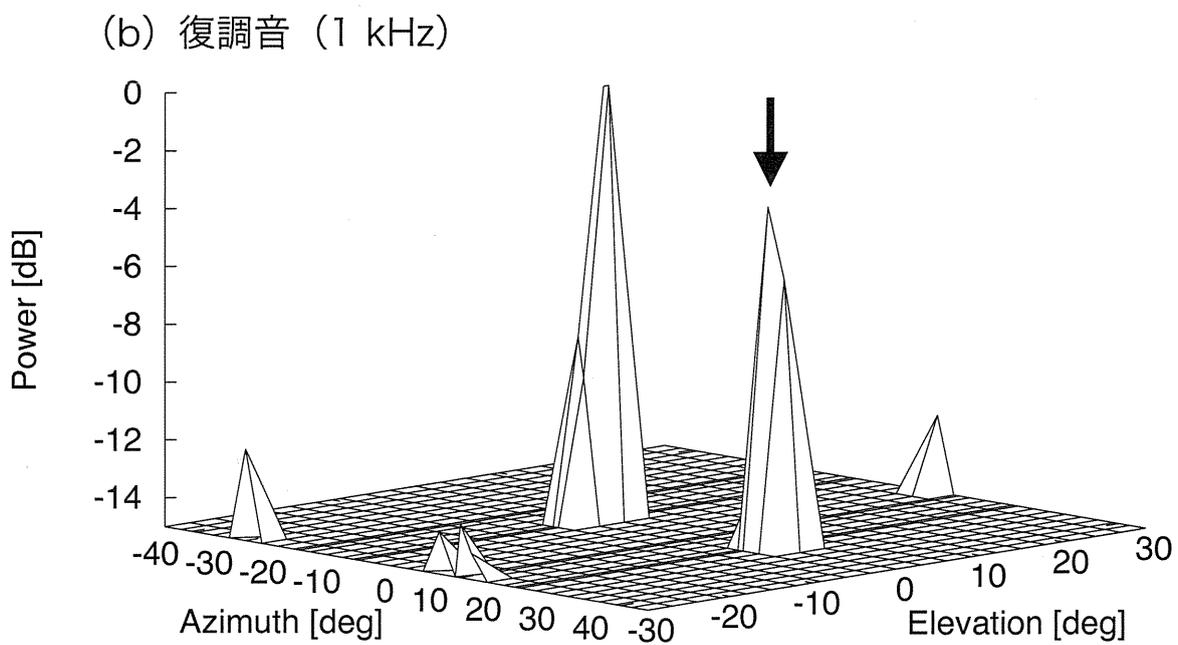
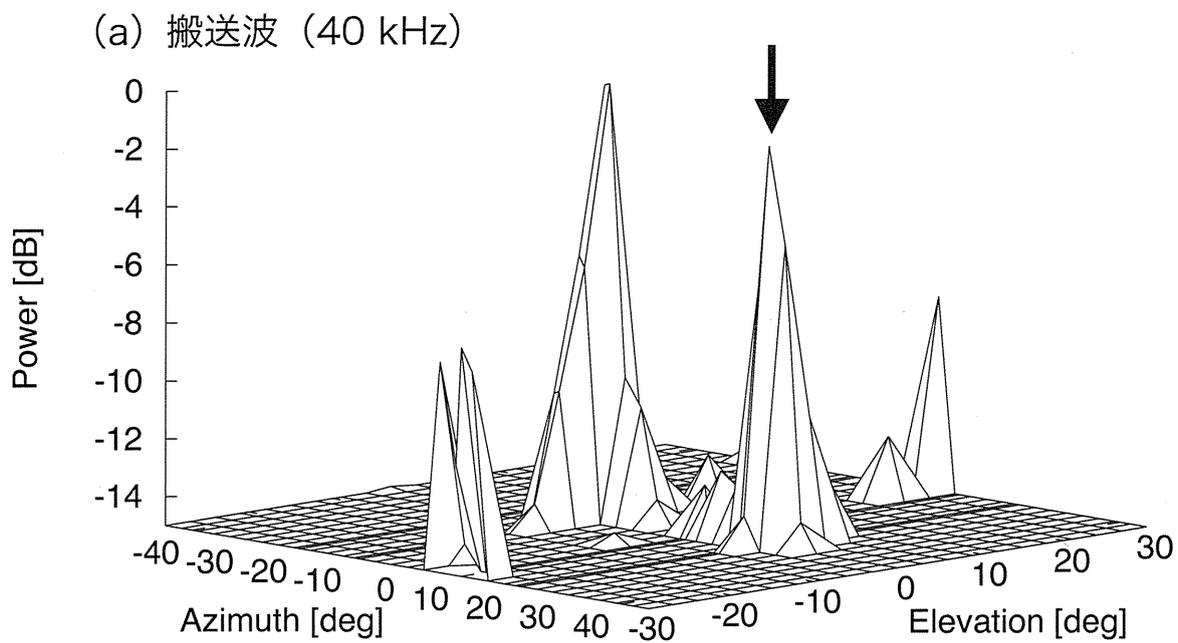


図 27 ステアリング-10°における指向性
(六角格子スピーカ)

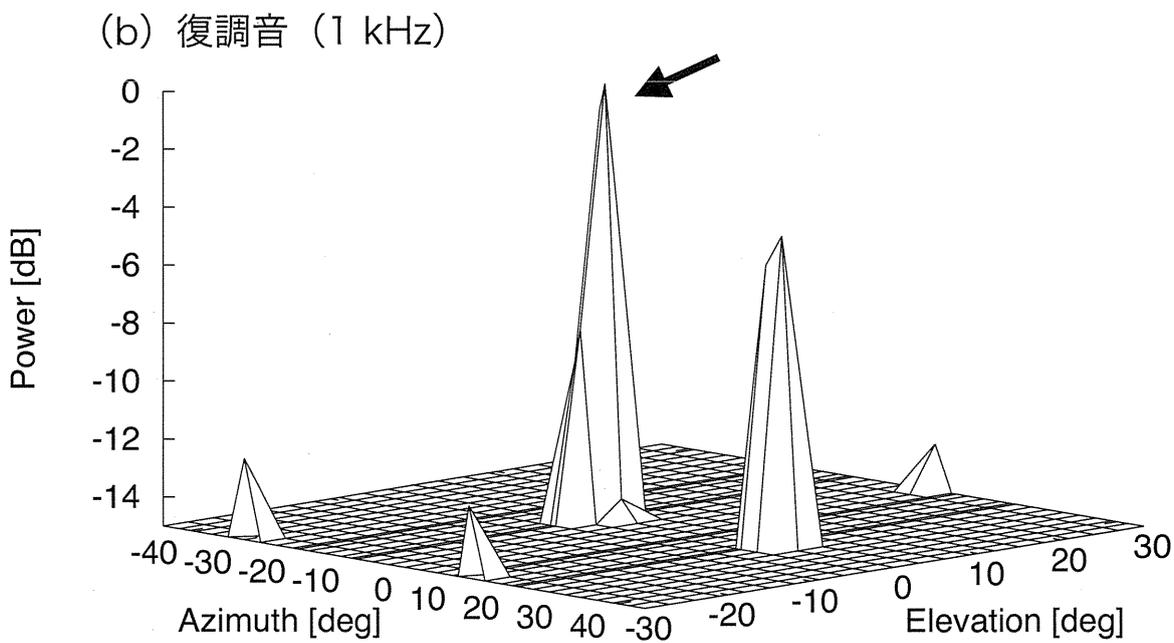
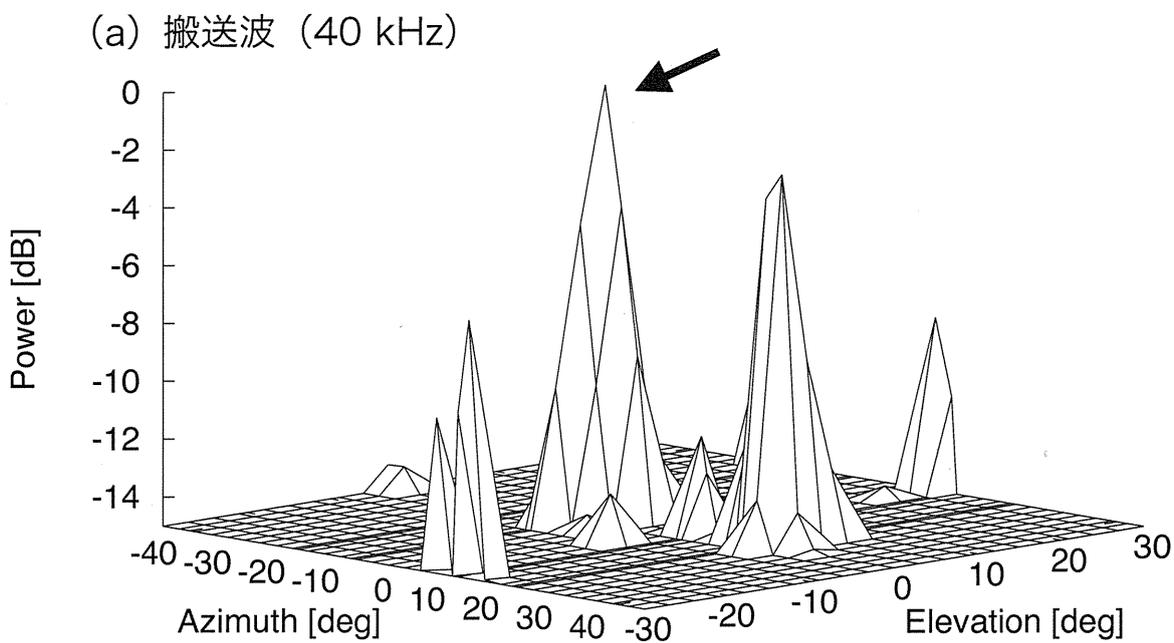
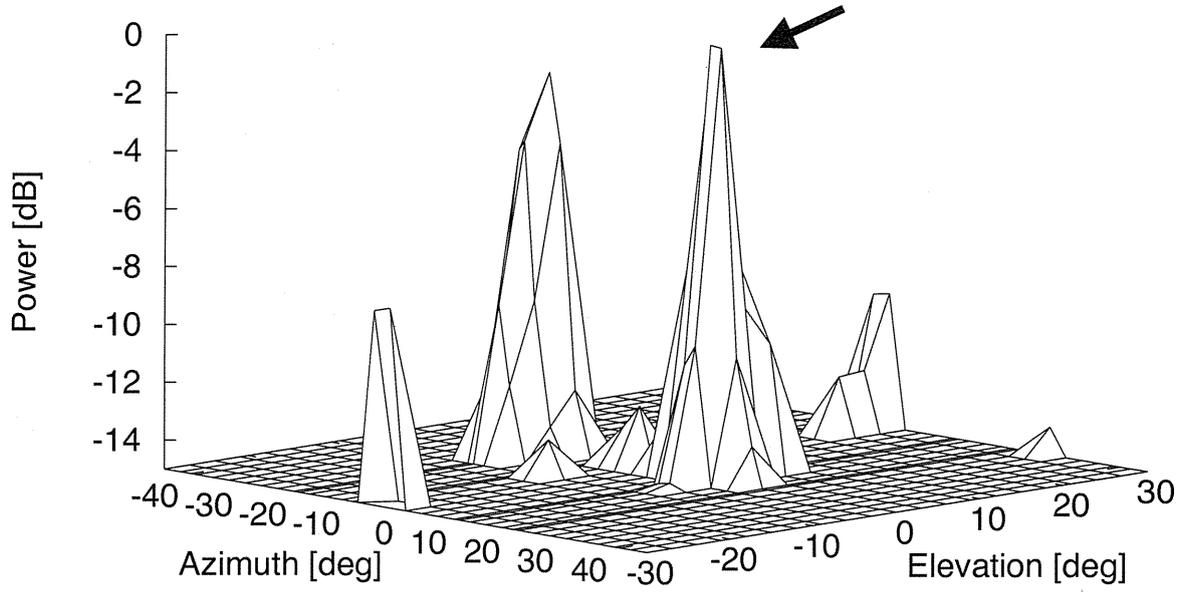


図 28 ステアリング20°における指向性
(六角格子スピーカ)

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

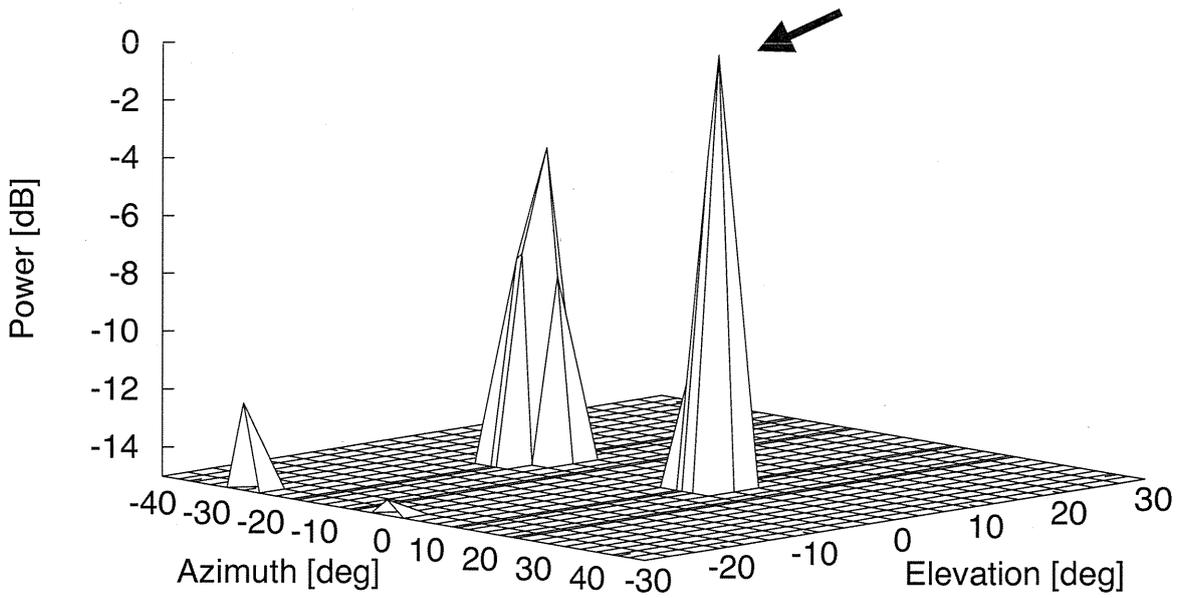


図 29 ステアリング-20°における指向性
(六角格子スピーカ)

4.3 素子特性補正による指向特性改善

4.3.1 素子特性のばらつき補正

ランダム素子配置パラメトリックスピーカに用いた超音波振動子の振幅応答特性を図30に、また、ランダム素子配置スピーカに用いた各超音波振動子の40kHzにおける相対振幅レベルを図31に示す。パラメトリックスピーカに用いる超音波振動子をランダム配置にすることで、規則的配置の時に出現してしまう大きな副極を抑えられたが、図30から、用いた振動子の振幅応答が非線形であり、図31から、個々にばらつきがあることが分かる。振幅特性の非線形性とばらつきはビームステアリングの精度に影響するため、素子特性を補正する必要がある。復調音の指向性は搬送波と側波帯の指向性の積によって決まり[12]、帯域幅を持つ側波帯の補正は難しいため、補正は搬送波に対してのみ行うこととした。

素子特性の補正方法は、これまで行ってきたフェーズドアレーの場合と、振幅・位相の重み付けを行う一般的なビームフォーマの場合とで多少異なる。目的のステアリング方向におけるメインビームと最大副極のレベル差を大きくするように設計したビームフォーマの場合は後者に相当し、そのビームフォーマ係数の計算方法は次の4.3.2節に述べる。

フェーズドアレーの場合、以下の手順で行う。

1. 基準チャンネルを決める。
2. 基準チャンネルの駆動振幅を一定にし、基準チャンネル出力信号に対するマイクロホン受信信号の平均振幅を計算する。
3. 求めた基準チャンネルの出力信号振幅に近づくように、 m チャンネル目の駆動振幅 A_m を変えながら反復出力して求める。

この手法で求めた駆動信号は $k = k_c$ における式 (4) を

$$\begin{aligned}
Y_m(k_c) &= Y(k_c) e^{-j2\pi k_c(\tau_{mf_s} - \tau_{DAC_m})} \\
&= A_m e^{j2\pi k_c T_p \cdot u} \cdot e^{-j2\pi k_c(\tau_{mf_s} - \tau_{DAC_m})}
\end{aligned} \tag{12}$$

のように変更し駆動信号を生成する。

また、ビームフォーマ処理の場合、フェーズドアレーの手順2の作業において、各チャンネルのビームフォーマ係数に対応する倍率で基準チャンネルを駆動し平均振幅を求めるとというのが本来の手法であるが、今回は近似的に手順3まで共通に行い、ビームフォーマ係数によって駆動振幅と位相を変更する。この手法で求めた駆動信号は、式(12)を

$$Y_m(k_c) = B_m A_m e^{j2\pi k_c T_p \cdot u} \cdot e^{-j2\pi k_c(-\tau_{DAC_m})} \tag{13}$$

のように変更する。ここで、 B_m は m チャンネル目のビームフォーマ係数である。

図32, 33に62チャンネル目を基準チャンネルとしてそれぞれの素子特性補正を行った結果を示す。図32のフェーズドアレーの補正では、補正前は最大6dB程度のばらつきがあったが、補正後は基準チャンネルの62チャンネル目とほぼ同じレベルとなった。また、図33の補正後にビームフォーマ係数によって重み付けを行った結果では、補正後の駆動振幅がビームフォーマ係数とほぼ同じレベルとなったことが分かる。

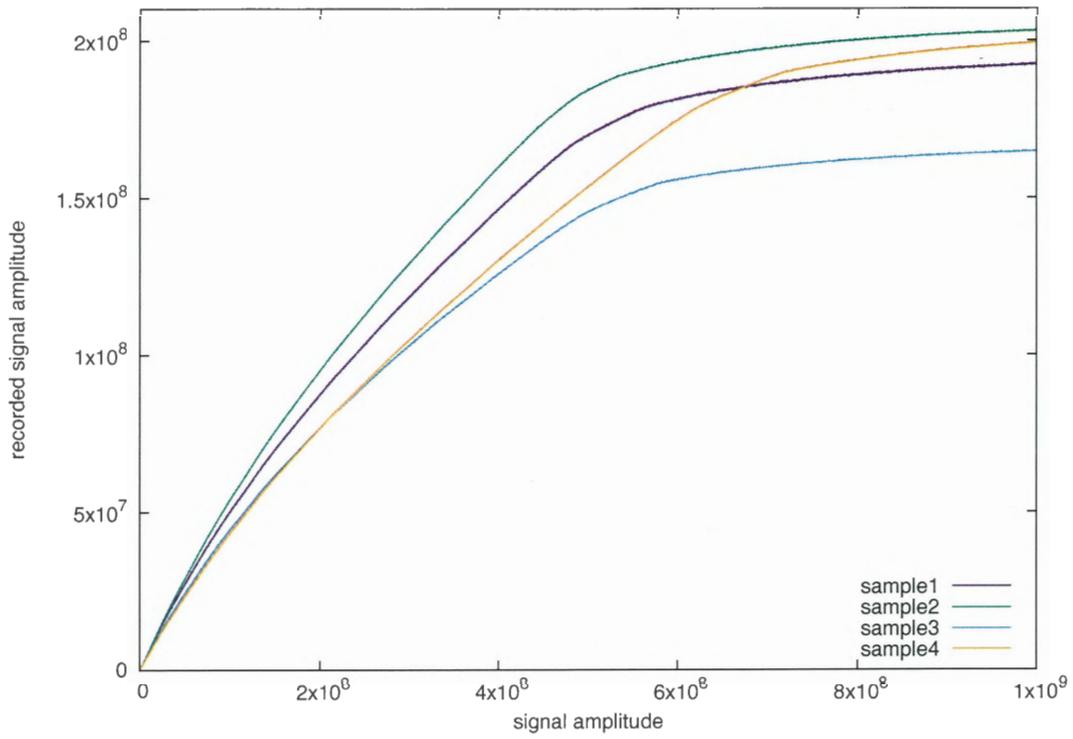


図 30 超音波振動子の振幅応答特性

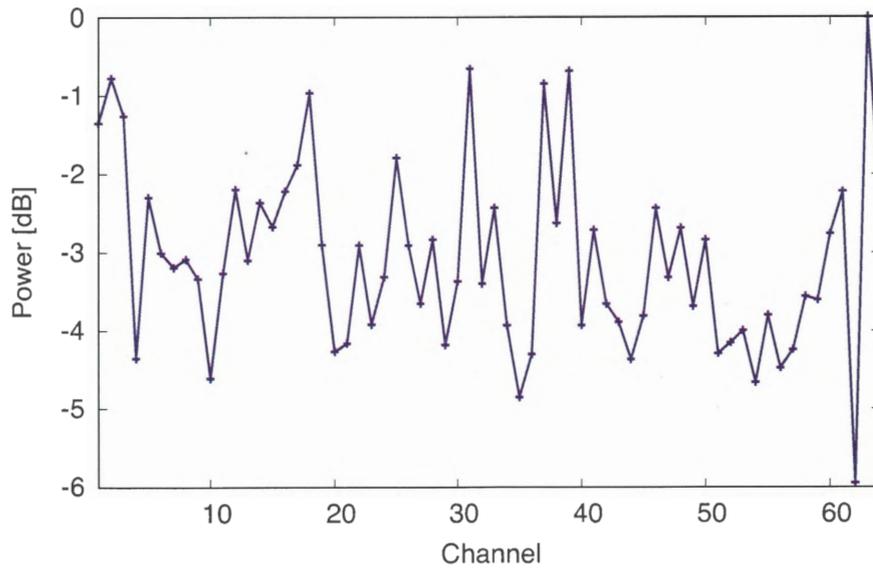


図 31 40 kHz における各チャンネルのパワー

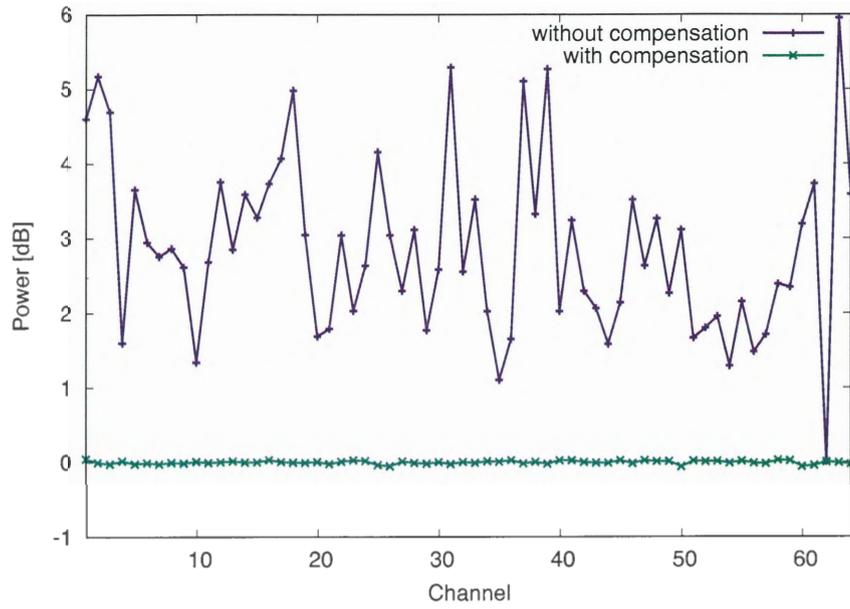


図 32 素子特性の補正前後の結果（フェーズドアレー）

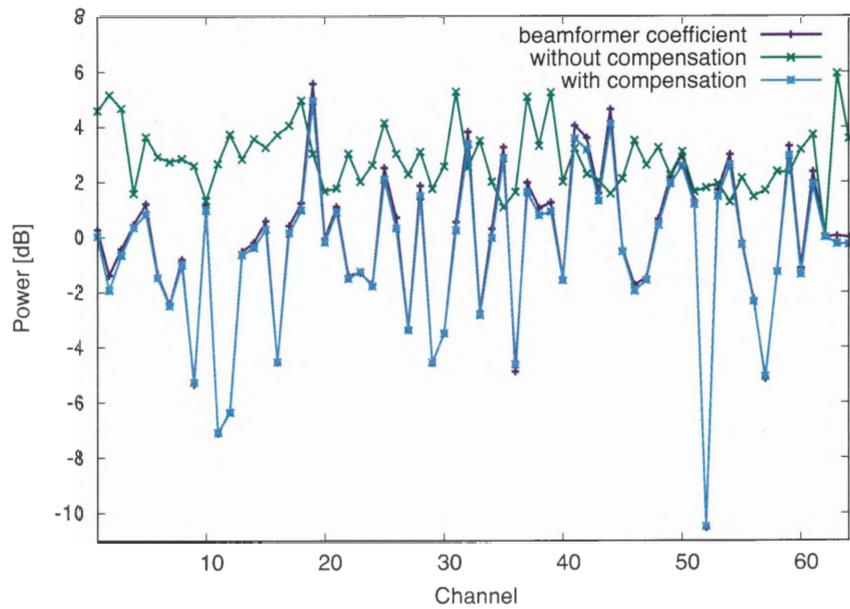


図 33 素子特性の補正前後の結果（ビームフォーマ）

4.3.2 最大副極抑圧ビームフォーマ

ビームフォーマ係数の設計における評価関数は、指向特性に不規則に現れるピークの値を走査して求めるなど複雑な計算が必要となるため、遺伝的アルゴリズムを用いた。遺伝的アルゴリズムは、ビットストリングに変更の必要のない実数値遺伝的アルゴリズム (Real-Coded Genetic Algorithms, 実数値GA) を用いた。実数値GAの世代交代モデルにはJGG (Just Generation Gap), JGGで用いる交叉方法にはREX (Real-Coded Ensemble Crossover) を用いた[11]。

図34にJGGの流れを示す。JGGでは、 n_{pop} 個の集団個体から n_p 個を親個体としてランダムに選び、交叉を行って子個体を n_c 個生成する。選択した親個体は子個体を生成したら集団には戻さずに廃棄する。生成した子個体は評価値の高い n_p 個を選択し集団個体に加える。これを評価回数 n_{eval} 回、あるいは最優個体の評価値が一定値を超えるまで行う。また、交叉手法のREXは、親個体の重心周りに区間 $[-a, a]$ の一様分布に従うように子個体を生成する手法である。ここで、 $a = \sqrt{3/(n+k)}$ であり、 $n+k$ は交叉に用いる親個体数となっており、次元数 n より多くの親個体数で交叉を行う。

ビームフォーマ係数は、メインビームと最大副極のレベル差が大きくなるように実数値GAを用いて計算を行った。評価値を J とすると、

$$J = \max \left\{ 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{main}}(\mathbf{x}_i)}{P_{\text{subMax}}(\mathbf{x}_i)} \right), i = 0, 1, 2, \dots, n_{pop} \right\} \quad (14)$$

である。ここで、 $P_{\text{main}}(\mathbf{x}_i)$ は、各素子に与えるビームフォーマ係数の複素数ベクトル \mathbf{x}_i におけるメインビームの基準位置振幅レベル、 $P_{\text{subMax}}(\mathbf{x}_i)$

は、 x_i における最大副極レベル、 i は集団個体の個体番号、 $\max\{\bullet\}$ は全個体中におけるメインビームと最大副極のレベル差の最大値である。

実際の実数値GAを行うときの集団個体数 n_{pop} 、非復元抽出親個体数 n_p 、生成子個体数 n_c 、評価回数 n_{eval} はそれぞれ、 $n_{pop}=500$ 、 $n_p=128$ 、 $n_c=640$ 、 $n_{eval}=1000$ とした。

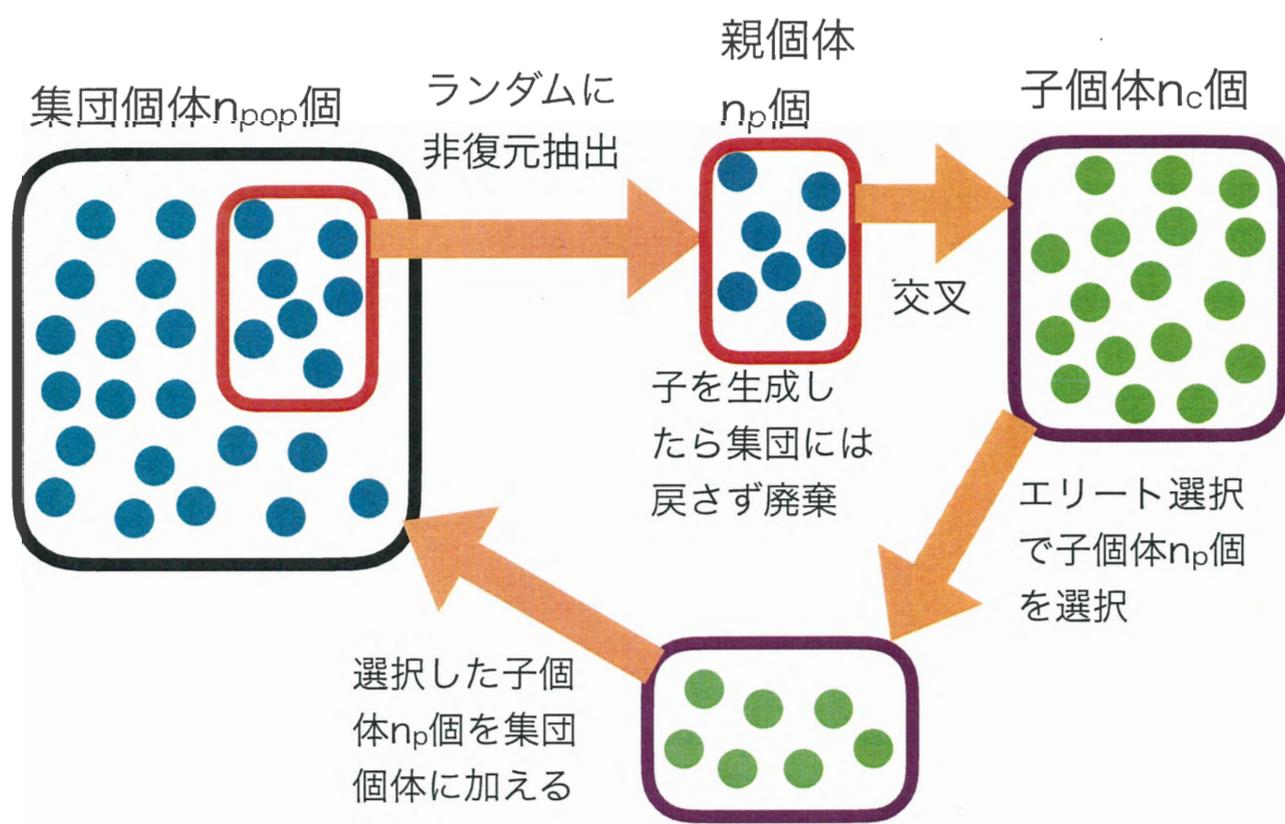


図 34 JGGの流れの概略図

4.3.3 素子特性補正後の指向性（フェーズドアレーの場合）

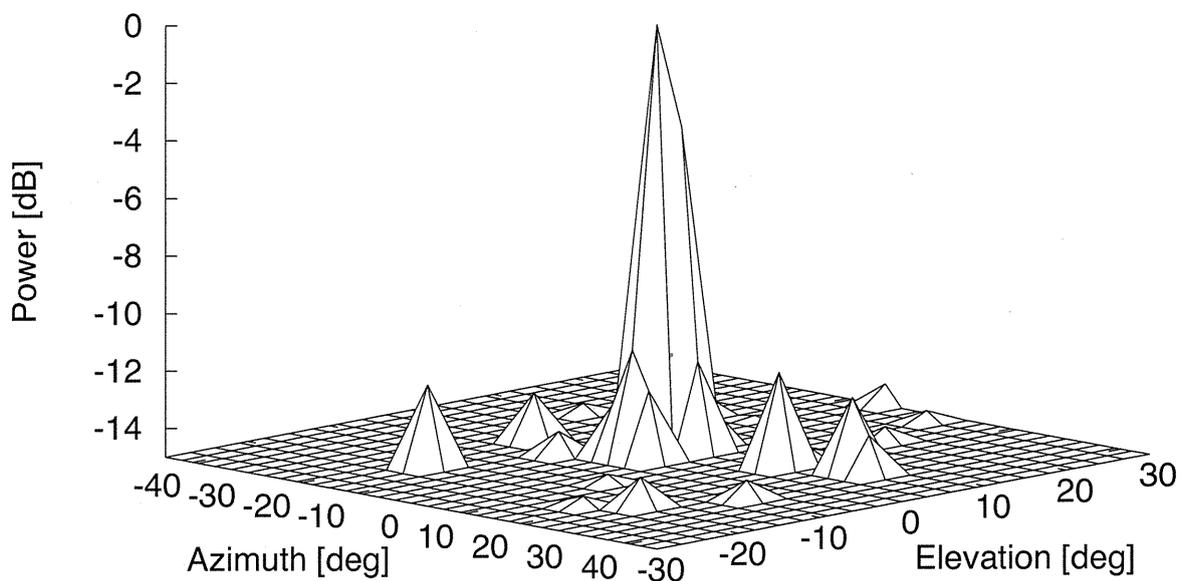
素子特性補正後のフェーズドアレーにおけるランダム素子配置パラメトリックスピーカの指向性を検討するため測定を行った。測定環境は補正前（4.1節）と同じである。

ステアリング方位角を 0° 、 10° 、 -10° 、 20° 、 -20° に設定したときの指向性を図35、36、37、38、39に示す。仰角は 0° 固定である。それぞれの図において、(a)は搬送波（40 kHz）の指向性、(b)は復調音（1kHz）の指向性である。また、搬送波においては -15dB 以上、復調音においては -25dB 以上を表示してある。表5にそれぞれのステアリング角度における補正前後のメインビームと最大副極とのレベル差を示す。補正後の結果においても、全ての角度においてメインビームが指定角度に出現していたが、ステアリング角度 -20° 、 -10° では、レベル差が少し大きくなったものの、それ以外では大きな改善は見られなかった。

表5 メインビームと最大副極とのレベル差[dB]（フェーズドアレーの補正前後比較）

ステアリング方位角		-20°	-10°	0°	10°	20°
補正前	搬送波	3.6	4.4	11.7	9.3	1.9
	復調音	4.7	8.9	21.8	19.1	4.5
補正後	搬送波	4.0	5.1	11.6	9.8	2.1
	復調波	6.0	9.4	21.2	18.9	4.4

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

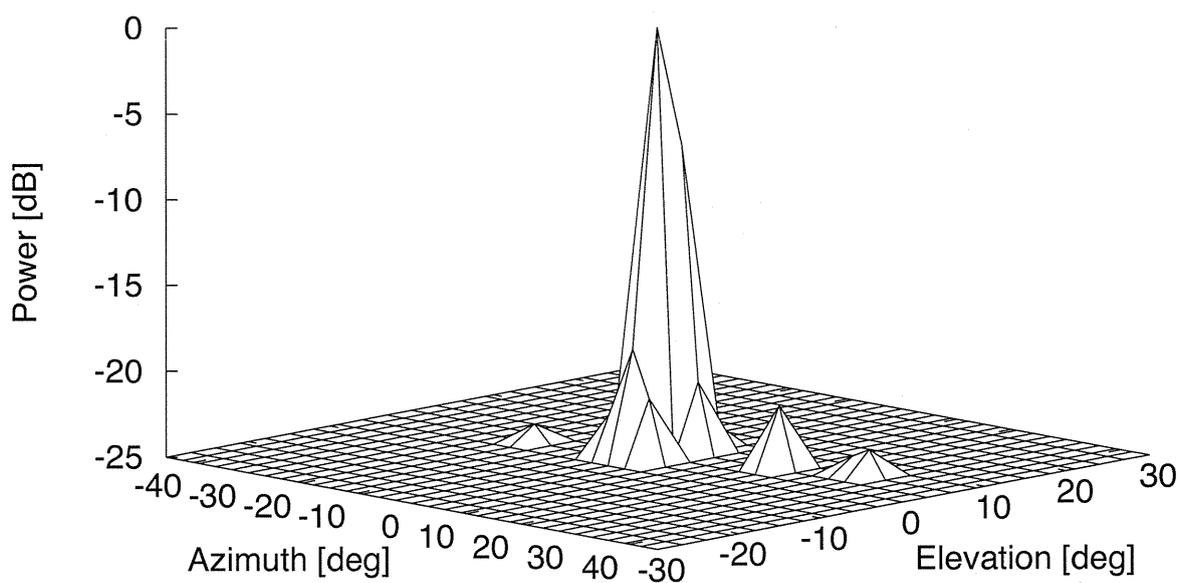
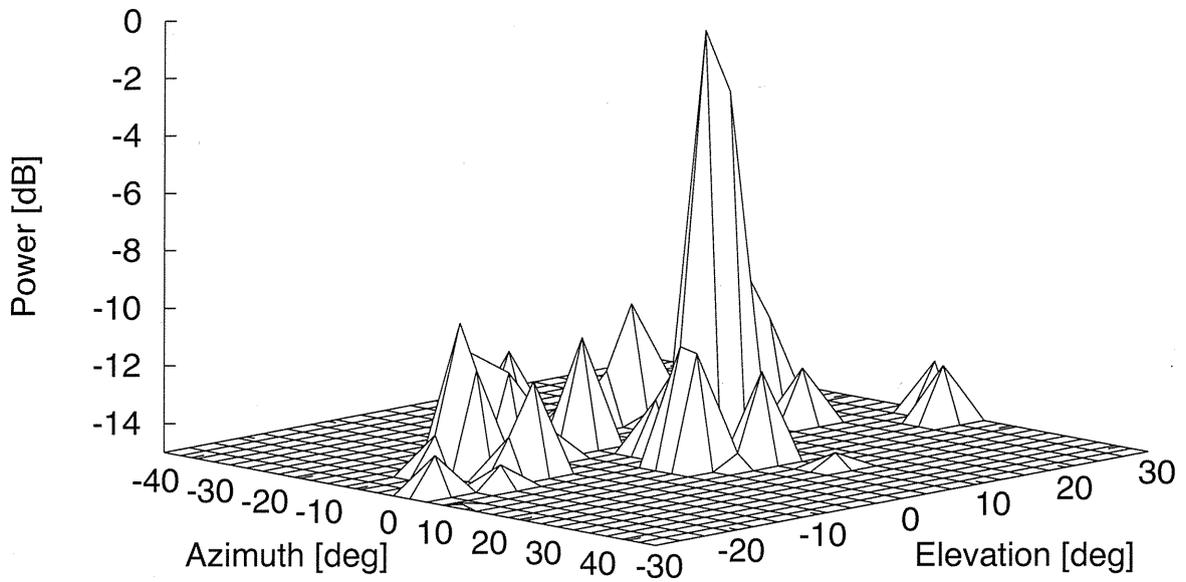


図 35 ステアリング0°における指向性
(フェーズドアレー・補正後)

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

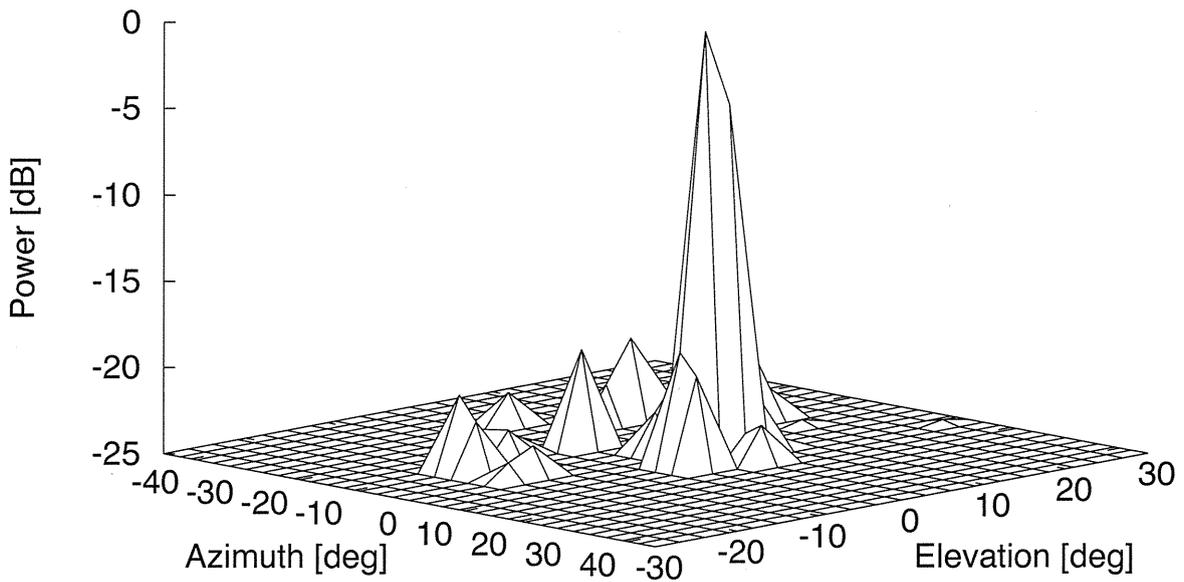
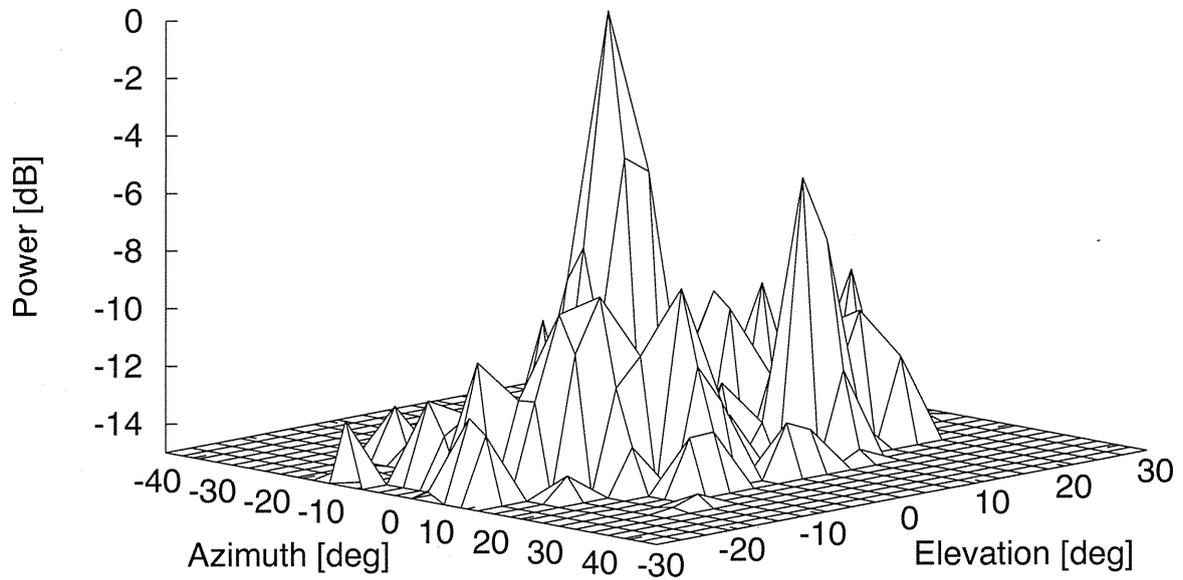


図 36 ステアリング10°における指向性
(フェーズドアレー・補正後)

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

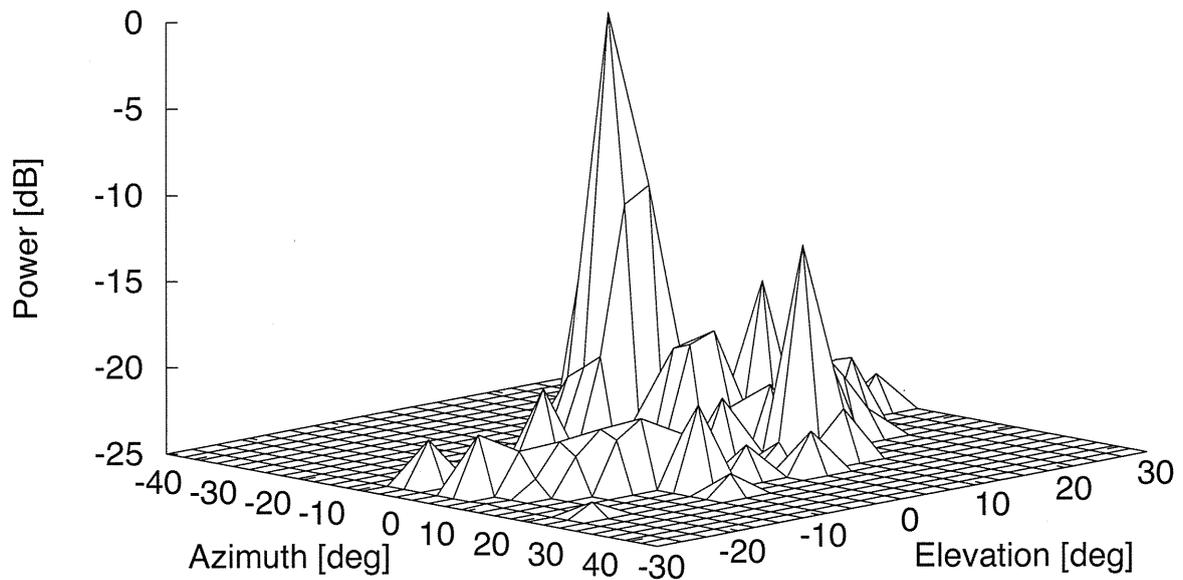
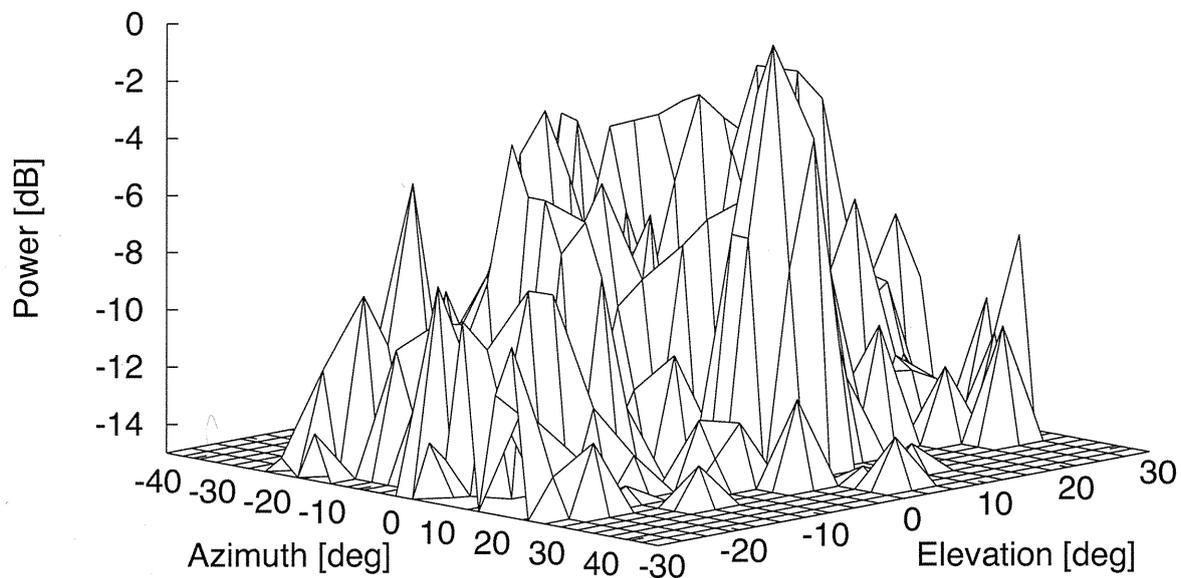


図 37 ステアリング-10°における指向性
(フェーズドアレー・補正後)

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

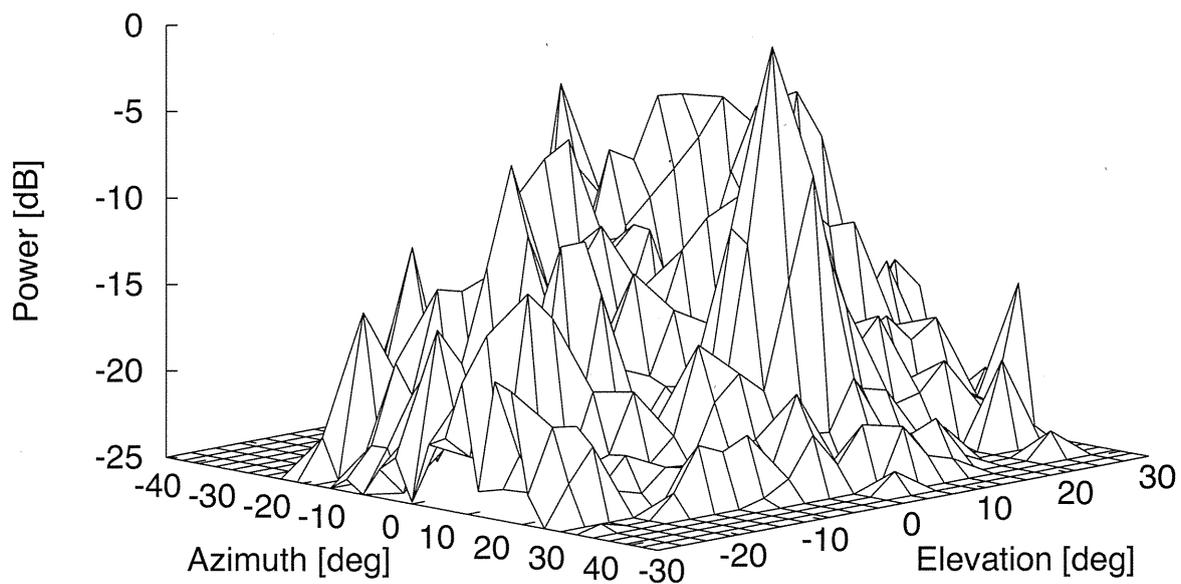
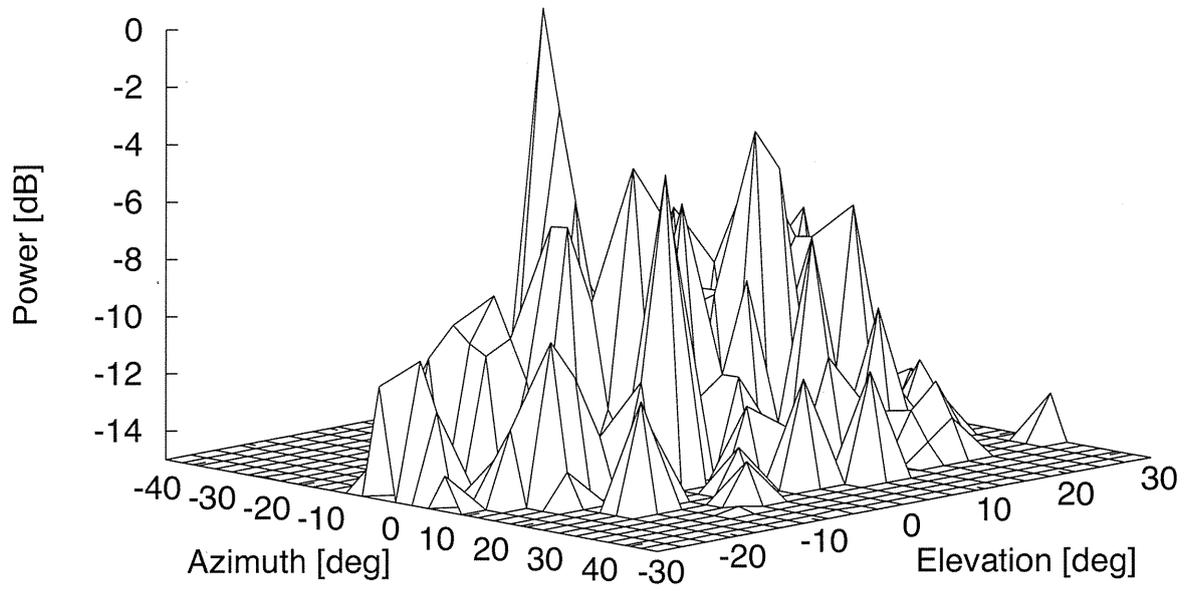


図 38 ステアリング20°における指向性
(フェーズドアレー・補正後)

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

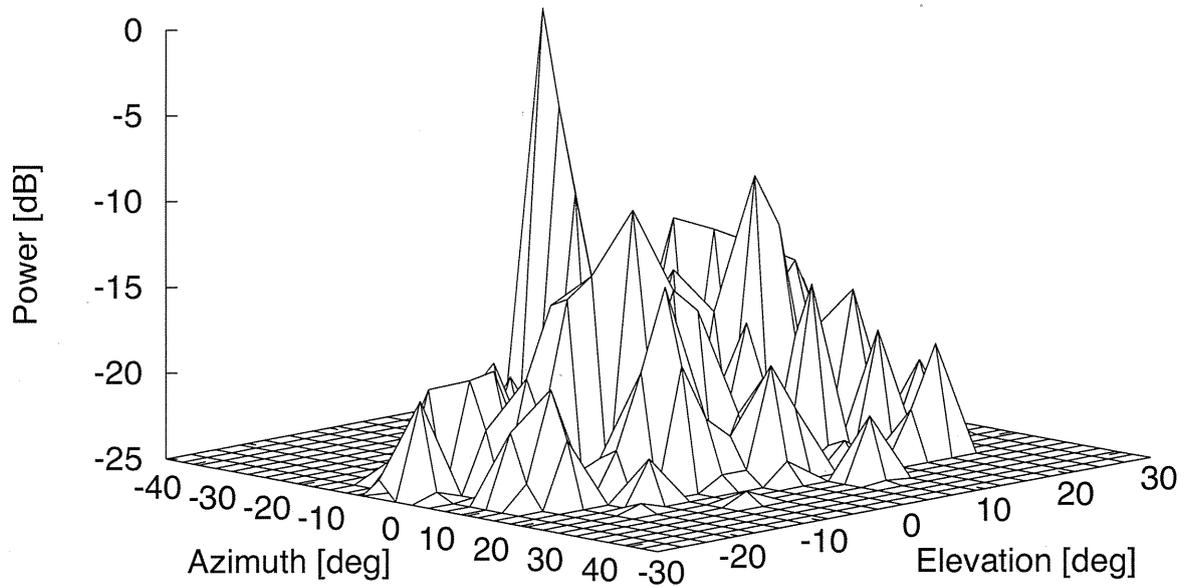


図 39 ステアリング-20°における指向性
(フェーズドアレー・補正後)

4.3.4 素子特性補正後の指向性（ビームフォーマの場合）

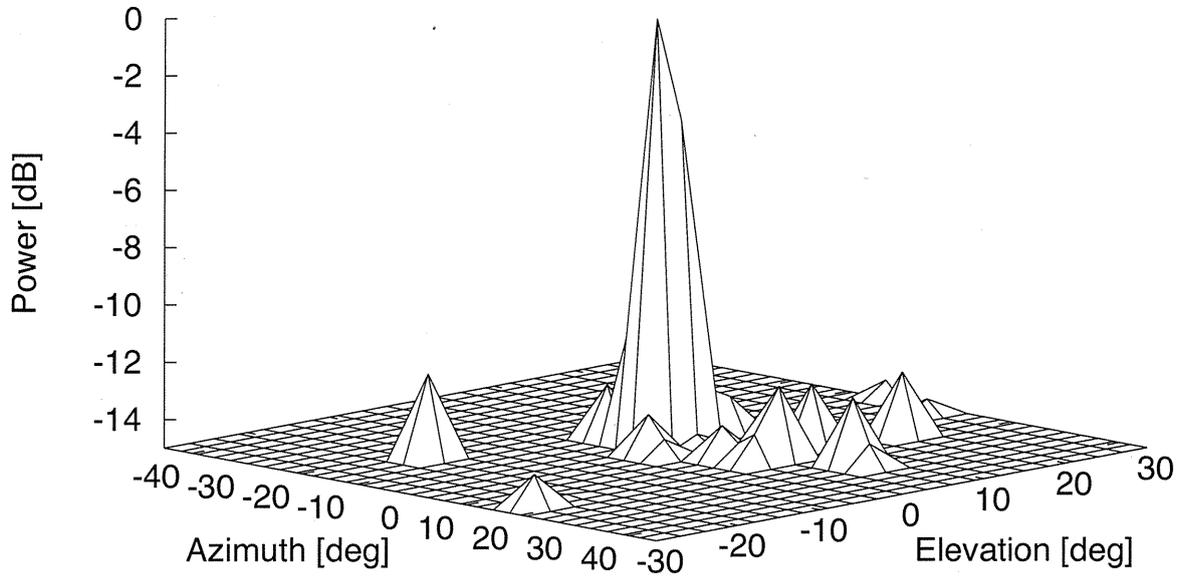
ビームフォーマによるステアリングを行う場合のランダム素子配置パラメトリックスピーカの指向性を検討するため測定を行った。測定環境は補正前（4.1節）と同じである。

ステアリング方位角を 0° 、 10° 、 -10° 、 20° 、 -20° に設定したときの指向性を図40、41、42、43、44に示す。仰角は 0° 固定である。それぞれの図において、(a)は搬送波（40kHz）の指向性、(b)は復調音（1kHz）の指向性である。また、搬送波においては -15dB 以上、復調音においては -25dB 以上のみを表示してある。表6にそれぞれのステアリング角度における補正前後のメインビームと最大副極とのレベル差を示す。ビームフォーマの結果においても、全ての角度においてメインビームが指定角度に出現していた。復調音ステアリング角度 20° では改善が見られなかったものの、それ以外の搬送波・復調音のレベル差は広がり、より副極を抑えられていることが分かる。

表 6 メインビームと最大副極とのレベル差[dB]（ビームフォーマの場合）

ステアリング方位角		-20°	-10°	0°	10°	20°
補正前	搬送波	3.6	4.4	11.7	9.3	1.9
	復調音	4.7	8.9	21.8	19.1	4.5
補正後	搬送波	5.5	7.7	12.0	9.7	3.2
	復調波	8.5	12.4	22.7	19.9	4.3

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

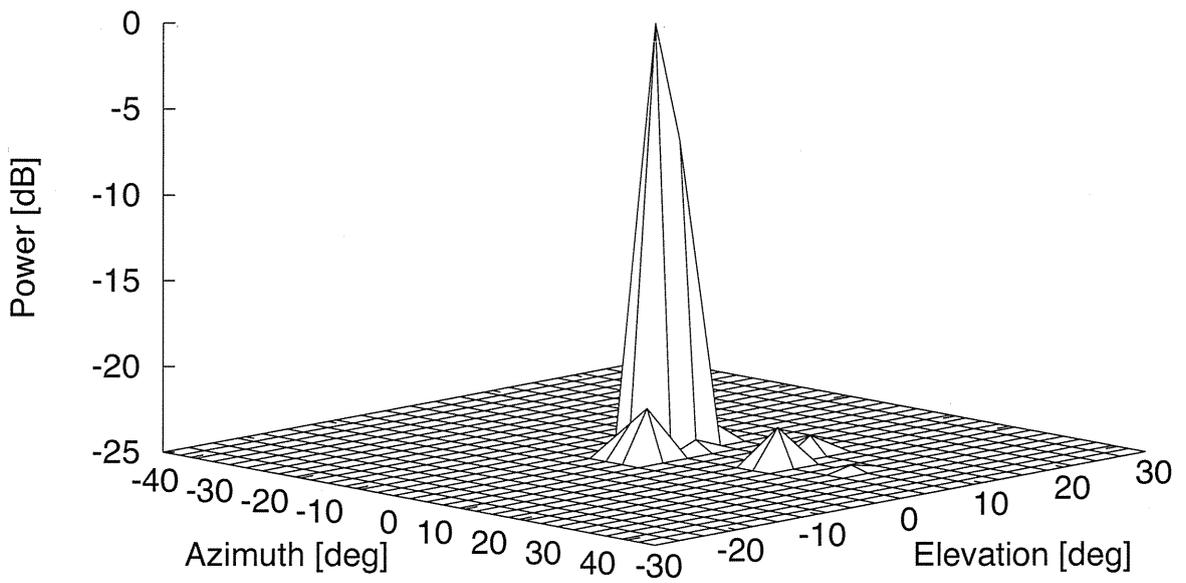
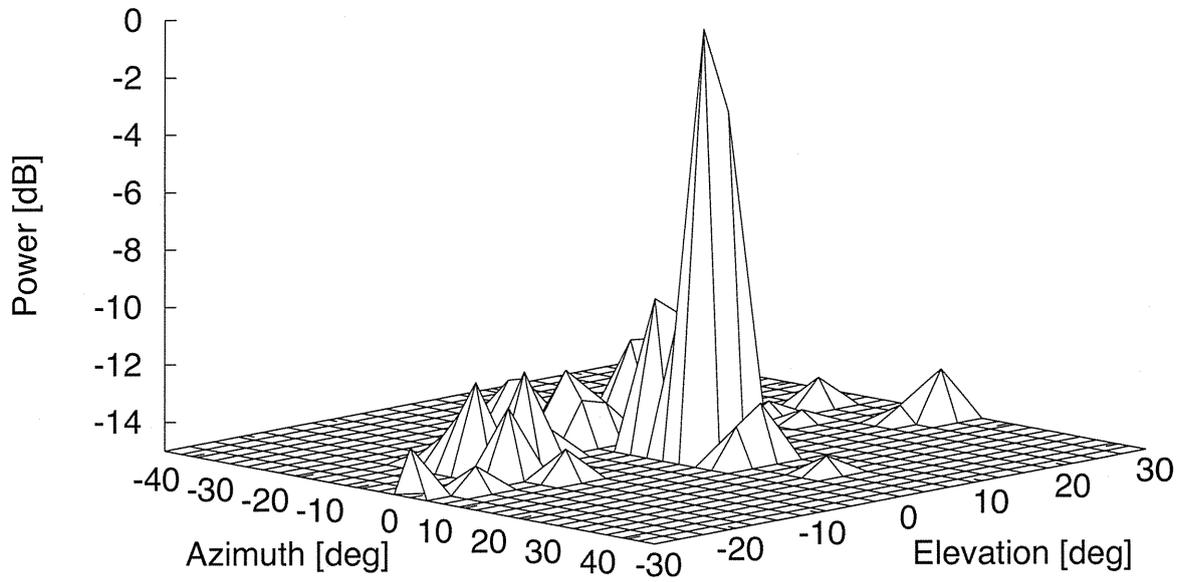


図 40 ステアリング0°における指向性
(ビームフォーマの場合)

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

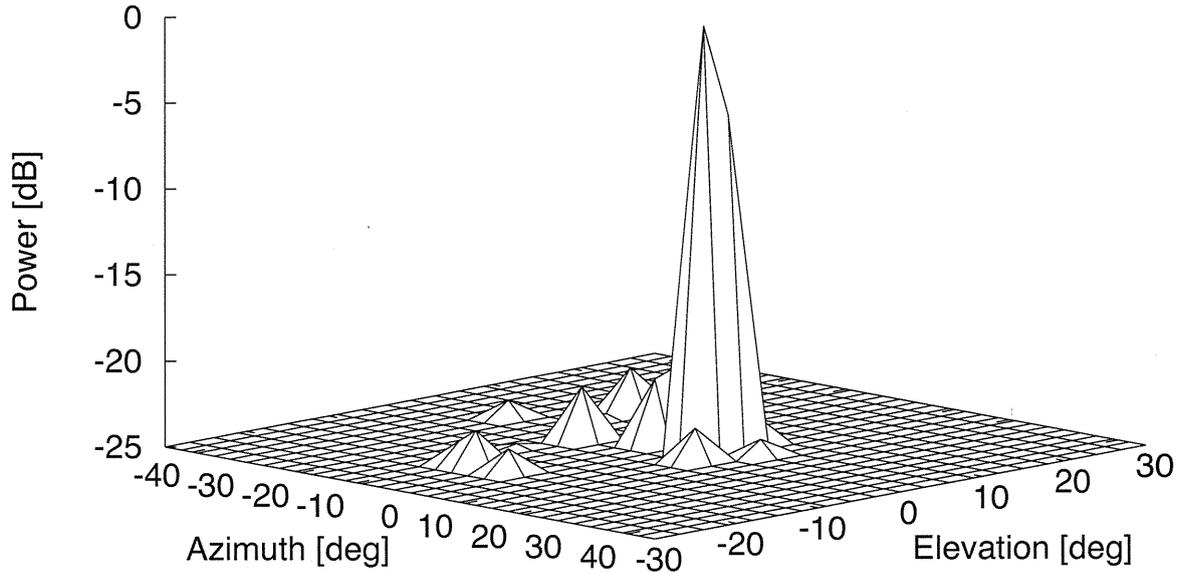
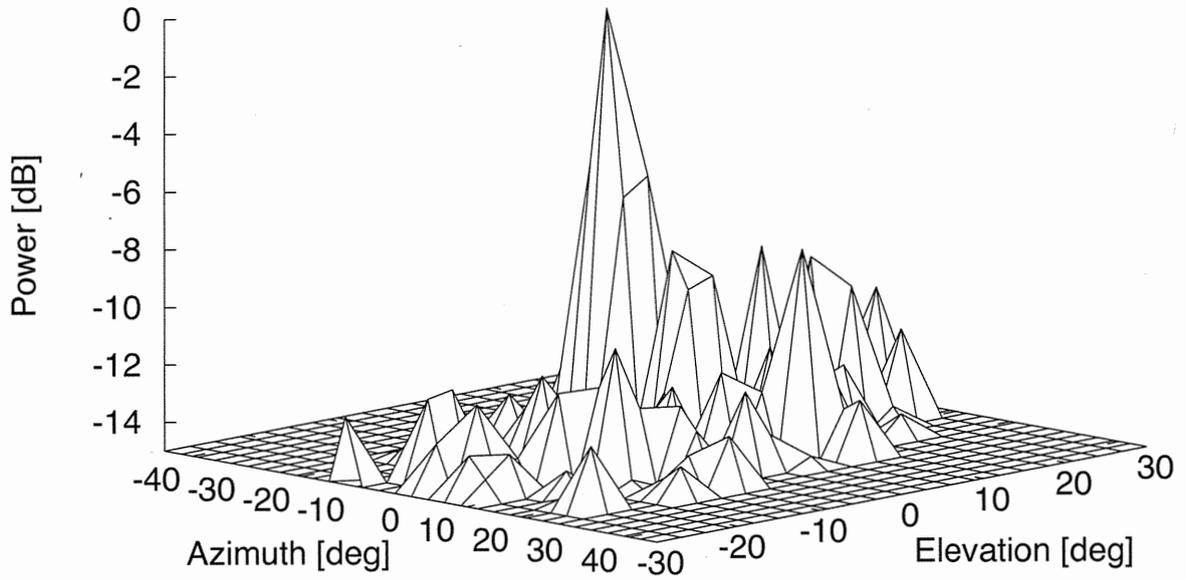


図 41 ステアリング10°における指向性
(ビームフォーマの場合)

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

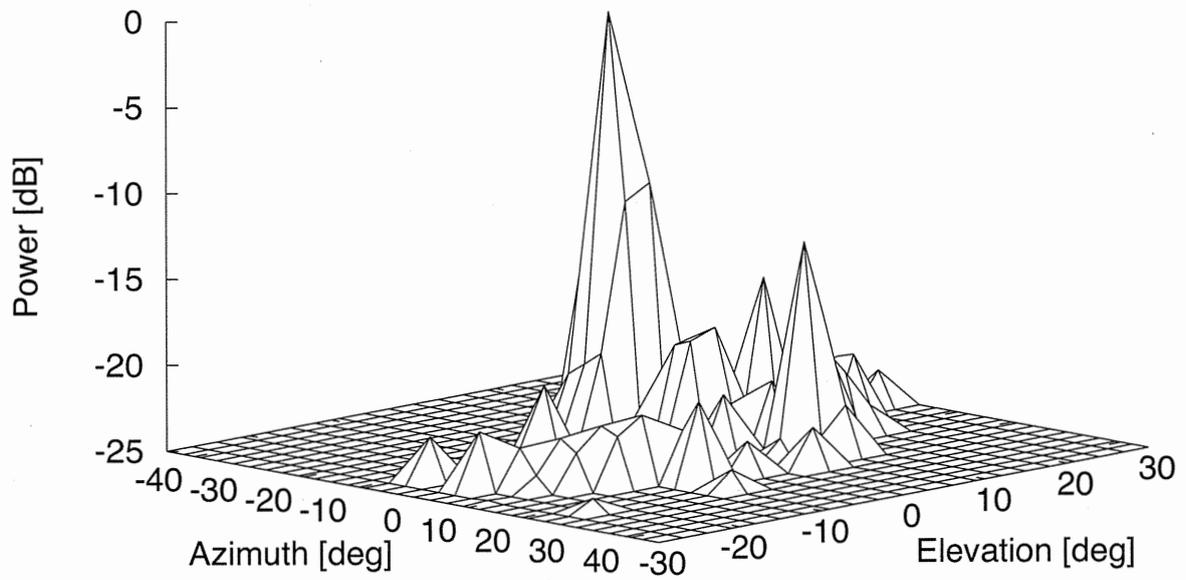
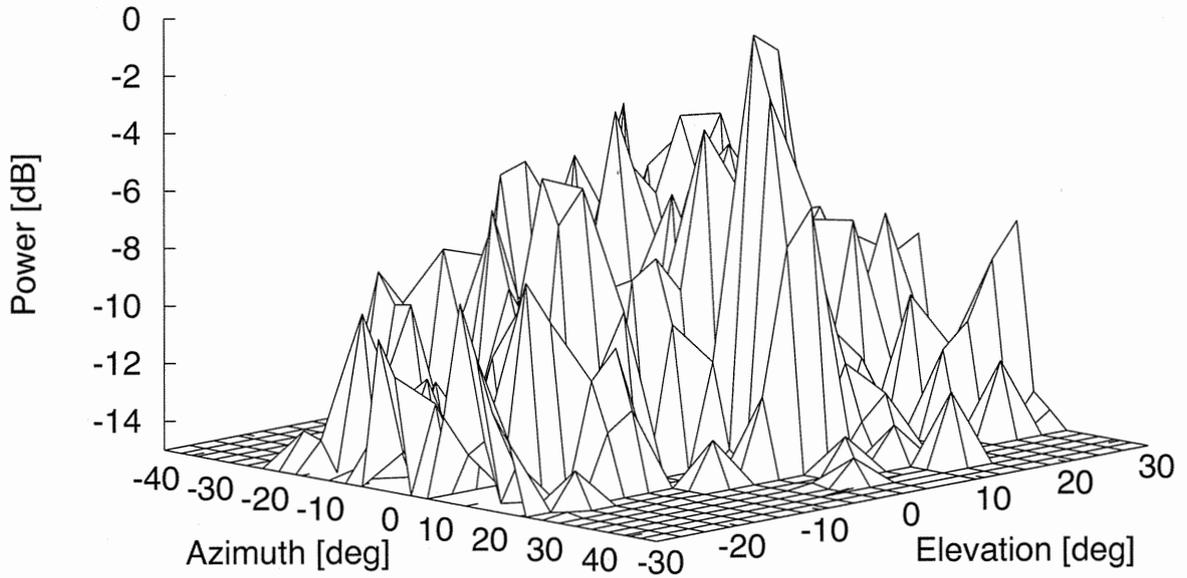


図 42 ステアリング-10°における指向性
(ビームフォーマの場合)

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

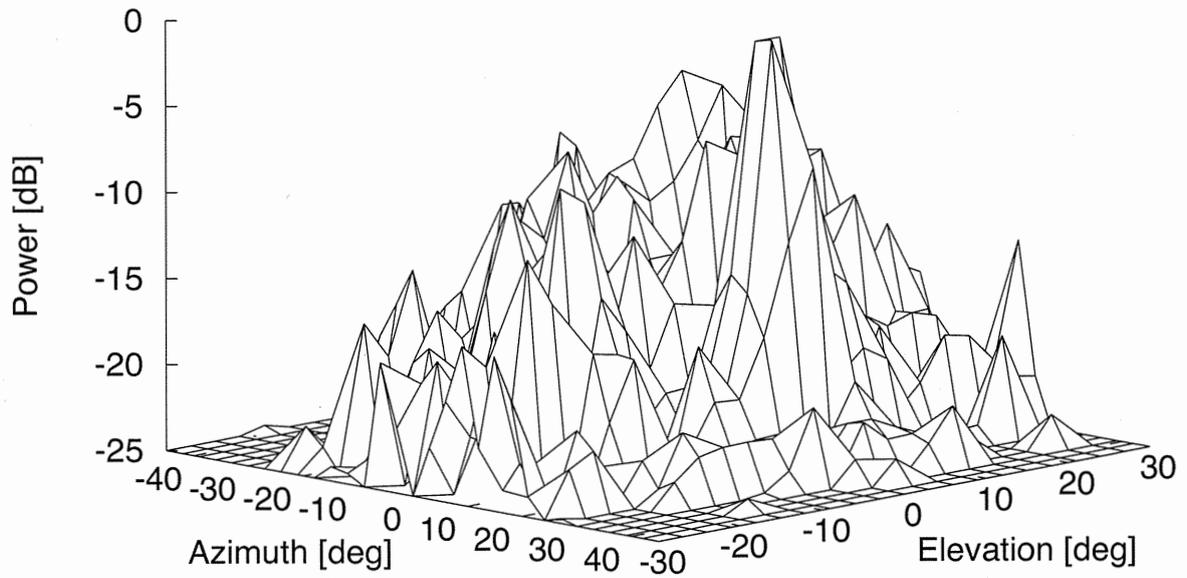
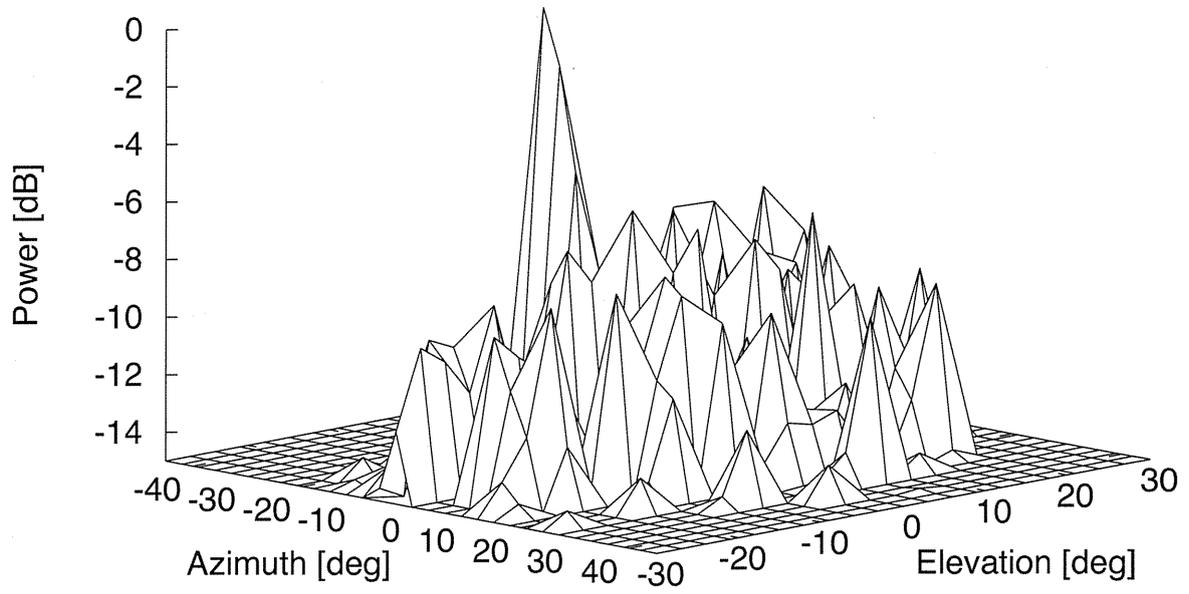


図 43 ステアリング20°における指向性
(ビームフォーマの場合)

(a) 搬送波 (40 kHz)



(b) 復調音 (1 kHz)

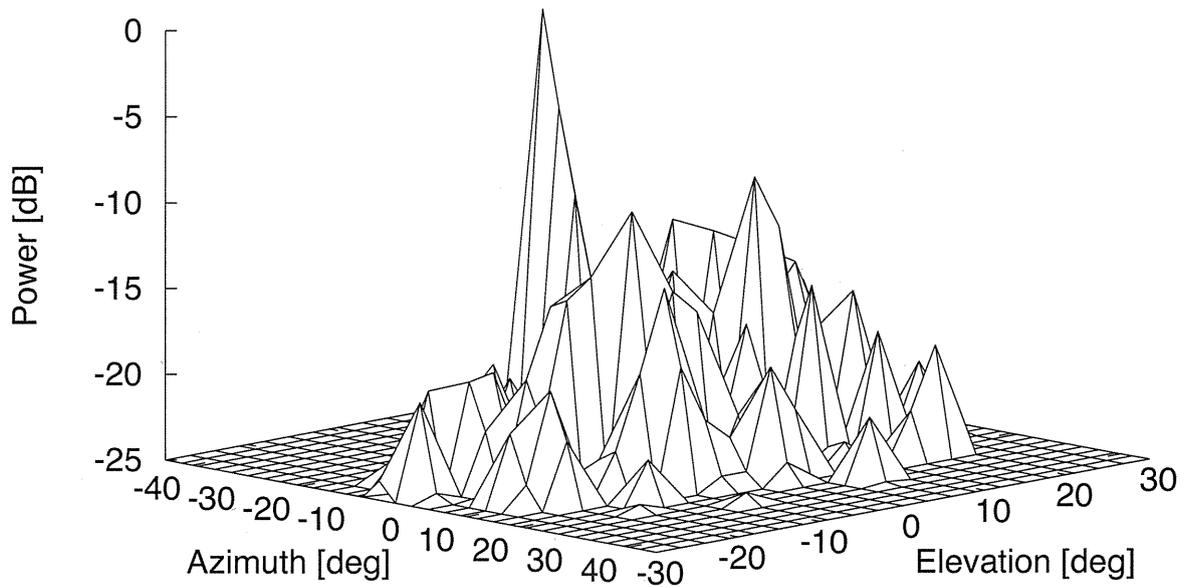


図 44 ステアリング-20°における指向性
(ビームフォーマの場合)

4.4 指向性測定結果まとめ

前節までに示したメインローブと最大副極のレベル差を改めて表7, 8にまとめて示す. 表7は搬送波の結果, 表8は復調音の結果である. 表7の六角格子とランダム素子配置(補正前)の結果を比較すると全てのステアリング角度において, メインビームと最大副極のレベル差が広がっており, ランダム素子配置にすることで副極を大きく抑えられた. また, 素子の特性補正を行った場合, フェーズドアレーの場合ではあまり改善は見られなかったが, ビームフォーマによるステアリングではステアリング角度の絶対値が大きいほどより副極を抑えられた. 表8の復調音の結果でもほぼ同様の結果となったが, ビームフォーマによるステアリングの場合, 20°のレベル差がほぼ変わらない結果となった.

表7 搬送波のメインビームと最大副極とのレベル差[dB]

ステアリング方位角			-20°	-10°	0°	10°	20°
六角格子			-1.9	1.2	6.0	2.8	-2.1
ランダム素子配置	補正前	フェーズドアレー	3.6	4.4	11.7	9.3	1.9
	補正後	フェーズドアレー	4.0	5.1	11.6	9.8	2.1
		ビームフォーマ	5.5	7.7	12.0	9.7	3.2

表 8 復調音のメインビームと最大副極とのレベル差[dB]

ステアリング方位角			-20°	-10°	0°	10°	20°
六角格子			-4.2	3.2	10.6	5.2	-4.2
ランダム素子配置	補正前	フェーズドアレー	4.7	8.9	21.8	19.1	4.5
	補正後	フェーズドアレー	6.0	9.4	21.2	18.9	4.4
		ビームフォーマ	8.5	12.4	22.7	19.9	4.3

5. パラメトリックスピーカによる空間センシング

4章においてランダム素子配置パラメトリックスピーカの指向性について評価し、規則的配置のスピーカと比べて大きな副極を抑えられていることを示した。この副極を抑えたパラメトリックスピーカを空間センシングに用いることで、物体検出や人体検出を行うときに誤検出の可能性を減らすことができる。そこで、開発したランダム素子配置パラメトリックスピーカを用いて空間内の物体位置検出と人体検出を行った。物体位置の推定は、ランダム素子配置パラメトリックスピーカから信号を出力し、反射波として返って来るまでの時間から計算した反射物の距離によって行った。同じ原理による空間情報のセンシングは、超音波診断装置におけるBモード画像[13]の生成において従来から用いられているが、本研究室の場合、反射音は物体の反射面の向きによって受音できない場合も生じるため、超音波診断装置の場合とは状況が異なるものの、多方向への反射を観測するため複数のセンサを異なる位置に設置し受音することとした。

5.1 ステアリングビームを用いた空間センシング

パラメトリックスピーカによる空間センシングは出力音響ビームの方向をステアリング処理によって変化させ、対象空間を走査することによって行った。出力ビームの反射音の時間遅れを求めるため、スピーカ近傍に配置した基準センサと、その他のセンサ間の相互相関関数を計算した。求めた複数の相互相関関数のタイムラグ成分をそのタイムラグを与えるような反射位置に配置し可視化像を作成した。

5.1.1 物体検出実験

図45に物体位置検出実験の環境を、図46に実際の様子を示す。無響室においてスピーカの中心を原点とし、ボウルを横 -0.25m 、奥行き 1.4m 、高さ 0.1m の位置に、また、スチロールの板を奥行き 2.0m の位置に設置し、物体位置の検出実験を行った。スピーカから出力する音響ビームを方位角、仰角共に $-20^\circ\sim 20^\circ$ の範囲で 0.5° ずつステアリング角度を変えて放射した。図47に反射波を受けるマイクロホンの設置位置を示す。図47のようにスピーカ下部と周囲にマイクロホンを設置し、スピーカ下部のマイクロホンを基準とした。相互相関からタイムラグを求める際の音速は 340m/s とした。駆動信号には白色雑音を使用し、以下の帯域別に検討した。

(A) 10kHz 以下の可聴音

(B) 搬送波 40kHz の正弦波を信号 (A) で変調したSSB-WC変調信号

(C) $30\text{kHz}\sim 50\text{kHz}$

(D) $50\text{kHz}\sim 70\text{kHz}$

(E) 全帯域 ($\sim 96\text{kHz}$)

(A) および、(C)、(D)、(E)の各信号は同じ白色雑音を用いて帯域別に処理した場合、(B)は自己復調波を生成するための信号の場合である。

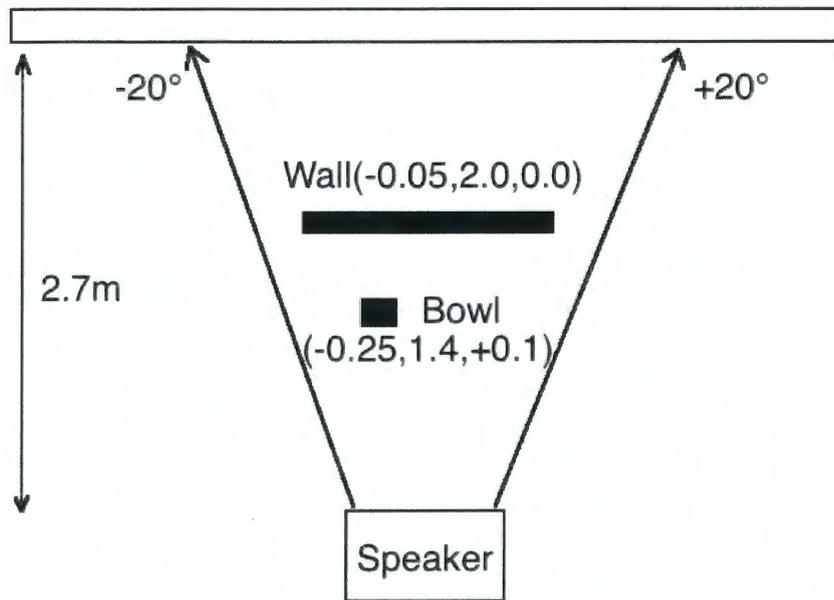


図 45 物体検出実験の実験環境



図 46 物体検出実験の実際の様子

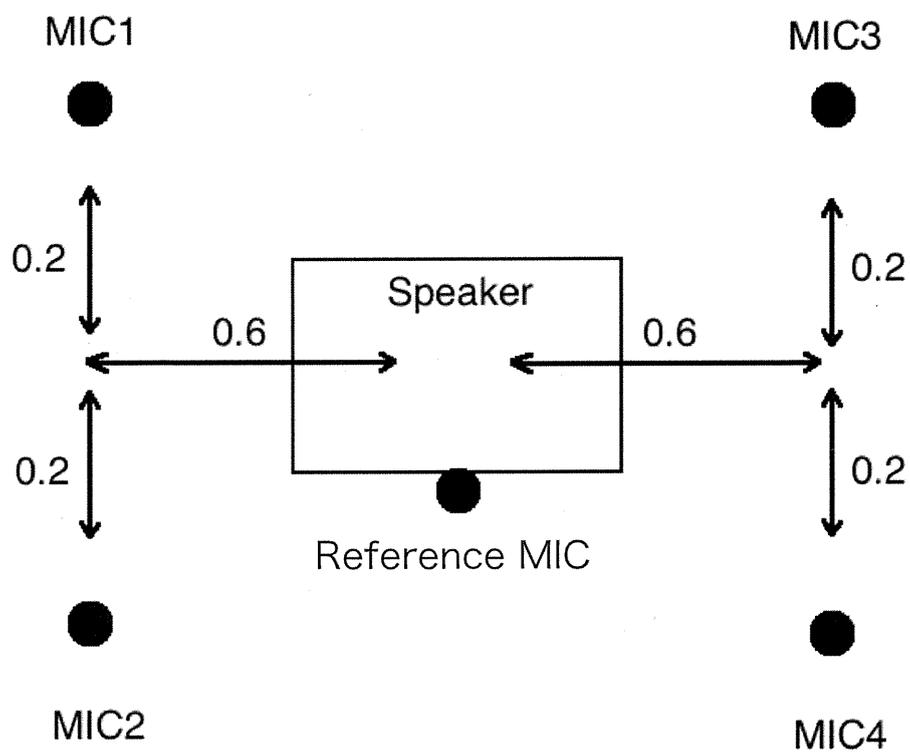


図 47 マイクロホンの設置位置

図48にボウルのある奥行き1.4mに近い奥行き1.5m地点の断面図を、図49にスチロール板のある奥行き2.0m地点の断面図を示す。それぞれの図において、(A)～(E)の5種類の実験結果の他、(F)にその地点における物体設置位置を赤く表示している。まず、図48の奥行き1.5m地点の結果では、全ての場合においてボウルの設置位置で反射成分の反応が強くなった。一方、ボウルの設置されていない場所、すなわち、背景部分の反射成分の強度を見てみると、(A)、(B)、(C)ともに行つての低いレベルになっており、何も反射物がないことを示しており、特にSSB-WC変調波の(B)の場合は、背景雑音が低かった。これに対し特に(D)の50k～70kHzの場合では、背景の強度が全域に亘って少し大きくなっていた。次に図49の奥行き2.0m地点の結果を見てみると、全ての場合において壁設置面内の反射強度が大きかったが、横-0.6m、高さ0.1m付近の壁の面以外で反射強度が強くなっていた。(B)のSSB-WC変調を用いた結果が他の結果と比べると設置面以外の反射強度が弱く、すなわち背景雑音が比較的抑えられているように見えた。(A)～(E)の5種類全部で物体検出ができたことから、音声伝達と並行して物体検出を音声伝達で使用している帯域とは別の帯域を使用して行うことができる可能性を示すことができた。

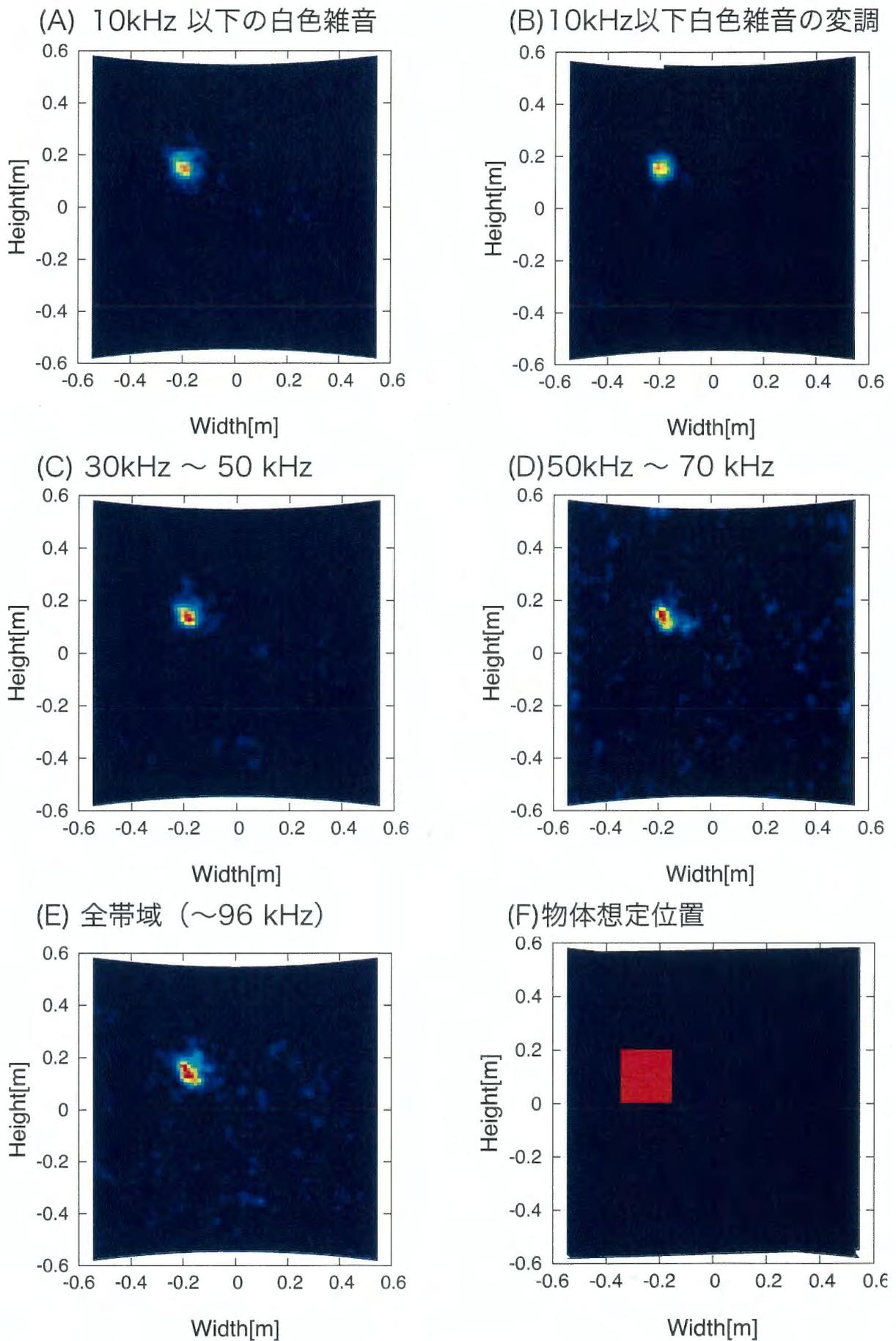


図48 1.5m地点における物体検出結果

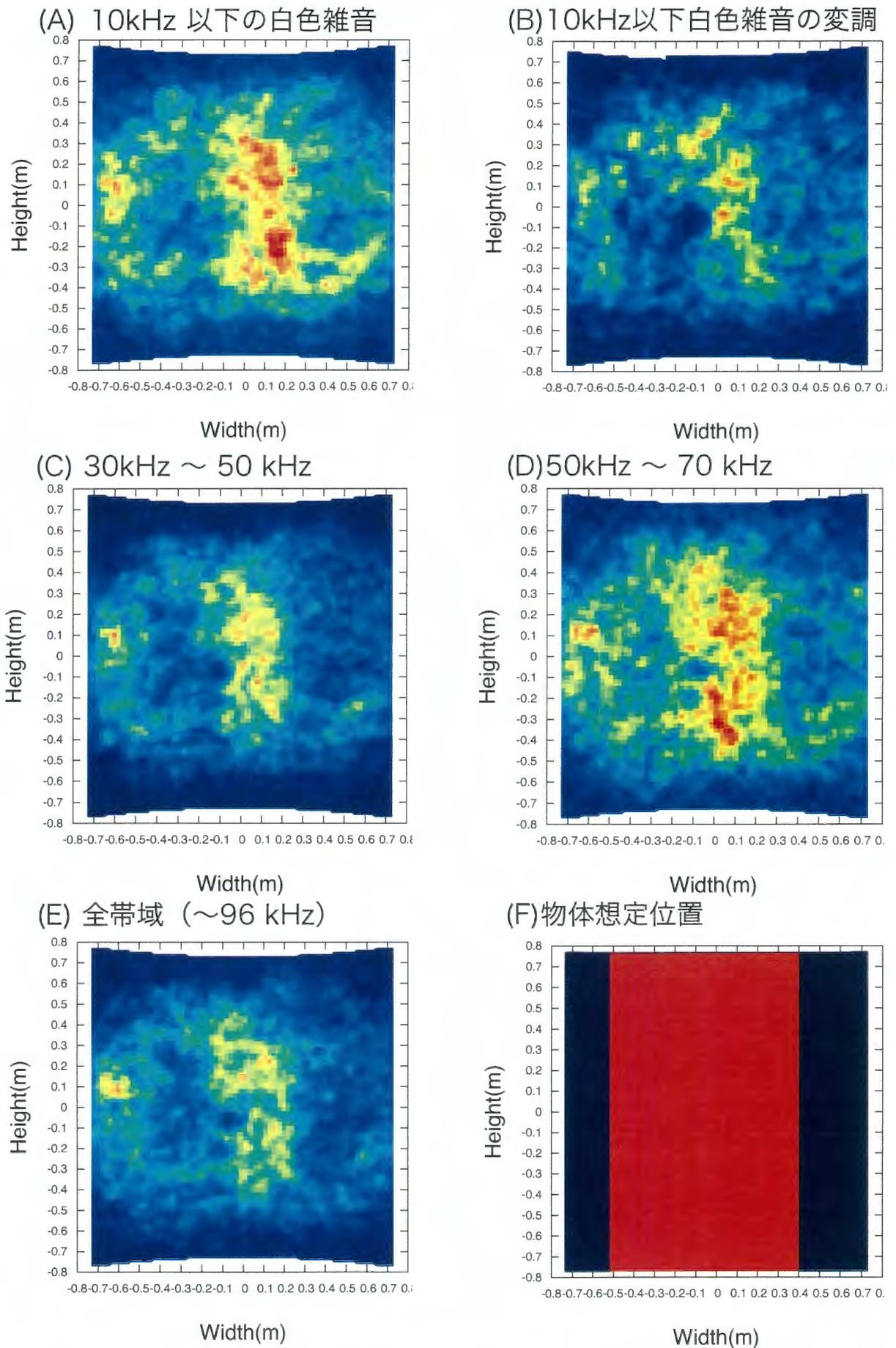


図49 2.0m地点における物体検出結果

5.1.2 人体検出実験

次に、椅子に座った人を検出できるかについて実験を行った。実験環境を図50に示す。胴体及び頭部は奥行き 1.4mの位置にあり、音響ビームの放射範囲は上半身より上側である。また水平方向の範囲は0.0～0.5mである。駆動信号は、5.1.1節で使用した (B) の10kHz以下の白色雑音を搬送波40kHzでSSB- WC変調した信号を用いた。

図51に奥行き1.4m地点の測定結果を示す。図では上半身の存在範囲を白枠で囲んである。囲んだ範囲においてその左下側に反射成分が強く出たものの、枠内全域の反射成分よりも枠外の反射成分が大きく人体の存在の確認は難しい。これは、人や服などに音波が吸収され反射が弱かったためであると考えられる。

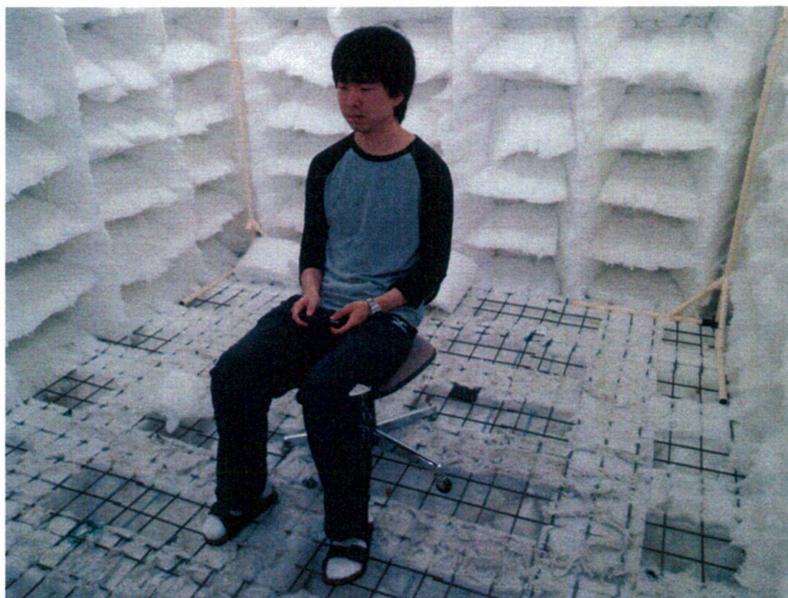


図 50 人体検出実験の様子

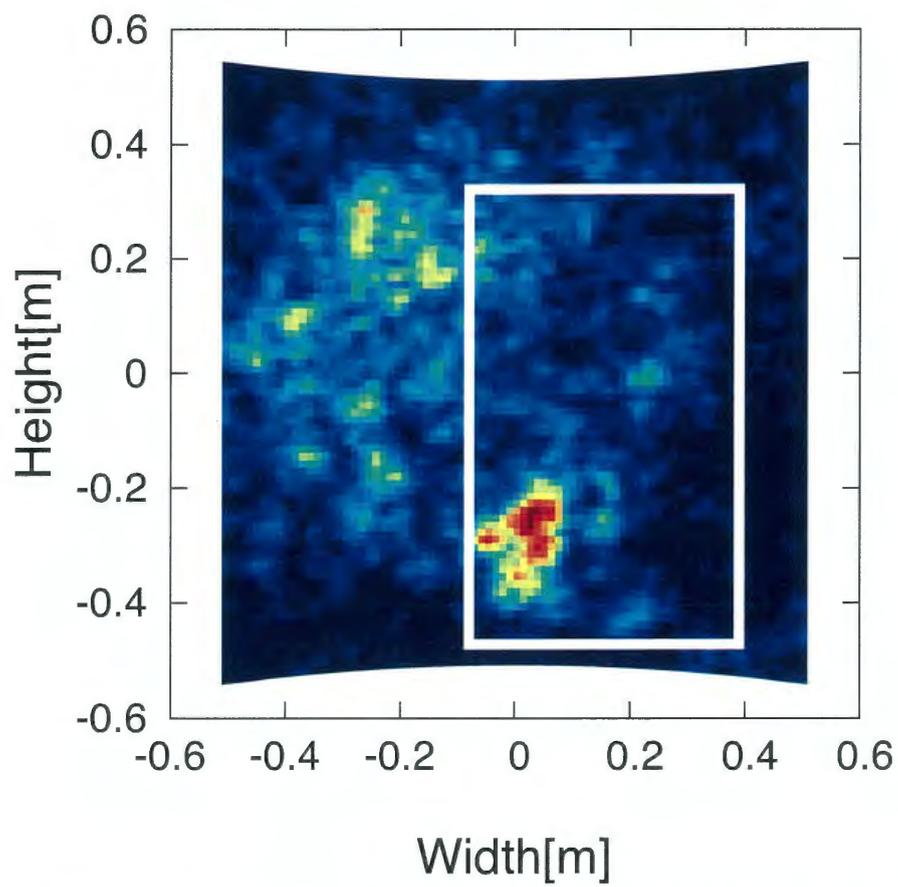


図 51 奥行き 1.4 mにおける人体検出結果の断面図

6. 結論

パラメトリックスピーカは、出力音響ビームが鋭く、また、多数の振動子から構成されることを利用したビームステアリング処理が可能であることが重要な特徴である。本研究は、この特徴を有効利用する空間センシングシステムの開発を目指し、ステアリング機能を含んだスピーカ駆動システム、および、音響ビームによる物体検知に適したスピーカデバイスを開発してきた。本論文では、これらに関する検討結果について述べた。

まず、第1章では、パラメトリックスピーカの研究背景について述べ、特に、ステアリング機能の開発と利用状況について言及した。

次に、第2章では、最初に従来のパラメトリックスピーカ駆動システムでの構成と問題点について述べ、スピーカ駆動信号として一般的なSSB変調信号の生成と遅延フィルタによるビームステアリングが各々時間領域のフィルタリングを含み、特に、ステアリングが多チャンネルのフィルタリングからなるため演算量が大幅に嵩むことを指摘した。この問題を改善するため、周波数領域における帯域シフトと位相シフトを、各々、SSB変調信号生成とステアリングに対応させた周波数領域の一括処理による省演算量の駆動システムを提案した。

また、提案システムでは、処理フレームの重畳加算による連続出力波形生成において、帯域シフトに起因するフレーム間の位相歪の発生について指摘し、この歪除去の処理を提案した。さらに、従来の規則的な素子配置のパラメトリックスピーカで出現する高レベルの副極が空間センシングにおいて問題になることから、副極抑圧のためのランダム素子配置パラメトリックスピーカの提案とその開発、および、これを用いた本システムの全体構成について述べた。

次に、第3章では、提案システムの評価のため、従来システムとの演算量と再生信号精度の比較結果について述べた。演算量に関しては、1つのビーム出力時に従来システムの約4割程度に演算時間を削減でき、現

状の一般的なPCでリアルタイム処理可能となった。ビーム数が複数となる場合においても、従来システムが大幅に演算量が増加するのに対し、提案システムはわずかの演算量増加に留まることを示した。一方、駆動信号の生成精度に関しては、従来システムの場合、使用しない片側側波帯の残留成分が見られるのに対し、提案システムでは全く見られず、高精度の駆動信号生成が可能であることが確認できた。また、提案システムによる復調音について評価した結果、ビームステアリング角度 $\pm 35^\circ$ の範囲で原信号に対するSN比が約22dBと、十分な精度で再生信号が得られることを確認した。

第4章では、開発したランダム素子配置パラメトリックスピーカの指向性について検討した。ランダム素子配置パラメトリックスピーカの指向性を測定したところ、指定したステアリング方向にビームが強く出現すると同時に、従来の格子配列スピーカと比較して副極レベルが抑えられ、目的とする指向特性が実現されていることを確認できた。例えば、ステアリング角度 10° のとき、六角格子スピーカでは搬送波のメインビームと最大副極とのレベル差が2.8dBであったのがランダム配置の場合は9.3dBと大幅に改善された。また、スピーカに用いられる超音波振動子の振幅特性のばらつきと非線形性について検討し、反復音響出力による振幅補正法を提案した。この方法による振幅補正について評価した結果、フェーズドアレーの場合には効果はほとんどなかった一方で、メインビームと最大副極のレベル差を最大化するように設計したビームフォーマ係数を用いた場合、副極レベルの減少が見られ、ばらつき補正の効果を確認できた。例えば、ステアリング角度 -10° の搬送波の場合、メインビームと最大副極とのレベル差が補正前は4.4dBであったが、ビームフォーマ係数を用いる場合は7.7dBと改善が見られた。

第5章では、開発した提案駆動システムとランダム素子配置パラメトリックスピーカを用いて対象空間の物体位置を推定する空間センシングの検討を行った。空間センシングは出力音響ビームをステアリングし、対象空間を走査することによって行った。物体位置の推定は、スピーカ

出力信号の反射波の遅延時間に基づいて行った。反射音は物体の反射面の向きによって受音できないことがあるが、複数のセンサを異なる位置に設置してその可能性を低くした。スピーカ近傍に設置した基準センサとその他のセンサ間の相互相関関数を計算し、それぞれのタイムラグ成分を距離相当の位置に設置し可視化像を求めたところ、人体の検出では一部分にしか反応が出なかったものの、硬い球形の物体についてはその位置をはっきりと検出することができた。また、複数の周波数帯域で物体検出を行えたことから、音声伝達と並行して音声伝達で使用している帯域とは別の帯域で物体検出を行うことができる可能性を示した。

以上をまとめると、パラメトリックスピーカの特性を利用した空間センシングのためのリアルタイム駆動システムとランダム素子配置スピーカデバイスを提案、開発し、実システムによって性能を評価した結果、目的とした処理量と信号生成性能の駆動システム、および、指向特性の優れたスピーカを開発でき、研究目的を達成することができた。

なお、ランダム素子配置パラメトリックスピーカの特性に関して、復調音の周波数特性や搬送波と復調音のビーム幅などについて従来と異なる面が観測されており、これらの現象について今後検討する必要がある。また、合成開口手法による物体検出との比較や、物体検出に用いるマイクの位置や個数などの実験環境についてもさらなる検討が必要である。

謝辞

本研究を進めるにあたって、多くの助言とご指導を頂いた永田仁史教授に心より感謝申し上げます。また、多くの有意義なご意見を頂きました安倍正人教授、萩原義裕教授、スピーカの開発等において協力を頂いた藤岡豊太助教に深く感謝いたします。実験補助など協力頂いた安倍・永田研究室の皆様にも感謝いたします。

参考文献

- [1] M. Yoneyama, J. Fujimoto, Y. Kawamo, and S. Sasabe, "The audio spotlight: An application of nonlinear interaction of sound waves to a new type of loudspeaker design," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 73, no. 5, pp. 1532—1536, May 1983.
- [2] 西浦敬信, "パラメトリックスピーカを用いた音場再生技術," *日本音響学会誌*, vol.71, no.2, pp.89--94, Feb. 2015.
- [3] 小森慎也, 生藤大典, 福森貴寛, 中山雅人, 西浦敬信, "フレキシブルパラメトリックスピーカを用いた可変放射特性の評価," *電子情報通信学会技術研究報告*, vol.115, no.521, pp.183--18, March 2016.
- [4] 羽田野佑太, 木下聡, 史創, 梶川嘉延, "パラメトリックスピーカの2次非線形歪み補正効果の聴感上での評価," *電子情報通信学会技術研究報告*, vol.115, no.521, pp.141--146, March 2016.
- [5] 武岡成人, "アレイ制御を用いた指向性可変なパラメトリックスピーカ," *電子情報通信学会技術研究報告*, vol.112, no.76, pp.31--36, June 2012.
- [6] Jun Yang, Woon-Seng Gan, Khim-Sia Tan, and Meng-Hwa Er, "Acoustic beamforming of a parametric speaker comprising ultrasonic transducers," *Sensor and Actuators A*, vol.125, pp. 91—99, 2005.

[7] Woon-Seng Gan, Jun Yang, Khim-Sia Tan, and Meng-Hwa Er, "A Digital Beamsteere for Difference Frequency in a Parametric Array," IEEE Trans. on Audio, Speech, and Language Processing., vol.14, no.3, May 2006.

[8] 上村亮介, 福森貴寛, 中山雅人, 西浦敬信, "フレキシブルパラメトリックスピーカを用いた振幅変調波の空中波面合成に基づく室内反射低減型オーディオスポット," 日本音響学会 2017 年春季研究発表会講演論文集, 3--1--17, pp.503--506, March 2017.

[9] 猿渡洋, 古村光夫, "グレーティングローブ抑圧技術を用いた合成開口空中ゾーナ," 日本音響学会誌, vol.53, no.5, pp.372--382, May 1997.

[10] 愛甲英寿, 野村建太, 青木健一, 鎌倉友男, 酒井新一, "ダイナミック SSB 変調器を用いたパラメトリック音響システムの検討," 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 107, no. 470, pp.35--40, Jan. 2008.

[11] 小林重信, "実数値GAのフロンティア," 人工知能学会誌, vol.24, no.1, pp.128--143, Jan. 2009.

[12] 鎌倉友男, 非線形音響 -基礎と音響-, コロナ社, 2014.

[13] 秋山いわき, アコースティックイメージング, コロナ社, 2010.

研究発表論文リスト

1. 金城翔太, 永田仁史, 藤岡豊太, 安倍正人, "ステアリング機能付きのパラメトリックスピーカ駆動システム," 日本音響学会2017年春季研究発表会講演論文集, 1—P—13, pp. 545—548, March, 2017.
2. 金城翔太, 永田仁史, 藤岡豊太, 安倍正人, "ランダム素子配置パラメトリックスピーカに関する検討," 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 117, No. 41, pp. 13—18, May, 2017.
3. 成田恭平, 金城翔太, 永田仁史, 藤岡豊太, 安倍正人, "パラメトリックスピーカのステアリングビームによる空間センシングに関する検討," 日本音響学会2017年秋季研究発表会講演論文集, 2—P—42, pp. 639—640, September, 2017.
4. Shota Kinjo, Yoshifumi Nagata, Toyota Fujioka, and Masato Abe, "A Study on Element Characteristics Compensation of Parametric Loudspeaker," Proceedings of Symposium on Ultrasonic Electronics, Vol. 38, 1P4-2, October, 2017.
5. 金城翔太, 永田仁史, 藤岡豊太, 安倍正人, "周波数領域処理を用いたパラメトリックスピーカ駆動システム," 電子情報通信学会論文誌 A (採録決定)