

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2004-501524
(P2004-501524A)

(43) 公表日 平成16年1月15日(2004.1.15)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H04R 3/00	H04R 3/00 310	5D019
H04R 19/00	H04R 19/00 330	5D020

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 55 頁)

(21) 出願番号 特願2001-552544 (P2001-552544)
 (86) (22) 出願日 平成13年1月12日 (2001.1.12)
 (85) 翻訳文提出日 平成14年7月15日 (2002.7.15)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2001/001268
 (87) 国際公開番号 W02001/052437
 (87) 国際公開日 平成13年7月19日 (2001.7.19)
 (31) 優先権主張番号 60/176, 140
 (32) 優先日 平成12年1月14日 (2000.1.14)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)
 (31) 優先権主張番号 09/758, 606
 (32) 優先日 平成13年1月11日 (2001.1.11)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

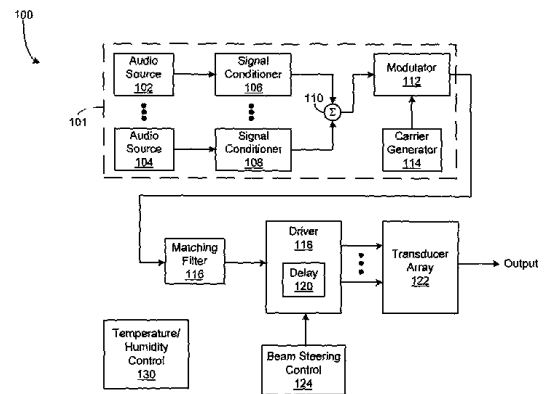
(71) 出願人 502254095
 ポンペイ, フランク, ジョセフ
 アメリカ合衆国 01778 マサチュー
 セッツ州 ウエイランド ベック アベニ
 ュー 16
 (74) 代理人 100062225
 弁理士 秋元 輝雄
 (72) 発明者 ポンペイ, フランク, ジョセフ
 アメリカ合衆国 01778 マサチュー
 セッツ州 ウエイランド ベック アベニ
 ュー 16
 Fターム(参考) 5D019 AA09 DD01 FF00
 5D020 AC11

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 パラメトリックオーディオシステム

(57) 【要約】

歪みの減じられた空気伝送可聴周波信号を発生する帯域幅の増大されたパラメトリックオーディオシステム。本パラメトリックオーディオシステムには、超音波搬送波信号を処理された可聴周波信号を用いて変調する変調器(112)と、変調された搬送波信号を増幅する励振増幅器(118)と、変調され増幅された搬送波信号を選択された発射進路に沿って空中へ発射して前記可聴周波信号を再生する音響変換器配列(122)が含まれている。前記配列(122)中の音響変換器の各々は膜型変換器である(図2a及び2b)。さらに、音響変換器配列(122)は電子的に1または2以上の可聴ビームをある方向へ向け、焦点を合わせ、進路を定めることができる位相を等しくした配列である。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

少なくとも 1 の可聴周波信号を与える少なくとも 1 の可聴周波信号源と、
前記可聴周波信号を代表する第 1 信号を受信し、その第 1 信号を超音波周波数へ変換する
変調器と、及び

前記変換された第 1 信号を受信して選択された進路に沿って空中へ発射することにより前
記選択された進路の少なくとも一部に沿って前記可聴周波信号を再生する少なくとも 1 の
音響変換器を含む音響変換器配列から構成され、

前記音響変換器配列は 5 kHz より大きい帯域幅を有することを特徴とする少なくとも 1
の空気伝送可聴ビームを再生するパラメトリックオーディオシステム。

10

【請求項 2】

各音響変換器が膜型変換器であることを特徴とする請求項 1 項記載のパラメトリックオー
ディオシステム。

【請求項 3】

前記膜型変換器はセル型静電変換器であることを特徴とする請求項 2 項記載のパラメトリ
ックオーディオシステム。

【請求項 4】

前記膜型変換器がさらに導電性膜、後ろ板電極、及び前記導電性膜と前記後ろ板電極との
間の直流バイアス源を含むことを特徴とする請求項 2 項記載のパラメトリックオーディオ
システム。

20

【請求項 5】

前記変調器と前記音響変換器配列との間に連結され、前記変換された第 1 信号を受信しか
つ前記変換された第 1 信号を表す増幅信号を発生する少なくとも 1 の励振増幅器と、及び
前記励振増幅器と前記音響変換器配列との間に連結され、励振増幅器からの直流バイアス
を阻止する阻止コンデンサをさらに含むことを特徴とする請求項 4 項記載のパラメトリ
ックオーディオシステム。

【請求項 6】

前記変調器と前記音響変換器配列との間に連結され、前記変換された第 1 信号を受信しか
つ前記変換された第 1 信号を表す増幅信号を発生する少なくとも 1 の励振増幅器と、
前記音響変換器配列と前記直流バイアス源との間に連結され、前記直流バイアス源からの
前記増幅信号を阻止する第 1 構成部分をさらに含むことを特徴とする請求項 4 項記載のパ
ラメトリックオーディオシステム。

30

【請求項 7】

前記直流バイアス源が埋め込まれた電荷によって供給されることを特徴とする請求項 4 項
記載のパラメトリックオーディオシステム。

【請求項 8】

前記セル型静電変換器には導電性膜、後ろ板電極、及び前記導電性膜と前記後ろ板電極と
の間に配置された誘電スペーサが含まれることを特徴とする請求項 3 項記載のパラメトリ
ックオーディオシステム。

【請求項 9】

前記膜型変換器は導電性膜、電極、及び前記導電性膜と前記電極との間に配置された絶縁
性後ろ板を含むセル型静電変換器であることを特徴とする請求項 2 項記載のパラメトリ
ックオーディオシステム。

40

【請求項 10】

前記可聴周波信号の非直線的反転を実施して前記第 1 信号を発生する回路をさらに含むこ
とを特徴とする請求項 1 項記載のパラメトリックオーディオシステム。

【請求項 11】

前記変調器と前記音響変換器配列との間に連結され、前記変換された第 1 信号を受信しか
つ前記変換された第 1 信号を表す増幅信号を発生する少なくとも 1 の励振増幅器と、
前記音響変換器配列と前記励振増幅器との組合せの非平面的周波数反応を補正する整合フ

50

ィルターとをさらに含むことを特徴とする請求項 1 項記載のパラメトリックオーディオシステム。

【請求項 1 2】

前記少なくとも 1 の音響変換器は膜型変換器から成り、

前記膜型変換器は式、 $l = (\text{面積}) \cdot (\text{振幅})^2$ 、によって限定される音の大きさの性能係数を持ち、及び

前記式中、“面積”は前記膜型変換器の面積であり、“振幅”は前記変調された搬送波信号の振幅であることを特徴とする請求項 1 項記載のパラメトリックオーディオシステム。

【請求項 1 3】

前記性能係数“1”が $(2.0 \times 10^4) \text{ Pa}^2 \cdot \text{in}^2$ より大きいことを特徴とする請求項 1 2 項記載のパラメトリックオーディオシステム。 10

【請求項 1 4】

前記性能係数“1”が $(4.5 \times 10^5) \text{ Pa}^2 \cdot \text{in}^2$ より大きいことを特徴とする請求項 1 2 項記載のパラメトリックオーディオシステム。

【請求項 1 5】

少なくとも 1 の可聴周波信号を与える少なくとも 1 の可聴周波信号源と、

前記可聴周波信号を表す第 1 信号を受信し、かつ前記第 1 信号を用いて超音波搬送波信号を変調する変調器と、

前記変調された搬送波信号を受信し、かつ前記変調された搬送波信号を表す増幅信号を発生する少なくとも 1 の励振増幅器、及び 20

少なくとも 1 の音響変換器を含み、前記変調された搬送波信号を受信しかつ前記変調された搬送波信号を選択された進路に沿って空中へ発射することにより前記変調された搬送波信号を変調して前記選択された進路の少なくとも一部に沿って前記可聴周波信号を再生する音響変換器配列から構成され、

前記励振増幅器には、前記超音波搬送波信号の周波数とほぼ等しい共振周波数をもつ共振回路を形成するための前記音響変換器配列の容量性負荷に連結された誘導子が含まれることを特徴とする少なくとも 1 の空気伝送可聴周波信号を発生するパラメトリックオーディオシステム。

【請求項 1 6】

前記超音波搬送波信号の周波数が 45 kHz であるかあるいはそれ以上であることを特徴とする請求項 1 5 項記載のパラメトリックオーディオシステム。 30

【請求項 1 7】

前記超音波搬送波信号の周波数が 55 kHz であるかあるいはそれ以上であることを特徴とする請求項 1 5 項記載のパラメトリックオーディオシステム。

【請求項 1 8】

前記励振増幅器にはさらに前記誘導子と前記音響変換器配列の容量性負荷に連結された減衰レジスタが含まれることを特徴とする請求項 1 5 項記載のパラメトリックオーディオシステム。

【請求項 1 9】

前記励振増幅器にはさらに通昇変圧器が含まれ、前記誘導子は該通昇変圧器によって与えられることを特徴とする請求項 1 5 項記載のパラメトリックオーディオシステム。 40

【請求項 2 0】

少なくとも 1 の可聴周波信号を与える少なくとも 1 の可聴周波信号源と、

前記可聴周波信号を表す少なくとも 1 の第 1 信号を受信し、かつ前記少なくとも 1 の第 1 信号を超音波周波数へと変換する変調器と、

前記少なくとも 1 の変換された第 1 信号を受信し、かつ前記変換された第 1 信号を表す少なくとも 1 の増幅信号を発生する少なくとも 1 の励振増幅器と、

複数の音響変換器を含み、前記少なくとも 1 の変換された第 1 信号を受信し、かつ前記可聴周波信号の後続の再生ため空中へ前記変換された第 1 信号発射する音響変換器配列、及び

少なくとも1の所定の時間遅延を少なくとも1の変換された第1信号へ与える遅延回路から構成される少なくとも1の空気伝送可聴ビームを発生するパラメトリックオーディオシステム。

【請求項21】

前記遅延回路は、前記少なくとも1の所定の時間遅延を前記少なくとも1の変換された第1信号へ与えて、前記音響変換器配列によって前記変換された第1信号を空中へ少なくとも1の進路に沿って操舵するように構成されていることを特徴とする請求項20項記載のパラメトリックオーディオシステム。

【請求項22】

前記音響変換器配列には、隣接する後ろ板に沿って配置された膜、その表面に複数の窪みが形成された前記後ろ板、及びそれぞれが前記膜及び1または2以上の窪みによって限定された音響変換器がさらに含まれることを特徴とする請求項20項記載のパラメトリックオーディオシステム。 10

【請求項23】

前記窪みのそれぞれの大きさが、前記音響変換器のそれぞれの中心周波数と帯域幅を決定するように設定されることを特徴とする請求項22項記載のパラメトリックオーディオシステム。

【請求項24】

前記遅延回路が、前記式、 $d = (x \cdot \sin(\theta)) / c$ 、(式中“x”は基準点から各音響変換器までの距離、“c”は音速である)により得られる所定の時間遅延dを与えるように構成されることを特徴とする請求項20項記載のパラメトリックオーディオシステム。 20

【請求項25】

表面部と該表面上に形成された大きさの異なる複数の窪みを含む後ろ板と、前記後ろ板に沿って隣接して配置された膜から構成され、前記膜と少なくとも1の前記複数の窪みが少なくとも1の音響変換器の境界を定め、前記各窪みの大きさは前記少なくとも1の音響変換器の中心周波数と帯域幅を決定するように設定されることを特徴とする音響変換器配列。

【請求項26】

前記音響変換器配列は5kHz以上の帯域幅をもつことを特徴とする請求項25項記載の音響変換器配列。 30

【発明の詳細な説明】

【0001】

関連出願とのクロスリファレンス

本出願は1999年4月27日出願の先の出願、米国特許出願番号09/300,022、発明の名称「パラメトリックオーディオシステム」、の一部継続出願である。本出願は2000年1月14日出願された米国特許出願第60/176,140号、発明の名称「パラメトリックオーディオシステム」に基づく優先権を主張するものである。

合衆国後援研究開発に関する記述

該当しない。 40

【0002】

発明の背景

本発明は一般的には空気伝送可聴周波信号を発生するパラメトリックオーディオシステムに関し、より詳細には列状の広帯域幅膜型変換器を含むパラメトリックオーディオシステムに関する。

【0003】

パラメトリックオーディオシステムとしては、発射進路に沿って後続して可聴周波信号を再生するため可聴周波信号を用いて変調した超音波搬送信号を空中へ発射する列状の音響変換器を採用するものが知られている。従来のパラメトリックオーディオシステムには、超音波搬送信号を可聴周波信号を用いて変調する変調器と、変調された搬送信号を増幅す 50

る少なくとも1の励振増幅器と、変調されかつ増幅された搬送信号を発射進路に沿った空中へ向ける1または2以上の音響変換器が含まれている。前記配列中の各音響変換器の代表的なものは圧電変換器である。さらに、空気の非直線的伝搬特性ゆえに、発射された超音波信号は空中を通過するときに復調されることによって選択された発射進路に沿った可聴周波信号の発生が起こる。

【0004】

上記従来型パラメトリックオーディオシステムの一つの欠点は、このシステムに用いる圧電変換器の帯域幅が概して例えば2 - 5 kHzという狭い帯域幅であることである。その結果、再生された可聴周波信号中における歪みを最小とすることが困難なことである。さらに、かかるパラメトリックオーディオシステムによって発生される可聴音声のレベルは音響変換器の表面積に比例するため、音響変換器配列の有効表面積を最大にすることが一般的に望ましい。しかしながら、一般的に圧電変換器の直径はおよそ0.25インチしかないので、最適な音響変換器表面積を得るには音響変換器配列中に数百あるいは数千の圧電変換器を含めることがしばしば必要となり、製造コストがかなり増大してしまう。

10

【0005】

従来型パラメトリックオーディオシステムの他の欠点は、超音波信号が一般的に機械的操縦装置によって選択された発射進路に沿った方向へ向けられることである。これによって音声はコンピューターシステムによる制御のように動的あるいは相互作用的に配置することが可能となるが、かかる機械的操縦装置は高価であり、嵩張り、不便であり、また制限がある。従って、パラメトリックオーディオシステムは空気伝送可聴周波信号を発生する

20

【0006】

発明の要約

本発明に従って、帯域幅が増加し歪みが減少された空気伝送可聴周波信号を発生するパラメトリックオーディオシステムが提供される。一実施態様において前記パラメトリックオーディオシステムには、超音波搬送信号を少なくとも1の処理された可聴周波信号を用いて変調する変調器と、変調された搬送信号を増幅する少なくとも1の励振増幅器と、選択された発射進路に沿った可聴周波信号を後続して再生するため変調されかつ増幅された搬送信号を空中へ発射する1列の音響変換器が含まれている。前記配列中の音響変換器の各々は膜型変換器である。好ましい実施態様においては、この膜型変換器は導電性膜と隣接する導電性の後ろ板を含んだセル型静電変換器である。別の実施態様においては、このセル型静電変換器には、導電性膜と、隣接した絶縁性の後ろ板と、前記導電性膜に対向する前記絶縁性後ろ板の側部に配置された電極とが含まれている。前記後ろ板には好ましくは導電性膜の付近にある当該後ろ板の表面上に形成された複数の窪みがある。前記後ろ板表面にあるこれらの窪みは、前記膜型変換器の中心周波数を設定し、及び非直線的に反転された超音波信号を再生するのに十分な帯域幅を与えるように適切に形成されている。さらに、励振増幅器には共振回路を形成するために前記膜型変換器の容量性負荷へ連結された誘導子が含まれている。好ましい実施態様においては、前記膜型変換器の中心周波数、前記膜型変換器に連結した励振増幅器によって形成された前記共振回路の共振周波数、及び超音波搬送信号の周波数は45 kHz以上の同一値であって等しい。音響変換器の配列は1次元または2次元以上に配置され、選択された発射進路に沿って少なくとも1の可聴ビームを電子的に方向付けることができる。一実施態様においては、音響変換器の配列は一次元に配置され、少なくとも1の角方向へ可聴ビームを電子的に向けさせることができる。別の実施態様では、音響変換器の配列は二次元に配置され、少なくとも1の可聴ビームを二つの角方向へ電子的に向けさせることができる。好ましい実施態様においては、音響変換器の配列は一次元に直線状に配置され、所定の時間遅延をその配列の音響変換器全域へ分散することにより1の角方向へ少なくとも1の可聴ビームを向けさせ、焦点を合わせ、あるいは進路を定めている。

30

40

50

【0007】

本発明の他の特徴、機能及び態様については以下の詳細な説明から明らかになる。

【0008】

発明の詳細な説明

以下の説明において、1999年4月27日出願に係る米国特許仮出願第60/176,140号の記述が参照され含まれている。

【0009】

以下の説明において、2000年1月14日出願に係る米国特許出願第09/300,022号の記述が参照され含まれている。

【0010】

選択された発射進路に沿って可聴周波信号を後続して再生するため、可聴周波信号を用いて変調された超音波ビームを空中へ向ける方法及び装置が開示されている。本願開示に係る発明は上記変調された超音波ビームを、より低コストで製造される手段において帯域幅を増加し歪みを減らすように構成されたパラメトリックオーディオシステムを用いて空中へと向けさせるものである。

10

【0011】

図1は本発明に従ったパラメトリックオーディオシステム100の実施態様を説明するためのブロック図である。図示した実施態様において、パラメトリックオーディオシステム100には、一次元、二次元、あるいは三次元的配置に構成した複数の音響変換器から成る音響変換器配列が含まれている。この配列中の音響変換器は、超音波搬送信号発生器114と1または2以上の可聴周波信号源102-104を備える信号発生器101によって励振される。光信号調整回路106-108は前記可聴周波信号源102-104によって発生される各可聴周波信号を受信し、調整された可聴周波信号を加算器110へ与える。かかる可聴周波信号の調整は加算器110によって可聴周波信号が加算された後に二者択一的に実施されることが分かる。いずれの場合においても、前記調整には概して再生された可聴周波中の歪みを減少あるいは除去することを要する非直線的反転が含まれ、また一般的に超音波帯域幅の必要性を増大する。前記調整にはさらに(可聴周波の)等化や圧縮等の標準可聴周波生成ルーチンが含まれる。変調器112は加算器110から複合可聴周波信号及び搬送波発振器114から超音波搬送信号を受信して、その超音波搬送信号を前記複合可聴周波信号を用いて変調する。前記変調器112は変調指数を変更させるために調節できることが好ましい。搬送波を用いた掛け算による振幅変調が好ましいが、かかる変調の最終目的は可聴周波帯域信号を超音波へと変換することであるので、その結果が得られるどのような形態の変調であっても用いることができる。

20

30

【0012】

好ましい実施態様において、変調器112は変調された搬送波信号を、励振増幅器118及び音響変換器配列122の概して非平面的周波数反応を補正する整合フィルター116へ与える。前記整合フィルター116は前記変調された搬送波信号を少なくとも励振増幅器118へ与え、次いで前記変調搬送波信号を増幅したものを少なくとも前記音響変換器配列122の複数の音響変換器の一部へ与える。前記励振増幅器118には、音響変換器配列122の出力で与えられた超音波ビームをある方向へ向け、焦点をあわせ、あるいは進路を定めるために前記変調搬送波信号のすべての周波数にわたって相対位相ずれを与える遅延回路120が含まれていてもよい。前記複合可聴周波信号で振幅変調された高強度超音波搬送波信号を含む前記超音波ビームは伝搬媒体の非直線的伝搬特性によって空中の進路において復調されて可聴音声を発生する。この非直線的パラメトリック処理によって発生された可聴音声は変調包絡線の二乗にほぼ比例することが分かる。従って、可聴音声中の歪みを減少させるため、信号調整器106-108には、可聴周波信号中に生ずる歪みを反転させるための非直線的反転回路構成が含まれることが好ましい。殆どの信号の場合、この反転は適当な相殺の後に信号の二乗根を取るように近づける。さらに、可聴音声のレベルを上げるため、音響変換器配列122は複数の音響変換器の有効表面積が最大となるように構成されることが好ましい。

40

50

【0013】

前記超音波搬送波信号発生器114によって発生される搬送波信号の周波数は45kHzあるいはそれ以上のオーダーであることが好ましく、また55kHzあるいはそれ以上のオーダーであればさらに好ましい。可聴周波信号源102-104によって発生される可聴周波信号は一般的に約20kHzの最大周波数をもっているため、変調された超音波搬送波信号中の可聴周波信号の強度に従った実質的強度のある最も低い周波数成分は約25-35kHzまたはそれ以上の周波数をもつ。このような周波数は人間の可聴範囲を概して超えるものである。

【0014】

図2aは前記パラメトリックオーディオシステム100に含まれた音響変換器配列122の実施態様を説明するための簡略化された平面図である(図1参照)。上述した通り、音響変換器配列122には1次元または2次元以上に配置された複数の音響変換器が含まれている。従って、前記例示の音響変換器配列122には1次元構成に配置された複数の音響変換器0-11(擬似的に表示)が含まれている。これら音響変換器0-11の各々はコンデンサ変換器から成り、より詳細には膜型PVD変換器、膜型エレクトレット変換器、あるいは膜型静電変換器等の膜型変換器から成るものである。この膜型変換器は下記式で定義される音の大きさ性能係数 l を有する。

$$l = (\text{面積}) \cdot (\text{振幅})^2 \quad (1)$$

式中、“面積”は膜型変換器の面積であり、“振幅”は変調された超音波搬送波信号の振幅である。音の大きさ性能係数は $(2.0 \times 10^4) \text{ Pa}^2 \cdot \text{in}^2$ 以上であることが好ましく、 $(4.5 \times 10^5) \text{ Pa}^2 \cdot \text{in}^2$ 以上であることがさらに好ましい。図示した実施態様において、音響変換器0-11の各々は1次元構成における密着した包装を容易にするために概して矩形状をしている。前記音響変換器の幾何図形的形状及び外形として他の形状が用いられてもよい。例えば音響変換器を輪状構成に配置するのに適した形状にしてもよい。

【0015】

図2bは図2aの音響変換器配列122の断面図である。上述したように、音響変換器0-11は膜型変換器である。好ましい実施態様においては、前記音響変換器0-11のそれぞれはセル型静電変換器である。従って、この音響変換器配列122には少なくとも片側が導電性である導電性膜202が隣接する後ろ板電極204に対向するように配置されて含まれている。例えば膜202は片側が金属被服されたカプトン膜から成る。さらに、後ろ板電極204の表面204aは複数の矩形の深さの異なるグループによって遮られて音響変換器0-11が形成されている。例示の実施態様においては、前記音響変換器配列122には前記後ろ板電極204の表面204aに対して前記膜202を押し付けるのに適当な構造、例えば板ばね(図示なし)が含まれている。そのため、音響変換器配列122には、膜202と前記複数の矩形グループの各端部によって境界が限定された複数の音響変換器0-11が含まれている。別の実施態様において、音響変換器配列122には、導電性膜202、導電性電極(図示なし)、及び複数の矩形のグループによって表面が遮られ膜202と前記電極の間に配置された絶縁性後ろ板(図示なし)が含まれていてもよい。

【0016】

前記音響変換器配列122の帯域幅は、前記整合フィルター116によって性能が高められた状態で5kHzあるいはそれ以上のオーダーであることが好ましく、また10kHzあるいはそれ以上であることがさらに好ましい。さらに、前記音響変換器0-11を形成するグループの深さを適当に設定することにより、前記音響変換器配列122の周波数反応をその目的用途の要求を満たすように設定することができる。例えば、音響変換器配列122の中心周波数を前記グループの深さを増加することによって低下させることが可能であり、また帯域幅は前記変換器の周りのグループの深さを変化させることによって広げることが可能である。音響変換器配列122の中心周波数は、例えば前記膜202の張力や前記グループの幅に影響される。このことは本願に参照のため含まれている1999年

10

20

30

40

50

4月27日付で出願された審査継続中の米国特許出願第09/300,200号、発明の名称「超音波変換器」における記載と同様である。好ましい実施態様においては、前記音響変換器配列122の中心周波数及び前記超音波搬送信号発生器114によって発生される搬送波信号の周波数は等しく45kHz以上の同一値である。

【0017】

前記配列122の音響変換器0-11へ与えられた時変超音波搬送信号は前記導電性膜202と前記後ろ板204との間に変電界を発生し、この変電界は前記膜202を後ろ板電極204の表面204a中に形成された窪みの内外へ偏向させる。これにより、前記超音波搬送信号は前記膜202を前記電界の周波数に対応する速度で振動させて前記音響変換器配列122に音声波を発生させる。

10

【0018】

図3は前記パラメトリックオーディオシステム100中に含まれる音響変換器配列122の簡略化した展開斜視図である(図1参照)。図3に示すように、この音響変換器配列122には導電性膜202と後ろ板電極204が含まれている。前記音響変換器0-11の各々は、それらに印加される直流バイアスを必要とするセル型静電変換器であることが好ましいため、前記導電性膜202と後ろ板電極204を横切るように直流バイアス源306(例えば150V_{DC})が接続されている。前記直流バイアス源306は前記音響変換器配列122の感度を高めかつ前記音響変換器配列122によって発生される音響ビーム中の超音波歪みを減少させる。前記直流バイアスは、前記変換器の構成部分、好ましくは前記膜の好ましくはエレクトレットの形態の内部電荷によって二者択一的に与えられる。図3は前記音響変換器配列122へ前記励振増幅器118によって与えられた変調超音波搬送信号の時変信号見本を発生する前記直流バイアス源306へ直列に接続された交流源304を示す図である。

20

【0019】

さらに、図3は前記導電性膜202と後ろ板電極204との間に配置された光誘電スペーサ302を示す図である。一実施態様において、前記誘電スペーサ302は複数の矩形のグループを用いて前記後ろ板電極204の表面204a(図2b参照)に形成された窪みを塞ぐように構成される。例えば、前記誘電スペーサ302は前記後ろ板電極204と導電性膜202間に形成された電界を増大するために与えられ、それにより膜202に対する応力量を増大し、音響変換器配列122の性能を高める。別の実施態様においては、音響ホーン(図示なし)が音響変換器配列122と空気間のインピーダンス整合を向上し、及び/または選択された発射進路に沿って発射された超音波ビームの分散を変えるため前記膜202の近くに機能的に作用するように配置される。

30

【0020】

図4は前記遅延回路120(図1参照)を含む前記励振増幅器118(図1参照)を模式的に表した図である。励振増幅器118は音響変換器配列122中に含まれる音響変換器0-11の一部または全部を励振するのに適するように構成できることが分かっている。また、各遅延回路120は音響変換器0-11の各々に設けられることが好ましいことも分かっている。図4は説明を明瞭にするため、音響変換器のみを励振する励振増幅器118を示した図である。

40

【0021】

図4に示したように、前記遅延回路120は整合フィルターから変調された搬送波信号を受信し(図1参照)、音響変換器配列122によって発生された超音波ビームをある方向へ向け、焦点を合わせ、進路を定めるために相対位相ずれをその変調された搬送波信号へ与え、及びその変調された搬送波信号を増幅器404へ与える。通昇変圧器406の一次巻線は増幅器404の出力を受け取り、前記変圧器406の二次巻線は通昇された電圧(例えば200-300V_{pp})を音響変換器0、レジスタ408及び阻止コンデンサ410の直列組合せへ与える。前記レジスタ408は励振増幅器118の周波数反応を拡げるための減衰方法を与えるものである。さらに、直流バイアスが絶縁誘導子412とレジスタ414によって直流バイアス源402から音響変換器0へと印加される。前記励振増

50

幅器 118 の操作周波数において前記コンデンサ 410 は比較的低いインピーダンスをもち、また前記誘導子 412 は比較的高いインピーダンスをもち、従って、これら構成部分は前記遅延回路の交流部分と直流部分を互いに分離する以外には該回路の操作に特に影響しないのが一般的である。例えば、阻止コンデンサ 410 の前記励振増幅器 118 の電氣的共振特性に対する影響は、もしコンデンサ 410 が前記音響変換器 0 のキャパシタンスより十分大きい数値をもちならば、低減される。前記阻止コンデンサ 410 のキャパシタンスは音響変換器 0 のキャパシタンスの同調に用いることができるので、これによって励振増幅器 118 の共振特性を必要に合わせて調整することができる。これに代わる実施態様においては、前記誘導子 412 を極めて大きいレジスタ値と置き換えてもよい。なお、前記阻止コンデンサ 410 は、前記直流バイアスがエレクトレットによって与えられる場合には省略できことが分かる。

10

【0022】

上記したように、前記整合フィルター 116 (図 1 参照) は、励振増幅器 118 と音響変換器配列 122 の全体として非平面的な周波数反応を補正するため励振増幅器 118 のすぐ前に設けることができる。励振増幅器 118 と音響変換器 0 の組合せが比較的平面的な周波数反応を与える場合には前記整合フィルター 116 を省略してもよいことが分かる。好ましい実施態様においては、前記整合フィルター 116 は、前記励振増幅器 118 と音響変換器 0 の帯域通過特性を本質的に反転する帯域消去フィルターとしての機能を果たすように構成されている。前記励振増幅器 118 と音響変換器 0 の組合せの周波数反応は、整合フィルターが確実に再生できるように一致しているか、あるいは整合フィルターが製造中あるいは電界中において同調できるように測定可能であることが好ましい。これに代わる実施態様においては、前記整合フィルター 116 は適当な周波数関数を用いて変調器 112 (図 1 参照) の前に設けている。かかる前記に代わる実施態様はパラメトリックオーディオシステム 100 (図 1 参照) のデジタル機器へ採用できる。

20

【0023】

好ましい実施態様においては、前記変圧器 406 の二次巻線は、前記音響変換器 0 の中心周波数、例えば 45 kHz またはそれ以上の周波数で音響変換器 0 のキャパシタンスと共振するように構成されている。かかる構成により音響変換器を横切る電圧が効果的に遷昇され、前記励振増幅器 118 から音響変換器への電力の高い効率的連結が実現される。前記変圧器 406 の二次巻線と音響変換器キャパシタンスによって形成される共振回路がない場合は、パラメトリックオーディオシステムを励振するのに要する電力が数百ワットのオーダーと極めて高くなる。共振回路を用いる場合、必要電力の減少は共振の Q 値に対応する。図示した実施態様において、前記音響変換器の容量性負荷は「電荷反射器」として機能することが分かる。実際、電荷は変換器が励振されている時音響変換器から反射し、前記変圧器 406 の二次巻線によって「捕集されて」再利用される。前記励振増幅器 118 の電氣的共振周波数、音響変換器 0 の中心周波数、及び前記超音波搬送波周波数は同一の周波数値をもちことが好ましい。

30

【0024】

前記変圧器 406 には代わりに比較的低いインダクタンスを与えられること、及び誘導子 (図示なし) を音響変換器 0 へ直列に加えて所望の電氣的共振周波数を与えられることは知っておくべきである。さらに、もし変圧器 406 が所望の共振を与えるには大き過ぎるインダクタンスをもちならば、誘導子を前記に上記巻線と並列に接続して有効インダクタンスを適当に減じることが可能である。前記変圧器 406 の二次インピーダンスを適当に形成することによって前記励振増幅器 118 のコスト、物的サイズ、重量を減らすことができることが分かる。さらに、異なる中心周波数をもつ音響変換器を含む音響変換器配列を各中心周波数へ同調させた複数の励振増幅器によって励振させることができることも分かる。

40

【0025】

上述したように、遅延回路 120 (図 1 参照) は、前記音響変換器配列 122 によって発生された超音波ビームをある方向へ向け、焦点を合わせ、進路を定めるために前記変調さ

50

れた搬送波信号のすべての周波数にわたって相対位相ずれを作用させる。前記音響変換器配列 1 2 2、特に図 2 a の一次元の音響変換器配列 1 2 2 は、それゆえに位相を等しくされた配列としての使用に非常に適している。かかる位相の等しい配列は、音響変換器配列 1 2 2 の機械的移動を必要とせずに、選択された発射進路に沿った所望の位置へ可聴ビームを電子的に向けさせるために利用できる。さらに、前記位相の等しい配列は、ビーム幅、焦点、拡散等の可聴ビーム特性を変更するためにも利用できる。さらに、前記位相の等しい配列は、異なる周波数をもつ変調された超音波ビームが空中を異なる発射進路に沿って伝搬する周波数依存のビーム分散を起こすためにも利用できる。さらに、適当に制御された位相の等しい配列は、多数の可聴ビームが所望の方向へ生ずるように多数の超音波ビームを同時に伝送できる。

10

【0026】

特に、音響変換器配列 1 2 2 は、その中に含まれている音響変換器間の位相関係を巧みに操作して位相の等しい配列として機能して超音波電界において所望の干渉パターンを得るように構成されている。例えば、前記一次元の音響変換器配列 1 2 2 (図 2 a 参照) は、超音波ビームの構造干渉が一方向へ起こるように前記遅延回路 1 2 0 (図 1 参照) によって音響変換器 0 - 1 1 間の位相関係を巧みに操作できる。その結果、前記一次元の音響変換器配列 1 2 2 はその方向へ電子的に変調された超音波ビームに向けさせられる。例えば、この方式でリアルタイムに変調された超音波ビームの方向を変えることにより多数の動的音声対象物の豊かつ柔軟な可聴背景を発生させることが可能となる。

20

【0027】

好ましい実施態様においては、前記遅延回路 1 2 0 (図 1 参照) は前記音響変換器 0 - 1 1 (図 2 a 参照) を横切る所定の時間遅延を一次的に分散する。この時間遅延の傾斜は操舵角度の正弦に比例する。好ましい実施態様においては、前記遅延回路 1 2 0 は時間遅延 d を適用する。この d は下記式により限定される。

$$d = (x \cdot \sin(\theta)) / c \quad (2)$$

式中、“ x ” は音響変換器 0 - 1 1 のうちのひとつから前記配列 1 2 2 中の音響変換器 0 の位置までの距離であり、“ c ” は音声速度である。

【0028】

この位相を等しくする配列技術は超音波電界内での任意の干渉パターンの形成、すなわち光のハローグラフィック再構成のような再生可聴周波信号の任意な分散に利用できる。この技術は音響変換器配列 1 2 2 (図 2 a 参照) を用いて単一の変調された超音波ビームを電子的にある方向へ向けさせ、焦点を合わせ、進路を定めるのに利用できるが、さらに多数の任意な形状をした分散した可聴音声源を含む音響環境の創作のためにも利用できることが分かる。

30

【0029】

可聴音声を生成する超音波ビームの復調効率は前記超音波の吸収速度、つまりは温度及び/または湿度等の大気条件の直接関数である。かかる理由より、前記パラメトリックオーディオシステム 1 0 0 には温度湿度制御装置 1 3 0 (図 1 参照) が備わっていることが好ましい。例えば、温度湿度制御装置 1 3 0 には所望の大気条件を維持するサーモスタット制御のクーラーあるいは除湿機を超音波ビームが横切る進路に沿って備え付けることができる。一般的に、超音波周波数においては、吸収を最小とし、性能を最大化するためにクーラー、空気乾燥機を備えることが望ましい。復調の効率を高めるためにステージスモーク等その他の剤を空气中へ注入してもよい。

40

【0030】

図 5 は前記パラメトリックオーディオシステム 1 0 0 (図 1 参照) の好ましい実施態様である適応パラメトリックオーディオシステム 5 0 0 を示す図である。図 5 に示すように可聴周波信号源 5 0 2 は可聴周波信号をピークレベル検出器 5 0 5 へ与え、また前記可聴周波信号と前記ピークレベル検出器 5 0 5 の出力は加算器 5 1 0 へ与えられる。平方根回路 5 0 6 は前記加算器 5 1 0 から出力された前記可聴周波信号と前記ピークレベル検出器 5 0 5 の総和を受信する。上述したように、前記可聴周波信号の平方根は可聴音声の歪みが

50

減少するように該信号が変調器へ与えられる前に取得されるのが好ましい。前記適応パラメトリックオーディオシステム500においては、ピークレベル検出器505と組合わされた平方根回路506は、前記の音響歪みを減少させるため前記可聴周波信号の非直線的反転を行うように構成されている。これに代わる実施態様においては、前記平方根回路506によって行われる平方根機能を、適する多項式、索引表、あるいはスプライン曲線と置き換えてもよい。前記平方根回路506は、可聴周波信号と、搬送波発生器514によって与えられた超音波搬送信号を前記複合信号を用いて変調する変調器512へ出力されたピークレベル検出器505との総和の平方根を与える。次いで変調された搬送波が整合フィルター516へ与えられ、整合フィルター516の出力が励振回路118(図1参照)へと通過する前に増幅器517へ印加される。

10

【0031】

前記適応パラメトリックオーディオシステム500は、変調され聞き取れない一次超音波ビームを空中へ発信して音声の可聴な二次ビームを発生する。一次ビームについては下記式のように定義される。

$$p_1(t) = P_1 E(t) \sin(\omega_c t) \quad (3)$$

式中、“ P_1 ”は搬送波振幅であり、“ ω_c ”は搬送波周波数である。可聴周波信号の理に適った再生は下記式が成り立つ場合に得られる。

$$E(t) = (1 + m g(t) dt^2)^{1/2} \quad (4)$$

式中、“ m ”は変調深度であり、“ $g(t)$ ”は単一なピーク値へ正規化されている。得られた音響二次ビームは下記式にて表される。

$$p_2(t) = P_1^2 (d^2 E^2(t) / dt^2) \quad (5)$$

$$p_2(t) = P_1^2 m g(t)$$

$$p_2(t) = g(t)$$

式中、符号“ \propto ”は“ \dots にほぼ比例する”を意味する。

20

【0032】

前記適応パラメトリックオーディオシステム500は、前記変調深度と全体の一次信号振幅 P_1 の双方を制御して、(1) (目標値、例えば1あるいはそれ以下に保持しながら)変調深度を最大化し、(2) P_1 を適切に調整して可聴周波信号 $g(t)$ のレベルに対応する可聴レベルを維持し、及び(3)可聴周波信号が存在しない場合に超音波が殆どあるいは全く存在しないことを確実にする。パラメトリックオーディオシステム500は、積分された(すなわち均等化された)可聴周波信号のピークレベル $L(t)$ を測定し、下記式で限定される発信された一次ビーム $p'(t)$ を合成することによってこれらの機能を発揮するように構成されている。

30

$$p'(t) = P_1 (L(t) + m g(t) dt^2)^{1/2} \sin(\omega_c t) \quad (6)$$

式中、“ $L(t)$ ”は前記ピークレベル検出器505の出力であり、和“ $L(t) + m g(t) dt^2$ ”は加算器510の出力である。前記和“ $L(t) + m g(t) dt^2$ ”の平方根は前記平方根回路506の出力に与えられ、及び“ $P_1 \sin(\omega_c t)$ ”を掛ける掛け算は変調器512によって行われる。

【0033】

前記変調された超音波信号の大気中の復調は可聴周波信号“ $p'_2(t)$ ”を生じ、この可聴周波信号は下記式によって表される。

$$P'_2(t) = d^2 E^2(t) / dt^2 \quad (7)$$

$$P'_2(t) = d^2 (L(t) + m g(t) dt^2) / dt^2$$

$$p'_2(t) = d^2 L(t) / dt^2 + m g(t)$$

【0034】

前記信号“ $p'_2(t)$ ”には所望の可聴周波信号 $m g(t)$ とピーク検出信号 $L(t)$ を含めた残差項が含まれる。図示した実施態様において、前記ピークレベル検出器505には $g(t)$ ピークの増加に関する短時間定数と $g(t)$ ピークの減少に関する遅い減衰(すなわち長時間定数)とが与えられる。これにより、式(6)の第一条件(すなわち d

50

$L(t)/dt^2$)における音響歪みが減少し、また歪みが比較的低い周波数へと転換される。

【0035】

許容可能な範囲を超える超音波への露出を減らすため、至近の傾聴者への距離を測定し、前記増幅器51によって前記適応パラメトリックオーディオシステム500の出力を適切に調整する距離測定装置540が備えられる。例えば、この距離測定装置540は、変調された超音波ビームが距離測定パルスとともに増加する超音波距離測定システムを構成できる。この距離測定装置540は前記パルスの戻りを検出し、パルスの発信から戻りまでの時間を測定することにより最も近い対象との距離を推定する。

【0036】

音響歪みをさらに減少させるため、変調器512は前記音響変換器配列122(図1参照)からの想定距離あるいは実測距離における減衰推定量に比例した信号振幅を調整する前記整合フィルター516へ変調された搬送波信号を与える。従って、大気中での超音波信号の周波数に依存した減衰を表す曲線(図6a参照)は図6b(最大の周波数 f_4 へ作用された最大電力増加に関して)に示すようにとも近接する。全体の減衰率は変化していないが、前記超音波信号の減衰は周波数依存と言えるものではなく、従って可聴範囲で歪みがある。

【0037】

前記整合フィルター516によって取り入れられた補正は、既知の大気吸収方程式に従って等化グラフを確立するために用いることができる整合フィルター516へ信号を与える温度湿度センサ530を利用することによりさらに正確度が増す。かかる等化は上述の曲線が再度分かれるまで(図6B参照)比較的広い距離範囲にわたって有用である。かかる場合において、前記補正をビーム幾何学、位相の等しい配列の焦点合わせ、あるいは他の技術を用いて改善し、吸収に相関する減衰をより精密に補正するためビームの縦長に沿った振幅分散を変化させることができる。

【0038】

上述したように、本願開示のパラメトリックオーディオシステムは空気伝送可聴周波信号中の歪みを例えば可聴周波信号の非直線的反転や変調された超音波搬送波信号の濾波等の方法により減少させるシステムである。かかる音響歪みの減少は音響変換器、励振増幅器、及び比較的広い帯域幅を再生できる等化器システムを用いることにより最も効率的に達成することができる。

【0039】

図7は前記音響変換器配列122(図2a及び図2b参照)の好ましい実施態様である音響変換器配列622の断面図である。この音響変換器配列622は例えば5kHzまたはそれ以上のオーダーの比較的広い帯域幅を与えるように構成されている。前記音響変換器配列122に含まれる音響変換器0-11と同様にこの音響変換器配列622中の音響変換器0-11の各々はセル方静電変換器であることが好ましい。従って、音響変換器配列622には隣接する後ろ板電極604の近くに配置された導電性膜602が含まれている。さらに、前記後ろ板電極604の表面604aは複数の矩形グループで遮られることにより音響変換器0-11を形成している。従って、前記音響変換器配列622には前記膜602と前記複数の矩形グループの各端部によって境界を定められた複数の音響変換器0-11が含まれている。

【0040】

好ましい実施態様においては、前記音響変換器0, 2, 4, 6, 8, 10に対応するグループは前記音響変換器1, 3, 5, 7, 9, 11に対応するグループよりも深く形成される。前記音響変換器0, 2, 4, 6, 8, 10は前記音響変換器1, 3, 5, 7, 9, 11よりも低い中心周波数をもつ。前記整合フィルターを欠く一様なグループ深度を用いることは極めて高い共振のために帯域幅が減少する傾向があるため推奨できないと認められる。前記の各中心周波数は少なくとも5kHzの比較的広い帯域幅を与えるように十分な間隔をとって離される。前記後ろ板電極604は、減衰を与えたり音響変換器配列622

10

20

30

40

50

の帯域幅を増加させるため表面に粗い面 605 をもつ。さらに、前記膜 602 は内部減衰を伴って構成でき、及び/または他の膜あるいは材料(例えば布片、図示なし)を前記膜 602 の近くに配置して減衰を与え、さらに前記音響変換器配列 622 の帯域幅を増大することができる。

【0041】

前述した音響変換器配列構成は一般的に入手可能な打ち抜きあるいはエッチングされた材料を用いて容易に製造できるので低コストである。さらに、前記励振増幅器 118 (図 1 参照)の構成部分は前記後ろ板電極 204 (図 2 b 参照)の形成に用いたものと同じ基板の一部へ直接定置できる。前記音響変換器配列構成は軽量であり容易に該配列を展開、焦点合わせ及び/または操舵できるように対応している。また、幾何的配列、特に前記後ろ板電極 204 中に形成された矩形のグループの深度は、個々の音響変換器 0-11 の中心周波数が所望の周波数範囲へ及ぶように変更でき、それによって前記音響変換器配列 122 全体の反応を単一の音響変換器あるいは単一の中心周波数をもつ音響変換器配列の反応と比較して拡大している特徴が認められる。

10

【0042】上述したパラメトリックオーディオシステムの改良及び変形を本願において開示された発明概念から逸脱することなく行い得ることは当業者によって認識される場所である。従って、本発明は添付のクレームの範囲及び意図による限定を除いて限定的に解釈されてはならない。

【図面の簡単な説明】

本発明は以下の詳細な説明と下記図面を参照することによりより完全に理解される。

20

【図 1】本発明に従ったパラメトリックオーディオシステムのブロック図である。

【図 2 a】図 1 のパラメトリックオーディオシステムに含まれる音響変換器配列の略平面図である。

【図 2 b】図 2 a の音響変換器配列の断面図である。

【図 3】図 2 b の音響変換器配列の略展開斜視図である。

【図 4】図 1 のパラメトリックオーディオシステムに含まれる励振増幅回路を模式的に表す図である。

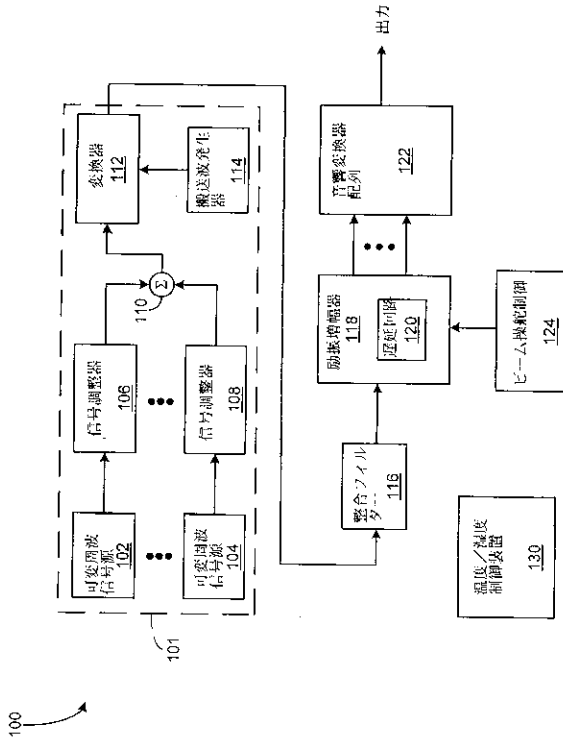
【図 5】本発明に従った適応パラメトリックオーディオシステムの部分ブロック図である。

【図 6 a 及び 6 b】それぞれ大気中を通る超音波信号の周波数依存性減衰及びこの現象を補正した結果を示す図である。

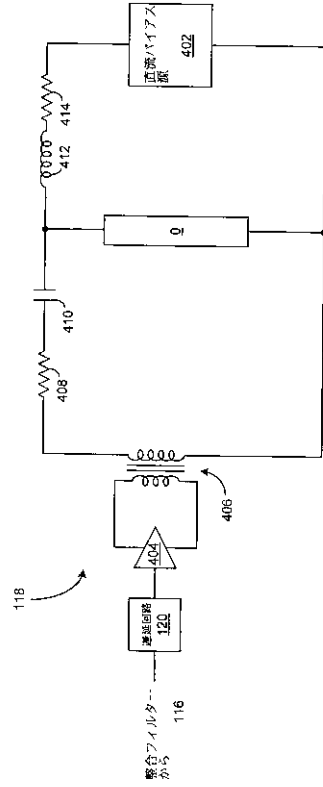
30

【図 7】図 2 a の音響変換器配列の別の実施態様の断面図である。

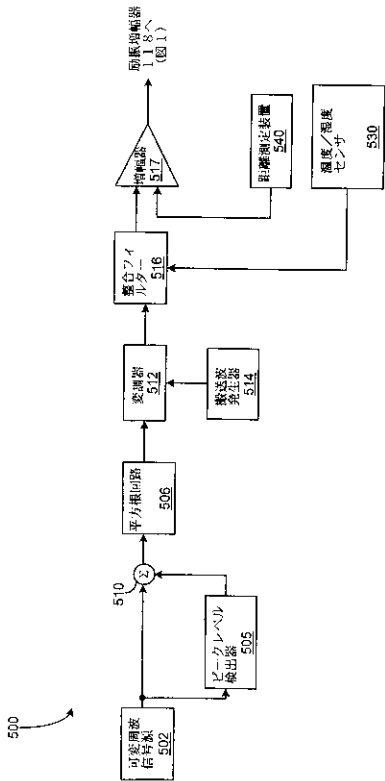
【図 1】



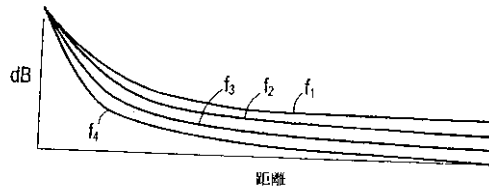
【図 4】



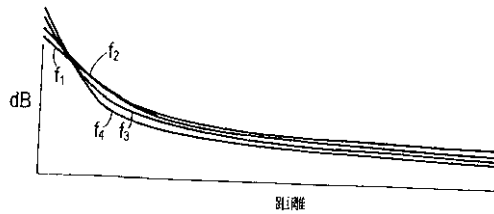
【図 5】



【図 6 a】



【図 6 b】



【国際公開パンフレット】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



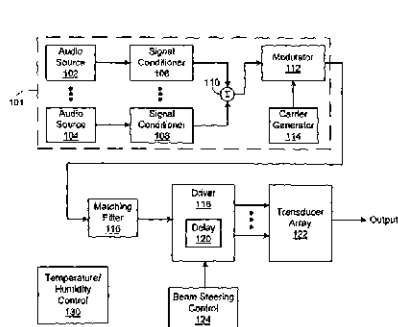
(43) International Publication Date
19 July 2001 (19.07.2001)

PCT

(10) International Publication Number
WO 01/52437 A1

- (51) International Patent Classification: **H04B 3/00**
 - (21) International Application Number: PCT/US01/01268
 - (22) International Filing Date: 12 January 2001 (12.01.2001)
 - (25) Filing Language: English
 - (26) Publication Language: English
 - (30) Priority Data:
 - 64/176,140 14 January 2000 (14.01.2000) US
 - 09/758,006 11 January 2001 (11.01.2001) US
 - (71) Applicant and
(72) Inventor: **POMPEI, Frank, Joseph** [US/US]; 16 Peck Avenue, Wayland, MA 01778 (USA)
 - (81) Designated States *individually*: AP, AT, AU, AM, AI, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CL, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GG, GU, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KH, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW.
 - (84) Designated States *regionally*: ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SI, SZ, TZ, UG, ZM), Eurasian patent (AM, AZ, BY, EG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PL, SE, TR), OAPI patent (BF, BI, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NI, SN, TD, TG).
- (74) Agents: **GAGNEBIN, Charles, L., III** et al., Weingarten, Schwegel, Gagnebin & Hayes, LLP, Tav Post Office Square, Boston, MA 02109 (USA).
- For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: PARAMETRIC AUDIO SYSTEM



(57) Abstract: A parametric audio system having increased bandwidth for generating airborne audio signals with reduced distortion. The parametric audio system includes a modulator (112) for modulating an ultrasonic carrier signal with a processed audio signal, a driver amplifier (118) for amplifying the modulated carrier signal, and an array of acoustic transducers (122) for projecting the modulated and amplified carrier signal through the air along a selected projection path to regenerate the audio signal. Each of the acoustic transducers in the array (122) is a membrane type transducer (Fig. 2a and 2b). Further, the acoustic transducer array (122) is a phased array capable of electronically steering, focusing, or shaping one or more audio beams.



WO 01/52437 A1

WO 01/52437

PCT/US01/01268

5

TITLE OF THE INVENTION
PARAMETRIC AUDIO SYSTEM

10 CROSS REFERENCE TO RELATED APPLICATIONS

This application is a continuation-in-part application of prior U.S. Patent Application Number 09/300,022 filed April 27, 1999 entitled PARAMETRIC AUDIO SYSTEM.

15

This application claims priority of U.S. Provisional Patent Application Number 60/176,140 filed January 14, 2000 entitled PARAMETRIC AUDIO SYSTEM.

STATEMENT REGARDING FEDERALLY SPONSORED RESEARCH OR
DEVELOPMENT

20 N/A

BACKGROUND OF THE INVENTION

25

The present invention relates generally to parametric audio systems for generating airborne audio signals, and more specifically to such parametric audio systems that include arrays of wide bandwidth membrane-type transducers.

30

Parametric audio systems are known that employ arrays of acoustic transducers for projecting ultrasonic carrier signals modulated with audio signals through the air for subsequent regeneration of the audio signals along a path of projection. A conventional parametric audio system includes a modulator for modulating an ultrasonic carrier signal with

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-2-

an audio signal, at least one driver amplifier for
amplifying the modulated carrier signal, and one or more
acoustic transducers for directing the modulated and
amplified carrier signal through the air along a selected
5 projection path. Each of the acoustic transducers in the
array is typically a piezoelectric transducer. Further,
because of the non-linear propagation characteristics of the
air, the projected ultrasonic signal is demodulated as it
passes through the air, thereby regenerating the audio
10 signal along the selected projection path.

One drawback of the above-described conventional
parametric audio system is that the piezoelectric
transducers used therewith typically have a narrow
bandwidth, e.g., 2-5 kHz. As a result, it is difficult to
15 minimize distortion in the regenerated audio signals.
Further, because the level of the audible sound generated by
such parametric audio systems is proportional to the surface
area of the acoustic transducer, it is generally desirable
to maximize the effective surface area of the acoustic
20 transducer array. However, because the typical
piezoelectric transducer has a diameter of only about 0.25
inches, it is often necessary to include hundreds or
thousands of such piezoelectric transducers in the acoustic
transducer array to achieve an optimal acoustic transducer
25 surface area, thereby significantly increasing the cost of
manufacture.

Another drawback of the conventional parametric audio
system is that the ultrasonic signal is typically directed
along the selected projection path by a mechanical steering
30 device. This allows the sound to be positioned dynamically
or interactively, as controlled by a computer system.

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-3-

However, such mechanical steering devices are frequently expensive, bulky, inconvenient, and limited.

It would therefore be desirable to have a parametric audio system configured to generate airborne audio signals. Such a parametric audio system would provide increased bandwidth and reduced distortion in an implementation that is less costly to manufacture.

BRIEF SUMMARY OF THE INVENTION

In accordance with the present invention, a parametric audio system is provided that has increased bandwidth for generating airborne audio signals with reduced distortion. In one embodiment, the parametric audio system includes a modulator for modulating an ultrasonic carrier signal with at least one processed audio signal, at least one driver amplifier for amplifying the modulated carrier signal, and an array of acoustic transducers for projecting the modulated and amplified carrier signal through the air for subsequent regeneration of the audio signal along a selected projection path. Each of the acoustic transducers in the array is a membrane-type transducer. In a preferred embodiment, the membrane-type transducer is a Sell-type electrostatic transducer that includes a conductive membrane and an adjacent conductive backplate. In an alternative embodiment, the Sell-type electrostatic transducer includes a conductive membrane, an adjacent insulative backplate, and an electrode disposed on the side of the insulative backplate opposite the conductive membrane. The backplate preferably has a plurality of depressions formed on a surface thereof near the conductive membrane. The depressions in the backplate surface are suitably formed to

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-4-

set the center frequency of the membrane-type transducer, and to allow sufficient bandwidth to reproduce a nonlinearly inverted ultrasonic signal. Further, the driver amplifier includes an inductor coupled to the capacitive load of the membrane-type transducer to form a resonant circuit. In a preferred embodiment, the center frequency of the membrane-type transducer, the resonance frequency of the resonant circuit formed by the driver amplifier coupled to the membrane-type transducer, and the frequency of the ultrasonic carrier signal are equal to the same value of at least 45 kHz. The array of acoustic transducers is arranged in one or more dimensions and is capable of electronically steering at least one audio beam along the selected projection path. In one embodiment, the acoustic transducer array has a one-dimensional arrangement and is capable of electronically steering at least one audio beam in one (1) angular direction. In another embodiment, the acoustic transducer array has a two-dimensional arrangement and is capable of electronically steering at least one audio beam in two (2) angular directions. In a preferred embodiment, the acoustic transducer array is a one-dimensional linear array that steers, focuses, or shapes at least one audio beam in one (1) angular direction by distributing a predetermined time delay across the acoustic transducers of the array.

Other features, functions, and aspects of the invention will be evident from the Detailed Description of the Invention that follows.

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-5-

BRIEF DESCRIPTION OF THE SEVERAL VIEWS OF THE DRAWING

The invention will be more fully understood with reference to the following Detailed Description of the Invention in conjunction with the drawings of which:

5 Fig. 1 is a block diagram of a parametric audio system in accordance with the present invention;

Fig. 2a is a simplified plan view of an array of acoustic transducers included in the parametric audio system of Fig. 1;

10 Fig. 2b is a cross-sectional view of the acoustic transducer array of Fig. 2a;

Fig. 3 is a simplified, exploded perspective view of the acoustic transducer array of Fig. 2b;

15 Fig. 4 is a schematic diagram of a driver amplifier circuit included in the parametric audio system of Fig. 1;

Fig. 5 is a partial block diagram of an adaptive parametric audio system in accordance with the present invention;

20 Figs. 6a and 6b depict, respectively, the frequency-dependent decay of ultrasonic signals through the atmosphere and the result of correcting for this phenomenon; and

Fig. 7 is a cross-sectional view of an alternative embodiment of the acoustic transducer array of Fig. 2a.

25 DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

U.S. Patent Application No. 09/300,022 filed April 27, 1999 is incorporated herein by reference.

U.S. Provisional Patent Application No. 60/176,140 filed January 14, 2000 is incorporated herein by reference.

30 Methods and apparatus are disclosed for directing ultrasonic beams modulated with audio signals through the

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-6-

air for subsequent regeneration of the audio signals along selected paths of projection. The presently disclosed invention directs such modulated ultrasonic beams through the air by way of a parametric audio system configured to provide increased bandwidth and reduced distortion in an implementation that is less costly to manufacture.

Fig. 1 depicts a block diagram of an illustrative embodiment of a parametric audio system 100 according to the present invention. In the illustrated embodiment, the parametric audio system 100 includes an acoustic transducer array 122 comprising a plurality of acoustic transducers arranged in a one, two, or three-dimensional configuration. The acoustic transducers of the array are driven by a signal generator 101, which includes an ultrasonic carrier signal generator 114 and one (1) or more audio signal sources 102-104. Optional signal conditioning circuits 106-108 receive respective audio signals generated by the audio signal sources 102-104, and provide conditioned audio signals to a summer 110. It is noted that such conditioning of the audio signals may alternatively be performed after the audio signals are summed by the summer 110. In either case, the conditioning typically comprises a nonlinear inversion that is necessary to reduce or eliminate distortion in the reproduced audio and generally expands the need for ultrasonic bandwidth. The conditioning may additionally comprise standard audio production routines such as equalization (of audio) and compression. A modulator 112 receives a composite audio signal from the summer 110 and an ultrasonic carrier signal from the carrier generator 114, and modulates the ultrasonic carrier signal with the composite audio signal. The modulator 112 is preferably

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-7-

adjustable in order to vary the modulation index. Amplitude modulation by multiplication with a carrier is preferred, but because the ultimate goal of such modulation is to convert audio-band signals into ultrasound, any form of modulation that can have that result may be used.

5 In a preferred embodiment, the modulator 112 provides the modulated carrier signal to a matching filter 116, which is configured to compensate for the generally non-flat frequency response of the driver amplifier 118 and the acoustic transducer array 122. The matching filter 116 provides the modulated carrier signal to at least one driver amplifier 118, which in turn provides an amplified version of the modulated carrier signal to at least a portion of the plurality of acoustic transducers of the acoustic transducer array 122. The driver amplifier 118 may include a delay circuit 120 that applies a relative phase shift across all frequencies of the modulated carrier signal in order to steer, focus, or shape the ultrasonic beam provided at the output of the acoustic transducer array 122. The ultrasonic beam, which comprises the high intensity ultrasonic carrier signal amplitude-modulated with the composite audio signal, is demodulated on passage through the air due to the non-linear propagation characteristics of the propagation medium to generate audible sound. It is noted that the audible sound generated by way of this non-linear parametric process is approximately proportional to the square of the modulation envelope. Accordingly, to reduce distortion in the audible sound, the signal conditioners 106-108 preferably include nonlinear inversion circuitry for inverting the distortion that would otherwise result in the audible signal. For most signals, this inversion

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-8-

approximates taking a square root of the signal, after appropriate offset. Further, to increase the level of the audible sound, the acoustic transducer array 122 is preferably configured to maximize the effective surface area of the plurality of acoustic transducers.

5 The frequency of the carrier signal generated by the ultrasonic carrier signal generator 114 is preferably on the order of 45 kHz or higher, and more preferably on the order of 55 kHz or higher. Because the audio signals generated by the audio signal sources 102-104 typically have a maximum frequency of about 20 kHz, the lowest frequency components of substantial intensity according to the strength of the audio signal in the modulated ultrasonic carrier signal have a frequency of about 25-35 kHz or higher. Such frequencies are typically above the audible range of hearing of human beings.

Fig. 2a depicts a simplified plan view of an illustrative embodiment of the acoustic transducer array 122 included in the parametric audio system 100 (see Fig. 1). As described above, the acoustic transducer array 122 includes a plurality of acoustic transducers arranged in a configuration having one or more dimensions. Accordingly, the exemplary acoustic transducer array 122 includes a plurality of acoustic transducers 0-11 (shown in phantom) arranged in a one-dimensional configuration. Each of the acoustic transducers 0-11 comprises a capacitor transducer, and more particularly a membrane-type transducer such as a membrane-type PVDF transducer, a membrane-type electret transducer, or a membrane-type electrostatic transducer. The membrane-type transducer has a loudness figure of merit, l , defined as

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-9-

$$l = (\text{Area}) \cdot (\text{Amplitude})^2, \quad (1)$$

in which "Area" is the area of the membrane-type transducer and "Amplitude" is the amplitude of the modulated ultrasonic carrier signal. The loudness figure of merit is preferably greater than $(2.0 \times 10^4) \text{ Pa}^2 \cdot \text{in}^2$, and more preferably greater than $(4.5 \times 10^5) \text{ Pa}^2 \cdot \text{in}^2$. In the illustrated embodiment, each of the acoustic transducers 0-11 has a generally rectangular shape to facilitate close packing in the one-dimensional configuration. It should be understood that other geometrical shapes and configurations of the acoustic transducers may be employed. For example, the acoustic transducers may be suitably shaped for arrangement in an annular configuration.

Fig. 2b depicts a cross-sectional view of the acoustic transducer array 122 of Fig. 2a. As mentioned above, the acoustic transducers 0-11 are membrane-type transducers. In a preferred embodiment, each of the acoustic transducers 0-11 is a Sell-type electrostatic transducer. Accordingly, the acoustic transducer array 122 includes an electrically conductive membrane 202 that is conductive on at least one side, which opposes an adjacent backplate electrode 204. For example, the membrane 202 may comprise a kapton membrane with one-sided metalization. Further, a surface 204a of the backplate electrode 204 is interrupted by a plurality of rectangular grooves of varying depth to form the acoustic transducers 0-11. In the exemplary embodiment, the acoustic transducer array 122 includes suitable structure, e.g., a leaf spring (not shown), for forcing the membrane 202 against the surface 204a of the backplate electrode 204. Thus, the acoustic transducer array 122 includes the plurality of acoustic transducers 0-11 as defined by the

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-10-

membrane 202 and respective edges of the plurality of rectangular grooves. In an alternative embodiment, the acoustic transducer array 122 may include the conductive membrane 202, a conductive electrode (not shown), and an insulative backplate (not shown) having a surface interrupted by a plurality of rectangular grooves and disposed between the membrane 202 and the electrode.

The bandwidth of the acoustic transducer array 122 is preferably on the order of 5 kHz or higher, and more preferably on the order of 10 kHz or higher as enhanced by the matching filter 116. Further, by suitably setting the depth of the grooves forming the acoustic transducers 0-11, the frequency response of the acoustic transducer array 122 can be set to satisfy the requirements of the target application. For example, the center frequency of the acoustic transducer array 122 may be made lower by increasing the depth of the grooves, and bandwidth can be extended by varying the groove depths about the transducer. The center frequency of the acoustic transducer array 122 is also affected by, e.g., the tension of the membrane 202 and the width of the grooves, as described in co-pending U.S. Patent Application No. 09/300,200 filed April 27, 1999 entitled ULTRASONIC TRANSDUCERS, which is incorporated herein by reference. In a preferred embodiment, the center frequency of the acoustic transducer array 122 and the frequency of the carrier signal generated by the ultrasonic carrier signal generator 114 are equal to the same value of at least 45 kHz.

Those of ordinary skill in the art will appreciate that the time-varying ultrasonic carrier signal provided to the acoustic transducers 0-11 of the array 122 generates a

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-11-

5 varying electric field between the conductive membrane 202 and the backplate electrode 204 that deflects the membrane 202 into and out of the depressions formed in the surface 204a of the backplate electrode 204 by the plurality of rectangular grooves. In this way, the ultrasonic carrier signal causes the membrane 202 to vibrate at a rate corresponding to the frequency of the electric field, thereby causing the acoustic transducer array 122 to generate sound waves.

10 Fig. 3 depicts a simplified, exploded perspective view of the acoustic transducer array 122 included in the parametric audio system 100 (see Fig. 1). As shown in Fig. 3, the acoustic transducer array 122 includes the conductive membrane 202 and the backplate electrode 204. Because each
15 of the acoustic transducers 0-11 is preferably a Sell-type electrostatic transducer that may require a DC bias applied thereto, a DC bias source 306 (e.g., 150 V_{DC}) is connected across the conductive membrane 202 and the backplate electrode 204. The DC bias source 306 increases the sensitivity of the acoustic transducer array 122 and reduces ultrasonic distortion in the sonic beam generated by the acoustic transducer array 122. The DC bias may
20 alternatively be provided by the internal charge of a component of the transducer, preferably the membrane, in the form of an electret. Fig. 3 further depicts an AC source 304 serially connected to the DC bias source 306 that generates a time-varying signal representative of the modulated ultrasonic carrier signal provided to the acoustic transducer array 122 by the driver amplifier 118.

25 Moreover, Fig. 3 depicts an optional dielectric spacer 302 disposed between the conductive membrane 202 and the

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-12-

backplate electrode 204. In one embodiment, the dielectric spacer 302 is configured to fill the depressions formed in the surface 204a (see Fig. 2b) of the backplate electrode 204 by the plurality of rectangular grooves. For example, the dielectric spacer 302 may be provided to increase the electric field formed between the backplate electrode 204 and the conductive membrane 202, thereby generating an increased amount of force on the membrane 202 and enhancing the performance of the acoustic transducer array 122. In another embodiment, an acoustic horn (not shown) is operatively disposed near the membrane 202 to provide for improved impedance matching between the acoustic transducer array 122 and the air, and/or to vary the distribution of ultrasonic beams projected along the selected projection paths.

Fig. 4 depicts a schematic diagram of the driver amplifier 118 (see Fig. 1) including the delay circuit 120 (see Fig. 1). It is understood that the driver amplifier 118 may be suitably configured for driving either a portion or all of the acoustic transducers 0-11 included in the acoustic transducer array 122. It is also noted that a respective delay circuit 120 is preferably provided for each one of the acoustic transducers 0-11. Fig. 4 shows the driver amplifier 118 driving only the acoustic transducer 0 for clarity of discussion.

As shown in Fig. 4, the delay circuit 120 receives the modulated carrier signal from the matching filter 116 (see Fig. 1), applies a relative phase shift to the modulated carrier signal for steering/focusing/shaping the ultrasonic beam generated by the acoustic transducer array 122, and provides the modulated carrier signal to an amplifier 404.

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-13-

The primary winding of a step-up transformer 406 receives the output of the amplifier 404, and the secondary winding of the transformer 406 provides a stepped-up voltage (e.g., 200-300 V_{r-r}) to the series combination of the acoustic transducer 0, a resistor 408, and a blocking capacitor 410. The resistor 408 provides a measure of damping to broaden the frequency response of the driver amplifier 118. Further, a DC bias is applied to the acoustic transducer 0 from a DC bias source 402 by way of an isolating inductor 412 and a resistor 414. The capacitor 410 has relatively low impedance and the inductor 412 has relatively high impedance at the operating frequency of the driver amplifier 118. Accordingly, these components typically have no effect on the operation of the circuit except to isolate the AC and DC portions of the circuit from each other. For example, the impact of the blocking capacitor 410 on the electrical resonance properties of the driver amplifier 118 may be reduced if the capacitor 410 has a value that is significantly greater than the capacitance of the acoustic transducer 0. The capacitance of the blocking capacitor 410 may also be used to tune the capacitance of the acoustic transducer 0, thereby tailoring the resonance properties of the driver amplifier 118. In an alternative embodiment, the inductor 412 may be replaced by a very large resistor value. It is noted that the blocking capacitor 410 may be omitted when the DC bias is provided by an electret.

As explained above, the matching filter 116 (see Fig. 1) may be provided just before the driver amplifier 118 to compensate for the generally non-flat frequency response of the driver amplifier 118 and the acoustic transducer array 122. It is noted that the matching filter 116 may be

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-14-

omitted when the combination of the driver amplifier 118 and the acoustic transducer 0 provides a relatively flat frequency response. In a preferred embodiment, the matching filter 116 is configured to perform the function of a band-stop filter for essentially inverting the band-pass nature of the driver amplifier 118 and the acoustic transducer 0. It is further noted that the frequency response of the combination of the driver amplifier 118 and the acoustic transducer 0 is preferably either consistent so that the matching filter 116 can be reliably reproduced, or measurable so that the matching filter 116 can be tuned during manufacture or in the field. In an alternative embodiment, the matching filter 116 is provided before the modulator 112 (see Fig. 1) with suitable frequency mapping. Such an alternative embodiment may be employed for digital implementations of the parametric audio system 100 (see Fig. 1).

In a preferred embodiment, the secondary winding of the transformer 406 is configured to resonate with the capacitance of the acoustic transducer 0 at the center frequency of the acoustic transducer 0, e.g., 45 kHz or higher. This effectively steps-up the voltage across the acoustic transducer and provides a highly efficient coupling of the power from the driver amplifier 118 to the acoustic transducer. Without the resonant circuit formed by the secondary winding of the transformer 406 and the acoustic transducer capacitance, the power required to drive the parametric audio system 100 is very high, i.e., on the order of hundreds of watts. With the resonant circuit, the power requirement reduction corresponds to the Q-factor of resonance. It is noted that in the illustrated embodiment,

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-15-

the capacitive load of the acoustic transducer functions as a "charge reflector". In effect, charge "reflects" from the acoustic transducer when the transducer is driven and is "caught" by the secondary winding of the transformer 406 to be reused. The electrical resonance frequency of the driver amplifier 118, the center frequency of the acoustic transducer 0, and the ultrasonic carrier frequency preferably have the same frequency value.

It should be understood that the transformer 406 may alternatively be provided with a relatively low secondary inductance, and an inductor (not shown) may be added in series with the acoustic transducer 0 to provide the desired electrical resonance frequency. Further, if the transformer 406 has an inductance that is too large to provide the desired resonance, then the effective inductance may be suitably reduced by connecting an inductor in parallel with the secondary winding. It is noted that the cost as well as the physical size and weight of the driver amplifier 118 may be reduced by suitably configuring the secondary inductance of the transformer 406. It is further noted that an acoustic transducer array having acoustic transducers with different center frequencies may be driven by a plurality of driver amplifiers tuned to the respective center frequencies.

As described above, the delay circuit 120 (see Fig. 1) applies a relative phase shift across all frequencies of the modulated carrier signal so as to steer, focus, or shape ultrasonic beams generated by the acoustic transducer array 122. The acoustic transducer array 122, particularly the one-dimensional acoustic transducer array 122 of Fig. 2a, is therefore well suited for use as a phased array. Such

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-16-

phased arrays may be employed for electronically steering audio beams toward desired locations along selected projection paths, without requiring mechanical motion of the acoustic transducer array 122. Further, the phased array
5 may be used to vary audio beam characteristics such as the beam width, focus, and spread. Still further, the phased array may be used to generate a frequency-dependent beam distribution, in which modulated ultrasonic beams with different frequencies propagate through the air along
10 different projection paths. Moreover, a suitably controlled phased array may transmit multiple ultrasonic beams simultaneously so that multiple audible beams are generated in the desired directions.

Specifically, the acoustic transducer array 122 is
15 configured to operate as a phased array by manipulating the phase relationships between the acoustic transducers included therein to obtain a desired interference pattern in the ultrasonic field. For example, the one-dimensional acoustic transducer array 122 (see Fig. 2a) may manipulate
20 the phase relationships between the acoustic transducers 0-11 by way of the delay circuit 120 (see Fig. 1) so that constructive interference of ultrasonic beams occurs in one direction. As a result, the one-dimensional acoustic transducer array 122 steers the modulated ultrasonic beam in
25 that direction electronically. For example, a rich, flexible audio scene of many dynamic sound objects may be generated by changing the direction of the modulated ultrasonic beam in this manner in real-time (e.g., via a computerized beam steering control device 124, see Fig. 1).

30 In a preferred embodiment, the delay circuit 120 (see Fig. 1) linearly distributes a predetermined time delay

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-17-

across the acoustic transducers 0-11 (see Fig. 2a), the slope of which is proportional to the sine of the steering angle, θ . In a preferred embodiment, the delay circuit 120 applies a time delay, d , defined as

5
$$d = (x \cdot \sin(\theta)) / c, \quad (2)$$

in which "x" is the distance from one of the acoustic transducers 0-11 and the location of the acoustic transducer 0 in the array 122, and "c" is the speed of sound.

This phased array technique can be used to produce
10 arbitrary interference patterns in the ultrasound field and therefore arbitrary distributions of regenerated audio signals, much like holographic reconstruction of light. Although this technique can be used for electronically steering, focusing, or shaping a single modulated ultrasonic
15 beam by way of the acoustic transducer array 122 (see Fig. 2a), it is noted that it may also be used to create a sonic environment containing multiple, arbitrarily shaped and distributed audible sound sources.

The efficiency of demodulation of the ultrasonic beam
20 to provide audible sound is a direct function of the absorption rate of the ultrasound and therefore the atmospheric conditions such as temperature and/or humidity. For this reason, the parametric audio system 100 preferably includes a temperature/humidity control device 130 (see Fig.
25 1). For example, the temperature/humidity control device 130 may include a thermostatically controlled cooler, or a dehumidifier that maintains desired atmospheric conditions along the path traversed by the ultrasonic beam. In general, at ultrasonic frequencies, it is desirable to
30 provide cooler, dry air to minimize absorption and maximize performance. Other agents such as stage smoke may also be

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-18-

injected into the air to increase the efficiency of demodulation.

Fig. 5 depicts an adaptive parametric audio system 500, which is a preferred embodiment of the parametric audio system 100 (see Fig. 1). As shown in Fig. 5, an audio signal source 502 provides an audio signal to a peak level detector 505, and the audio signal and the output of the peak level detector 505 are provided to a summer 510. A square root circuit 506 receives the sum of the audio signal and the peak level detector 505 output from the summer 510. As described above, the square root of the audio signal is preferably taken before the signal is provided to the modulator so as to reduce distortion in the audible sound. In the adaptive parametric audio system 500, the square root circuit 506 in combination with the peak level detector 505 is configured to perform a nonlinear inversion of the audio signal to reduce the audible distortion. In alternative embodiments, the square root function performed by the circuit 506 may be replaced by a suitable polynomial, a lookup table, or a spline curve. The square root circuit 506 provides the square root of the sum of the audio signal and the peak level detector 505 output to a modulator 512, which modulates an ultrasonic carrier signal provided by a carrier generator 514 with the composite signal. The modulated carrier is then provided to a matching filter 516, and the output of the matching filter 516 is applied to an amplifier 517 before passing to the driver circuit 118 (see Fig. 1).

The adaptive parametric audio system 500 generates an audible secondary beam of sound by transmitting into the air

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-19-

a modulated, inaudible, primary ultrasonic beam. For a primary beam defined as

$$p_1(t) = P_1 E(t) \sin(\omega_c t), \quad (3)$$

in which " P_1 " is the carrier amplitude and " ω_c " is the carrier frequency, a reasonable reproduction of an audio signal, $g(t)$, is obtained when

$$E(t) = (1 + m \int g(t) dt^2)^m, \quad (4)$$

in which " m " is the modulation depth and " $g(t)$ " is normalized to a peak value of unity. The resulting audible secondary beam may be expressed as

$$p_2(t) \propto P_1^2 (d^2 E^2(t) / dt^2) \quad (5)$$

$$p_2(t) \propto P_1^2 m g(t)$$

$$p_2(t) \propto g(t),$$

in which the symbol " \propto " represents the phrase "approximately proportional to".

The adaptive parametric audio system 500 controls both the modulation depth and the overall primary signal amplitude, P_1 , to (1) maximize the modulation depth (while keeping it at or below a target value, e.g., 1), (2) maintain an audible level corresponding to the level of the audio signal, $g(t)$, by appropriately adjusting P_1 , and (3) ensure that when there is no audio signal present, there is little or no ultrasound present. The parametric audio system 500 is configured to perform these functions by measuring the peak level, $L(t)$, of the integrated (i.e., equalized) audio signal, and synthesizing the transmitted primary beam, $p'(t)$, defined as

$$p'(t) = P_1 (L(t) + m \int g(t) dt^2)^m \sin(\omega_c t), \quad (6)$$

in which " $L(t)$ " is the output of the peak level detector 505 and the sum " $L(t) + m \int g(t) dt^2$ " is the output of the summer

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-20-

510. The square root of the sum " $L(t) + n\int\int g(t)dt^2$ " is provided at the output of the square root circuit 506, and the multiplication by " $P_1\sin(\omega_c t)$ " is provided by the modulator 512.

5 Atmospheric demodulation of the modulated ultrasonic signal results in an audio signal, $p'_2(t)$, which may be expressed as

$$p'_2(t) \propto d^2E^2(t)/dt^2 \quad (7)$$

$$p'_2(t) \propto d^2(L(t) + n\int\int g(t)dt^2)/dt^2$$

10 $p'_2(t) \propto d^2L(t)/dt^2 + mg(t).$

The signal " $p'_2(t)$ " includes the desired audio signal, $mg(t)$, and a residual term involving the peak detection signal, $L(t)$. In the illustrated embodiment, the peak level detector 505 is provided with a short time constant for increases in $g(t)$ peak, and a slow decay (i.e., a long time constant) for decreases in $g(t)$ peak. This reduces the audible distortion in the first term of equation (6) (i.e., $d^2L(t)/dt^2$), and shifts it to relatively low frequencies.

To reduce the possibility of exceeding an allowable ultrasound exposure, a ranging unit 540 is provided for determining the distance to the nearest listener and appropriately adjusting the output of the adaptive parametric audio system 500 by way of the amplifier 517. For example, the ranging unit 540 may comprise an ultrasonic ranging system, in which the modulated ultrasound beam is augmented with a ranging pulse. The ranging unit 540 detects the return of the pulse, and estimates the distance to the nearest object by measuring the time between the pulse's transmission and return.

30 To further reduce audible distortion, the modulator 512 provides the modulated carrier signal to the matching filter

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-21-

516, which adjusts the signal amplitude in proportion to the expected amount of decay at an assumed or actual distance from the acoustic transducer array 122 (see Fig. 1). Consequently, the curves representing the frequency-dependent decay of the ultrasonic signal through the atmosphere (see Fig. 6a) are brought closer together, as depicted in Fig. 6b (with the greatest power boost being applied to the highest frequency, f_s). Although the overall rate of decay is unchanged, the decay of the ultrasonic signal is not nearly as frequency dependent and therefore audibly distortive.

The correction introduced by the matching filter 516 may be further refined by employing a temperature/humidity sensor 530, which provides a signal to the matching filter 516 that can be used to establish an equalization profile according to known atmospheric absorption equations. Such equalization is useful over a relatively wide range of distances until the above-mentioned curves diverge once again (see Fig. 6B). In such cases, the correction may be improved by using beam geometry, phased array focusing, or any other technique to change the amplitude distribution along the length of the beam so as to compensate more precisely for absorption-related decay.

As described above, the presently disclosed parametric audio system reduces distortion in airborne audio signals by way of, e.g., nonlinear inversion of the audio signals and filtering of the modulated ultrasonic carrier signal. It should be understood that such reductions in audible distortion are most effectively achieved with an acoustic transducer, driver amplifier, and equalizer system that is capable of reproducing a relatively wide bandwidth.

Fig. 7 depicts a cross-sectional view of an acoustic transducer array 622, which is a preferred embodiment of the acoustic transducer array 122 (see Figs. 2a and 2b). The acoustic transducer array 622 is configured to provide a relatively wide bandwidth, e.g., on the order of 5 kHz or higher. Like the acoustic transducers 0-11 included in the acoustic transducer array 122, each of the acoustic transducers 0-11 of the acoustic transducer array 622 is preferably a Sell-type electrostatic transducer. Accordingly, the acoustic transducer array 622 includes an electrically conductive membrane 602 disposed near an adjacent backplate electrode 604. Further, a surface 604a of the backplate electrode 604 is interrupted by a plurality of rectangular grooves to form the acoustic transducers 0-11. Thus, the acoustic transducer array 622 includes the plurality of acoustic transducers 0-11 as defined by the membrane 602 and respective edges of the plurality of rectangular grooves.

In this preferred embodiment, the grooves corresponding to the acoustic transducers 0, 2, 4, 6, 8, and 10 are deeper than the grooves corresponding to the acoustic transducers 1, 3, 5, 7, 9, and 11. The acoustic transducers 0, 2, 4, 6, 8, and 10 therefore have a lower center frequency than the acoustic transducers 1, 3, 5, 7, 9, and 11. It is noted that the use of uniform groove depths absent the matching filter is not recommended as it tends to reduce bandwidth owing very high resonance. The respective center frequencies are sufficiently spaced apart to provide the relatively wide bandwidth of at least 5 kHz. The backplate electrode 604 comprises a surface roughness 605 to provide damping and increase the bandwidth of the acoustic

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-23-

transducer array 622. Moreover, the membrane 602 may be configured with internal damping and/or another membrane or material (e.g., a piece of cloth; not shown) may be disposed near the membrane 602 to provide damping and further increase the bandwidth of the acoustic transducer array 622.

5 The foregoing acoustic transducer array configuration is easily manufactured using commonly available stamped or etched materials and therefore has a low cost. Further, components of the driver amplifier 118 (see Fig. 1) may be placed directly on a portion of the same substrate used to form the backplate electrode 204 (see Fig. 2b). The acoustic transducer array configuration is also light in weight and can be flexible for easy deployment, focusing, and/or steering of the array. It will also be appreciated that geometries, particularly the depths of the rectangular grooves formed in the backplate electrode 204, may vary so that the center frequencies of the individual acoustic transducers 0-11 span a desired frequency range, thereby broadening the overall response of the acoustic transducer array 122 as compared with that of a single acoustic transducer or an acoustic transducer array having a single center frequency.

10 It will further be appreciated by those of ordinary skill in the art that modifications to and variations of the above-described parametric audio system may be made without departing from the inventive concepts disclosed herein. Accordingly, the invention should not be viewed as limited except as by the scope and spirit of the appended claims.

15

20

25

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-24-

CLAIMS

What is claimed is:

1. A parametric audio system for generating at least one
5 airborne audio beam, comprising:
at least one audio signal source configured to provide
at least one audio signal;
a modulator configured to receive a first signal
representative of the audio signal and to convert the first
10 signal into ultrasonic frequencies; and
an acoustic transducer array including at least one
acoustic transducer, the array being configured to receive
the converted first signal and to project the converted
15 first signal through the air along a selected path, thereby
regenerating the audio signal along at least a portion of
the selected path,
wherein the acoustic transducer array has a bandwidth
greater than 5 kHz.
- 20 2. The parametric audio system of claim 1 wherein each
acoustic transducer is a membrane-type transducer.
3. The parametric audio system of claim 2 wherein the
membrane-type transducer is a Sell-type electrostatic
25 transducer.
4. The parametric audio system of claim 2 wherein the
membrane-type transducer further includes a conductive
membrane, a backplate electrode, and a DC bias source
30 between the conductive membrane and the backplate electrode.

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-25-

5. The parametric audio system of claim 4 further including

at least one driver amplifier coupled between the modulator and the acoustic transducer array and configured to receive the converted first signal and to generate an amplified signal representative of the converted first signal, and

a blocking capacitor coupled between the driver amplifier and the acoustic transducer array and configured to block the DC bias from the driver amplifier.

6. The parametric audio system of claim 4 further including

at least one driver amplifier coupled between the modulator and the acoustic transducer array and configured to receive the converted first signal and to generate an amplified signal representative of the converted first signal, and

a first component coupled between the acoustic transducer array and the DC bias source and configured to block the amplified signal from the DC bias source.

7. The parametric audio system of claim 4 wherein the DC bias source is provided by an embedded charge.

8. The parametric audio system of claim 3 wherein the Sell-type electrostatic transducer includes a conductive membrane, a backplate electrode, and a dielectric spacer disposed between the conductive membrane and the backplate electrode.

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-26-

9. The parametric audio system of claim 2 wherein the membrane-type transducer is a Sell-type electrostatic transducer including a conductive membrane, an electrode, and an insulative backplate disposed between the conductive membrane and the electrode.

10. The parametric audio system of claim 1 further including a circuit configured to perform nonlinear inversion of the audio signal to generate the first signal.

11. The parametric audio system of claim 1 further including

at least one driver amplifier coupled between the modulator and the acoustic transducer array and configured to receive the converted first signal and to generate an amplified signal representative of the converted first signal, and

a matching filter configured to compensate for a non-flat frequency response of the combination of the acoustic transducer array and the driver amplifier.

12. The parametric audio system of claim 1 wherein the at least one acoustic transducer comprises a membrane-type transducer,

wherein the membrane-type transducer has a loudness figure of merit, L , defined according to the expression $L = (\text{Area}) \cdot (\text{Amplitude})^2$, and

wherein "Area" is the area of the membrane-type transducer and "Amplitude" is the amplitude of the modulated carrier signal.

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-27-

13. The parametric audio system of claim 12 wherein "1" is greater than $(2.0 \times 10^4) \text{ Pa}^2 \cdot \text{in}^2$.

14. The parametric audio system of claim 12 wherein "1" is greater than $(4.5 \times 10^5) \text{ Pa}^2 \cdot \text{in}^2$.

15. A parametric audio system for generating at least one airborne audio beam, comprising:

at least one audio signal source configured to provide at least one audio signal;

a modulator configured to receive a first signal representative of the audio signal and to modulate an ultrasonic carrier signal with the first signal;

at least one driver amplifier configured to receive the modulated carrier signal and to generate an amplified signal representative of the modulated carrier signal; and

an acoustic transducer array including at least one acoustic transducer, the array being configured to receive the modulated carrier signal and to project the modulated carrier signal through the air along a selected path, thereby demodulating the modulated carrier signal to regenerate the audio signal along at least a portion of the selected path,

wherein the driver amplifier includes an inductor coupled to a capacitive load of the acoustic transducer array to form a resonant circuit having a resonance frequency approximately equal to the frequency of the ultrasonic carrier signal.

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-28-

16. The parametric audio system of claim 15 wherein the frequency of the ultrasonic carrier signal is greater than or equal to 45 kHz.
- 5 17. The parametric audio system of claim 15 wherein the frequency of the ultrasonic carrier signal is greater than or equal to 55 kHz.
- 10 18. The parametric audio system of claim 15 wherein the driver amplifier further includes a damping resistor coupled between the inductor and the capacitive load of the acoustic transducer array.
- 15 19. The parametric audio system of claim 15 wherein the driver amplifier further includes a step-up transformer and the inductor is provided by the step-up transformer.
- 20 20. A parametric audio system for generating at least one airborne audio beam, comprising:
at least one audio signal source configured to provide at least one audio signal;
a modulator configured to receive at least one first signal representative of the audio signal and to convert the at least one first signal into ultrasonic frequencies;
25 at least one driver amplifier configured to receive the at least one converted first signal and to generate at least one amplified signal representative of the converted first signal;
30 an acoustic transducer array including a plurality of acoustic transducers, the array being configured to receive the at least one converted first signal and to project the

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-29-

converted first signal through the air for subsequent regeneration of the audio signal; and

5 a delay circuit configured to apply at least one predetermined time delay to the at least one converted first signal.

21. The parametric audio system of claim 20 wherein the delay circuit is configured to apply the at least one predetermined time delay to the at least one converted first signal to steer the converted first signal through the air along at least one path by the acoustic transducer array.

22. The parametric audio system of claim 20 wherein the acoustic transducer array further includes a membrane disposed along an adjacent backplate, the backplate including a plurality of depressions formed on a surface thereof, and each acoustic transducer being defined by the membrane and one or more of the depressions.

20 23. The parametric audio system of claim 22 wherein the dimensions of the respective depressions are set to determine the center frequency and the bandwidth of the respective acoustic transducers.

25 24. The parametric audio system of claim 20 wherein the delay circuit is configured to apply a predetermined time delay, d , according to the expression $d = (x \cdot \sin(\theta))/c$, wherein "x" is the distance from a datum to a respective acoustic transducer and "c" is the speed of sound.

30 25. An acoustic transducer array, comprising:

WO 01/52437

PCT/US01/01268

-30-

a backplate including a surface and a plurality of respective depressions of varying dimensions formed on the surface; and

5 a membrane adjacently disposed along the backplate, wherein the membrane and at least one of the plurality of respective depressions define at least one acoustic transducer, and

10 wherein the dimensions of the respective depressions are set to determine the center frequency and the bandwidth of the at least one acoustic transducer.

26. The acoustic transducer array of claim 25 wherein the acoustic transducer array has a bandwidth greater than 5 kHz.

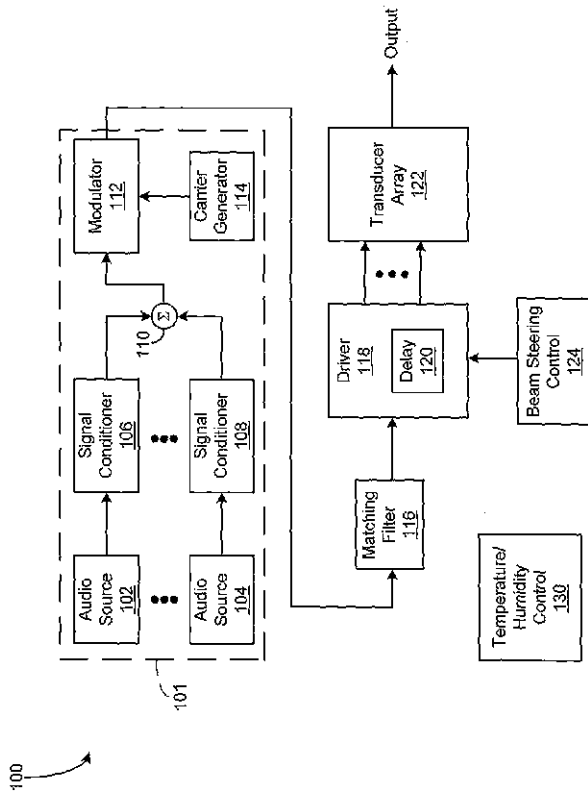


Fig. 1

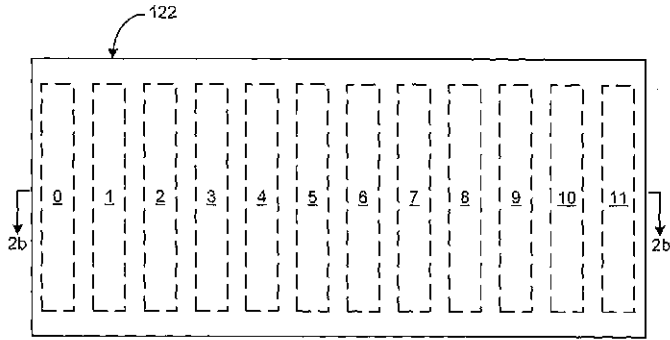


Fig. 2a

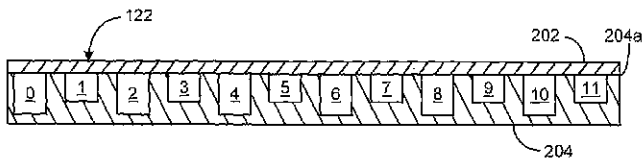


Fig. 2b

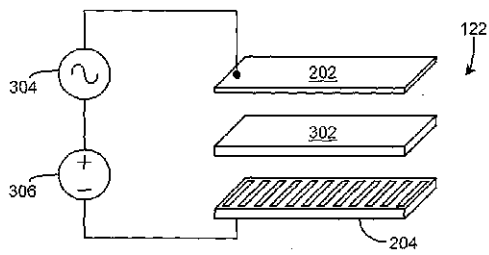
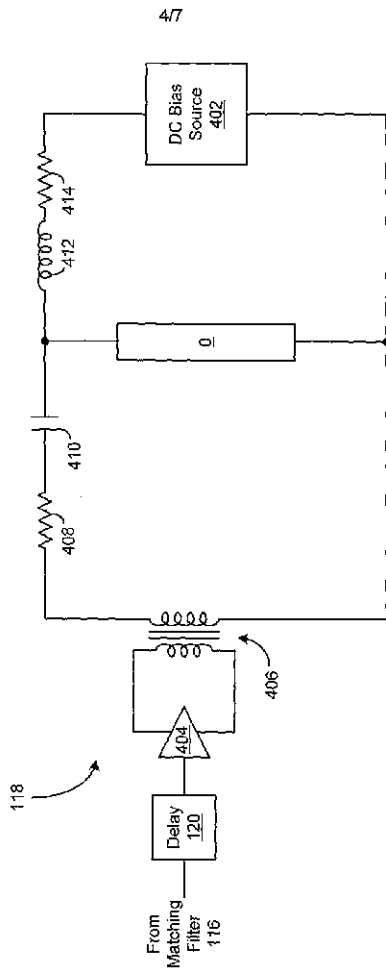


Fig. 3



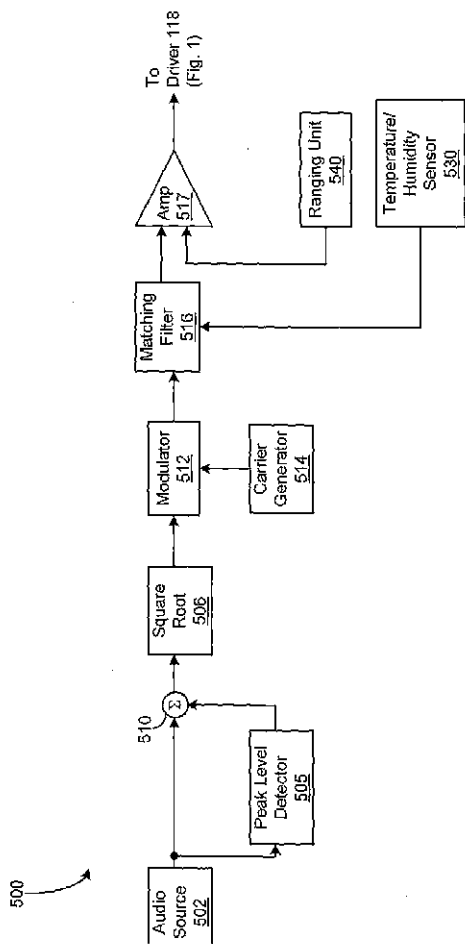


Fig. 5

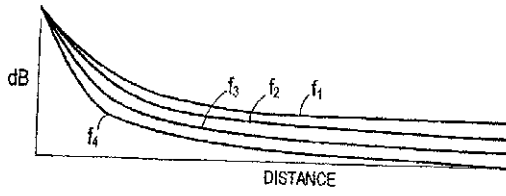


Fig. 6a

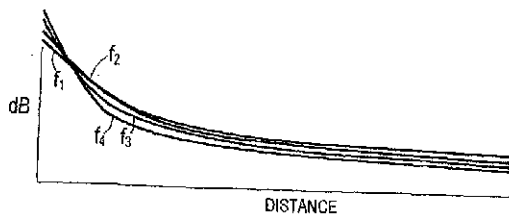


Fig. 6b

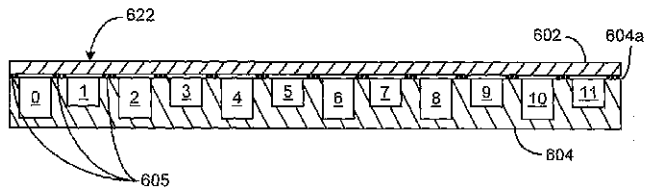


Fig. 7

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/US91/01268
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC(7) : H04B 3/00; H04R 25/00 US CL : 381/77, 116, 174, 191 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) U.S. : 381/77, 79, 80, 82, 116, 174, 190, 191 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched None Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) ERS. Search terms: ultrasonic, parametric, speaker, loudspeaker, transducer, capacitive, resonance, bandwidth, backplate, array.		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 4,246,449 A (BIBER) 20 January 1981, see entire document.	25-26
A	US 5,161,128 A (KENNEY) 03 November 1992, see entire document.	1-26
A	US 5,619,476 A (HALLER et al) 08 April 1997, see entire document.	1-26
X	US 5,859,915 A (NORRIS) 12 January 1999, see figures 1, 3-4 and their descriptions.	1-4
Y		5-24
Y	US 4,588,917 A (RATCLIFF) 13 May 1986, see entire document.	5-24
X	US 5,870,351 A (LADABAUM et al) 09 February 1999, see entire document.	25-26
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be distinguished to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "E" document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application, but cited to understand the principle or theory underlying the invention "L" document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (to be specified) "N" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date obtained "S" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 20 FEBRUARY 2001		Date of mailing of the international search report 11 APR 2001
Name and mailing address of the ISA/US Commissioner of Patents and Trademarks Box PCT Washington, D.C. 20531 Facsimile No. (703) 305-3230		Authorized officer XU MEI Telephone No. (703) 305-6610

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/US01/01268
C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A, P	US 5,982,709 A (LADABAUM et al) 09 November 1999, see entire document.	25-26
A, P	US 6,061,351 A (RAIDA et al) 18 January 2000, see entire document.	1-24
A, P	US 6,044,160 A (NORRIS) 28 March 2000, see entire document.	1-24

フロントページの続き

(81)指定国 AP(GH,GM,KE,LS,MW,MZ,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT,BE,CH,CY,DE,DK,ES,FI,FR,GB,GR,IE,IT,LU,MC,NL,PT,SE,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BY,BZ,CA,CH,CN,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DZ,EE,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NO,NZ,PL,PT,RO,RU,SD,SE,S G,SI,SK,SL,TJ,TM,TR,TT,TZ,UA,UG,UZ,VN,YU,ZA,ZW