

(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2004-507904

(P2004-507904A)

(43) 公表日 平成16年3月11日(2004.3.11)

(51) Int. Cl.⁷

H04S 5/02

H04R 3/02

F I

H04S 5/02

Y

H04R 3/02

テーマコード (参考)

5D020

5D062

審査請求 有 予備審査請求 有 (全 186 頁)

(21) 出願番号 特願2000-509252 (P2000-509252)
 (86) (22) 出願日 平成10年9月3日 (1998.9.3)
 (85) 翻訳文提出日 平成12年3月6日 (2000.3.6)
 (86) 国際出願番号 PCT/US1998/018390
 (87) 国際公開番号 W01999/012386
 (87) 国際公開日 平成11年3月11日 (1999.3.11)
 (31) 優先権主張番号 60/058, 169
 (32) 優先日 平成9年9月5日 (1997.9.5)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)
 (31) 優先権主張番号 09/146, 442
 (32) 優先日 平成10年9月3日 (1998.9.3)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

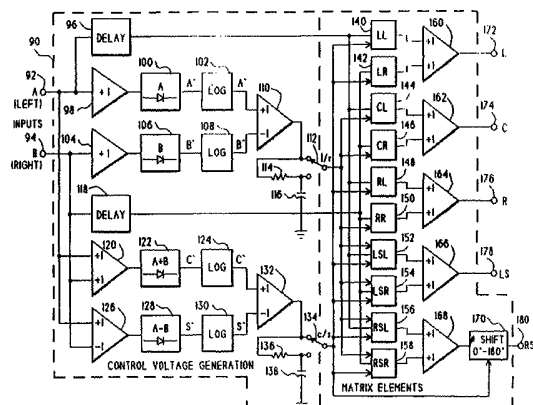
(71) 出願人 500106732
 レキシコン
 アメリカ合衆国マサチューセッツ州017
 30, ベッドフォード, オーク・パーク
 3
 (74) 代理人 100089705
 弁理士 社本 一夫
 (74) 代理人 100071124
 弁理士 今井 庄亮
 (74) 代理人 100076691
 弁理士 増井 忠武
 (74) 代理人 100075236
 弁理士 栗田 忠彦
 (74) 代理人 100075270
 弁理士 小林 泰

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 5-2-5マトリックス・エンコーダおよびデコーダ・システム

(57) 【要約】

位相 / 振幅フィルム・マトリックス・エンコーダを用いて4または5チャンネルのオリジナルから方向的に符号化された2入力チャンネルにおいてステレオ信号を変換する音響再生システム。前記信号は、位相 / 振幅符号化装置により方向的に符号化される少なくとも1つの成分と、例えば、中央と前方左と前方右と側方左と側方右と後方左と後方右などの多数の出力チャンネルに対する信号へ方向的に符号化されないが2つの入力チャンネルにおいて異なる少なくとも1つの成分とを含む、前記音響再生システムが、右方入力チャンネルに記録された楽器が出力チャンネルの右側にありかつ左側で記録された楽器が左側にあるように、かつ全ての出力チャンネルにおける全ての楽器の明瞭なラウドネスが入力信号の方向的に符号化された成分の方向の如何に拘わらず同じであるように、左右のチャンネルの各々間の最大分離と各出力チャンネルにおける入力チャンネルの方向的に符号化されない成分の総エネルギーとの両方を保持しながら、所望の方向における入力信号の方向的に符号化された成分を強調し符号化される方向と関連しないチャンネルにおけるかかる信号の振幅は低



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

聴取領域を包囲するラウドスピーカを介して再生するため、方向的に符号化された成分と非方向性成分とを含む 1 対の左右の音響入力信号を複数の出力チャネルへ再分配するための、前記左右の音響信号の方向内容を決定しかつこれから少なくとも左右の指向信号と中心 - サラウンド指向信号とを生成する手段を包含するサラウンド音響デコーダであって、遅延した左右の音響信号を生じるため、前記左右の音響入力信号の各々を遅延させる遅延手段と、

各々が遅延した前記左の音響信号を受取る第 1 の要素と遅延された前記右の音響信号を受取る第 2 の要素とが対に構成され、各々が可変マトリックス係数で入力音響信号を乗じて出力信号を生じる、複数の前記出力チャネル数の 2 倍に等しい複数の乗算手段と、可変マトリックス係数が、前記指向信号の一方または両方により制御されることと、

1 対の前記乗算手段の出力信号を受取り該複数の出力信号の 1 つを出力に生じる、複数の前記出力チャネルの各々に対して 1 つずつの複数の加算手段と、

を備え、

前記デコーダが、意図された方向での再生には直接含まれない出力における方向的に符号化された音響成分を減じ、前記信号に対する一定の総合出力を維持するように意図された方向での再生に直接含まれる出力における方向的に符号化された音響成分を強調し、前記指向信号の如何に拘わらず非方向性信号の左右のチャネル成分間の高い分離を保持しながら、方向的に符号化された信号が存在するか否かに拘わらず、かつその意図された方向があってもその如何に拘わらず有効に一定な非方向性信号の総合音響出力レベルとして定義されるラウドネスを維持するように構成された前記可変マトリックス値を有する

サラウンド音響デコーダ。

【請求項 2】

前記左右の音響入力信号が最初は 5 チャネルから 2 チャネルへ符号化され、前記左右の音響入力信号が増幅と 5 つの前記増幅された出力信号の聴取者を取り囲むように配置された 5 つのラウドスピーカに対する印加とによって再生される 5 つの出力信号へ復号されるように前記出力信号数が 5 である請求項 1 記載のデコーダ。

【請求項 3】

前記ラウドスピーカが、聴取位置の左前方、中央前方、右前方、左後方および右後方への場所に配置され、前記出力信号が、聴取者の位置に対してその意図された方向の場所に従って典型的に指定される請求項 2 記載のデコーダ。

【請求項 4】

低周波の音響効果を生じるよう意図される減じた帯域幅の 6 番目の音響出力信号が、列記された 5 つの出力信号に加えて与えられる請求項 3 記載のデコーダ。

【請求項 5】

左右の前記音響入力信号がアナログ回路により複数の前記出力信号へ復号される請求項 1 ないし 4 のいずれか一つに記載のデコーダ。

【請求項 6】

最初に前記入力信号をディジタル形態へ変換し、最後に前記出力信号を聴取者を取り囲む同数のラウドスピーカにおける再生に適するアナログ形態へ再び変換した後、左右の前記音響入力信号がディジタル信号処理回路により複数の前記出力信号へ復号される請求項 1 ないし 4 のいずれか一つに記載のデコーダ。

【請求項 7】

前記後方の出力信号のレベルを決定する前記可変マトリックス係数が、前記左右の指向信号が小さな振幅であるとき 3 d B 低いレベルに維持され、かつ該信号が 22 . 5 度以上の指向角度に等しい振幅に達するとき全振幅まで増加するが、テレビジョンの音響再生のため意図される動作モードにおいて前記中央 - サラウンド指向信号とは独立的であり、これにより前方向に指向が生じるとき、前方出力に対する後方出力の音響レベルの比較的小さな変化を生じて更に自然かつ平滑なサラウンド音響効果を生じる結果となる請求項 3 記載

10

20

30

40

50

のデコーダ。

【請求項 8】

前記指向信号の一方が急激に変化するとき該指向信号の他方の絶対値が制限され、これにより動的効果に対する改善された応答性を提供する請求項 3 記載のデコーダ。

【請求項 9】

各前方象限において、入力信号の左右の成分に対して計算された係数が、中央 - サラウンド指向信号がゼロに近いとき前記要素の平方和が 1 に等しくなるようになされ、指向の結果としてラウドスピーカへ送られる全出力の不要な変化を減じる請求項 3 記載のデコーダ。

【請求項 10】

指向されない音響の最大限の左右の分離を維持しながら、前方における中央音源の最小限の明瞭な動きを結果として生じるように、中央ブースト関数が提供される請求項 3 記載のデコーダ。

【請求項 11】

前方へ 30 度の有効角度まで中央チャンネル出力が標準形式のデコーダより 3 dB 低い値まで増加し、次いで全前方指向において標準形式のデコーダにおいて用いられる同じ最大レベルに達するよう更に急激に増加するように、新たな中央前方マトリックス係数が前記中央 - サラウンド指向信号に従ってなされ、デコーダの各出力からの出力の和において、前記デコーダに対する左右の前記音響入力信号が得られたエンコーダに対する他の全ての入力信号の総合出力に対する中央入力信号の出力の比を保持するように、左右の前方チャンネルにおける信号の中央成分のレベルを更に切り取り、これにより信号が符号化される前に存在したような中央信号と他の信号との間の同じ均衡を保持するとともに、2 チャンネルの再生のため最初に混合された録音における中央信号と他の信号との間の均衡を保持する請求項 3 記載のデコーダ。

【請求項 12】

全帯域幅音響の 5 チャンネルを 2 つの出力チャンネルへ符号化するのに適するアクティブ・エンコーダであって、前記 5 入力チャンネルがそれぞれ左前方、中央前方、右前方、左後方またはサラウンド、および右後方またはサラウンドであり、前記出力チャンネルが左即ち A チャンネルおよび右即ち B チャンネルをそれぞれ含むアクティブ・エンコーダにおいて、それぞれ、前記左前方チャンネルと中央前方チャンネルと右前方チャンネルと左サラウンド・チャンネルと右サラウンド・チャンネルとに対する第 1 の入力端子と第 2 の入力端子と第 3 の入力端子と第 4 の入力端子と第 5 の入力端子と、前記中央前方信号を係数 f_{en} だけ減衰させるため前記第 2 の入力端子に接続された減衰回路と、

前記減衰回路から減衰された中央前方信号を、かつ前記第 1 の入力端子から左前方入力を直接に受取る第 1 の加算回路と、減衰された前記中央前方信号と右前方信号とを前記第 3 の入力端子から直接に受取る第 2 の加算回路と、

前記第 4 の入力端子から受取った前記左サラウンド信号を減衰するための減衰係数 $f_{cl}(l, l_s)$ を持つ第 1 の関数減衰器と、

前記第 5 の入力端子から受取った前記右サラウンド信号を減衰するための減衰関数 $f_{cr}(r, r_s)$ を持つ第 2 の関数減衰器と、

前記第 4 の入力端子から受取った前記左サラウンド信号を減衰するための減衰関数 $f_{sl}(l, l_s)$ を持つ第 3 の関数減衰器と、

前記第 5 の入力端子から受取った前記右サラウンド信号を減衰するための減衰関数 $f_{sr}(r, r_s)$ を持つ第 4 の関数減衰器と、

各々が前記第 1 と第 2 と第 3 と第 4 の関数減衰器から出力信号をそれぞれ受取る減衰係数 $-c_{rx}$ を有する第 1 と第 2 と第 3 と第 4 の交差フィード減衰器と、

各々が前記第 1 と第 2 と第 3 と第 4 の関数減衰器から出力信号をそれぞれ受取る減衰係数 0.91 を有する第 1 と第 2 と第 3 と第 4 の固定減衰器と、

各々が前記第 1 と第 2 と第 3 と第 4 の固定減衰器から出力信号をそれぞれ受取り、これら

10

20

30

40

50

減衰器に対して前記第 2 と第 1 と第 4 と第 3 の交差フィード減衰器からの出力信号をそれぞれ加算する第 1 と第 2 と第 3 と第 4 の加算器と、

前記第 1 と第 2 の加算器の出力をそれぞれ受取る、移相関数 - 90° を有する第 1 と第 2 の移相回路と、

前記第 1 の加算回路と第 2 の加算回路とが前記第 3 の加算器と第 4 の加算器の出力をもそれぞれ受取り、これら出力を、前記第 2 の入力端子に接続された前記減衰回路からの減衰された中央前方信号と共に、左前方入力信号と右前方入力信号とにそれぞれ組合わせる、前記第 1 の加算回路と第 2 の加算回路の出力をそれぞれ受取る移相関数 - 0° を有する第 3 と第 4 の移相回路と、

前記左即ち A 出力信号を第 1 の出力端子へ与えるため、前記第 1 の移相回路と前記第 3 の移相回路とからの出力信号をそれぞれ加算する第 3 の加算回路と、 10

前記右即ち B 出力信号を第 2 の出力端子へ与えるため、前記第 2 の移相回路と前記第 4 の移相回路とからの出力信号をそれぞれ加算する第 4 の加算回路と、

前記第 1 と第 2 と第 3 と第 4 と第 5 の入力端子へ印加された信号の振幅を検出するための第 1 と第 2 と第 3 と第 4 と第 5 の対数振幅検出手段と、

前記左側における前方信号と前記右側における後方信号の対数振幅をそれぞれ比較する第 1 と第 2 の比較手段と、

優勢な信号の方向が左前方から左サラウンドへ変化するとき、前記第 1 の比較手段の出力に応答して、補完的に前記第 1 の関数減衰器の関数 $f_c(l, l_s)$ を 1 からゼロまで低減し、かつ前記第 3 の関数減衰器の関数 $f_s(l, l_s)$ をゼロから 1 まで増加する手段と、 20

優勢な信号の方向が右前方から右サラウンドへ変化するとき、前記第 2 の比較手段の出力に応答して、補完的に前記第 2 の関数減衰器の関数 $f_c(r, r_s)$ を 1 からゼロまで低減し、かつ前記第 4 の関数減衰器の関数 $f_s(r, r_s)$ をゼロから 1 まで増加する手段と、

前記前方信号の対数振幅を前記後方信号の対数振幅に比較する第 3 の比較手段と、

前記前方信号が前記後方信号を 8 dB 以上越えるとき、前記第 3 の比較手段からの出力信号に応答して関数 f_{cn} を 3 dB まで低減する手段と、

前記第 4 の入力端子と前記第 5 の入力端子とに印加される左サラウンド入力信号と右サラウンド入力信号との間の位相と振幅とを比較する第 4 の比較手段と、 30

前記第 4 の比較手段からの出力信号に応答して、2 つのサラウンド信号が振幅と位相とにおいて類似するとき前記第 1 の関数減衰器と前記第 2 の関数減衰器の利得を 2.2 dB まで低減し、かつ前記 2 つのサラウンド信号が振幅において類似するが逆位相であるとき前記第 3 の関数減衰器と前記第 4 の関数減衰器の利得を増加することにより、前記出力 A および B を指向されない条件を示す象限の位相関係にあるように強制する手段と、

を備えるアクティブ・エンコーダ。

【請求項 13】

低周波の効果信号を受取る第 6 の入力端子と、

前記低周波の効果信号を増幅する利得 2.0 の利得段と、

を更に備え、 40

前記第 1 の出力端子と前記第 2 の出力端子とにおける出力 A と出力 B の両方においてそれぞれ等しく同相であるように見えるように、増幅された前記低周波効果信号が前記第 1 の加算回路と第 2 の加算回路との更なる入力に等しく印加される

請求項 12 記載のエンコーダ。

(相互引証)

本願は、1996 年 7 月 19 日出願の米国特許出願第 08 / 684 , 948 号「最大側方分離による多チャンネル・アクティブ・マトリックス音響再生 (Multichannel Active Matrix Sound Reproduction with Maximum Lateral Separation)」の一部継続出願である 1996 年 11 月 1 日出願の同第 08 / 742 , 460 号「最大側方分離による多チャンネル・ア 50

クティブ・マトリックス・エンコーダおよびデコーダ (Multichannel Active Matrix Encoder and Decoder with Maximum Lateral Separation)」の一部継続出願である1997年9月5日出願の米国仮特許出願第60/058,169号「5-2-5マトリックス・エンコーダおよびデコーダ・システム (5-2-5 Matrix Encoder and Decoder System)」に基く。

【発明の詳細な説明】

【0001】

発明の分野

本発明は、聴取者を包囲するように配置された複数のラウドスピーカによる適切な増幅後の再生のため同数の出力信号への1対のステレオ音響入力信号の復号を含む音響再生システムに関する。

【0002】

特に、本発明は、入力音響信号の方向的に符号化された成分の方向の如何に拘わらず一定音響レベルにおける非方向的符号化成分を維持しながら、ステレオ信号の左右の成分間の高度の分離による最適な音響心理学的性能を有する復号マトリックスを生じる改善された設計基準の組合わせおよびその解決法に関する。

【0003】

更に、本発明は、本発明によるデコーダによる再生のため2つのチャンネルへの多チャンネル音響の符号化 (エンコーディング) に関する、特に、本発明は、5-2-5マトリックス・エンコーダおよびデコーダ・システムに対する改善されたマトリックス化係数に関する。

発明の背景

複数の出力信号への1対の左右のステレオ入力音響信号を復号する装置は、一般にサラウンド音響デコーダあるいはプロセッサと呼ばれる、サラウンド音響デコーダは、複数Nの出力信号を生じるように異なる比率における左右の入力音響信号を組合わせることによって働く、入力音響信号の種々の組合わせは、特定の出力信号に含まれる左右いずれかの入力音響信号の比率をそれぞれ関連付ける2N個の係数があるN行×2列のマトリックスに関して数学的に記述される。

【0004】

マトリックス係数は固定され得、この場合はマトリックスはパッシブと呼ばれ、あるいは、これらマトリックスは1つ以上の制御信号により規定されるように時間的に変化し得、この場合はマトリックスはアクティブと言われる、復号マトリックスにおける係数は、実数あるいは複素数であり得る、複素数の係数は、実際には高価である正確な直角位相ネットワークの使用を含み、従って最近のサラウンド音響デコーダはかかるネットワークは含まず、その結果マトリックス係数の全ては実数である。本願に記載される記述のおおよそにおいては、マトリックス要素もまた実数的である。実数の係数は安価であり、本願において記述されるアクティブ・エンコーダにより符号化される5チャンネル・フィルムを最適に復号する。

【0005】

しかし、本願において記述されるようなパッシブ・エンコーダを用いて5チャンネルのオリジナルから符号化されたフィルムを復号するときは実数の係数は最適ではなく、また従来技術の標準的4チャンネル・エンコーダで作られたフィルムを復号するときも最適ではない。このようなフィルムを最適に復号するデコーダ設計に対する修正についても、記載される。本文の記述はデコーダの入力に対する位相コレクタについてであるが、この補正もまたマトリックス要素を複素数にすることによって行うことができる。

【0006】

ドルビー・サラウンド・マトリックスのような係数が一定であるマトリックスとして定義されるパッシブ・マトリックスにおいては、係数の適切な選択によって幾つかの理想的な特性が達成される。これらの特性は、下記のものを含む。

【 0 0 0 7 】

即ち、標準的なエンコーダで符号化された信号は、その符号化された方向の如何に拘わらず等しい音の大きさを持つパッシブ・マトリックス・デコーダによって再生される。

【 0 0 0 8 】

デコーダに対する2つの入力が入力が補正を持たないように記録された音楽のような特定の符号化方向がない信号、即ち、相関解除信号が、全ての出力チャンネルにおいて等しい音の大きさを再生されることになる。

【 0 0 0 9 】

入力信号が方向的に符号化された成分と相関解除成分との組合わせであるとき、方向的に符号化された成分の符号化方向が変化するとき、音の大きさかあるいは相関性のない成分の明瞭な分離のいずれかに変化がない。 10

【 0 0 1 0 】

パッシブ・デコーダの欠点は、入力信号の方向成分と相関解除成分の両方の分離が最適でないことである。例えば、前方中央からくるように意図された信号もまた、通常は僅かに3 dBのレベル差を持つ左右の前方出力チャンネルにおいて再生される。従って、最も新しいデコーダは、優勢な音源の明瞭な方向を持つマトリックス係数のある変化を用いる。即ち、これらマトリックス係数はパッシブではなくアクティブである。

【 0 0 1 1 】

元のドルビー・サラウンド・デコーダ・フォーマットにおいては、1つの後方チャンネル出力のみが与えられ、この出力が典型的に1つ以上のラウドスピーカよりも再生され、このような全てのラウドスピーカが並列に駆動され、その結果後方チャンネルには左右の分離がない。しかし、反対方向に符号化される信号間には高い分離が生じる。 20

【 0 0 1 2 】

前述の米国特許は、ステレオ音響信号対の複数の出力信号への変換のためのアクティブ・マトリックス・サラウンド音響デコーダの多くの特質について記載している。従来技術は、ステレオ信号対の左右のチャンネルにおける成分の振幅の和とその間の差との間の割合の対数と共に、方向的に符号化される信号成分の明瞭な方向をどのように前記左右のチャンネルにおける成分の振幅比の対数から決定することができるかについて記載している。この技術は、本文においては、前記のように得、あるいは他の方法で得た方向の制御信号を平滑化することに関する多くの技術と共に、仮定される。これら2つの方向の制御信号が使用可能な形態で存在することが前提とされる。本発明の目的のためには、これらの方向制御信号は、おそらくは、1つのデジタル音響信号のサブチャンネルで記録される方向の情報から得ることができる。 30

【 0 0 1 3 】

本発明は、これら方向制御信号が2つの入力における信号を用いてこれら信号を方向制御信号に応じて適切に変化する比率で多数の出力チャンネルに分散させるアクティブ・マトリックスの制御において置かれる使用法に関する。

【 0 0 1 4 】

このようなマトリックスの一例は、S c h e i b e rの米国特許第3,959,590号により示される。同じ用途における別のマトリックスは、同第5,046,098号に記載されたM a n d e l lのマトリックスである。4つの出力を持つマトリックスについては、G r i e s i n g e rの同第4,862,502号に記載され、このマトリックスの完全な数学的な記述は、6つの出力マトリックスの数学的な記述と共に、G r i e s i n g e rの同第5,136,650号に示される。異なる6つのマトリックスは、F o s g a t eの同第5,307,415号に記載されている。これらの従来マトリックスは全て、先に述べたように、入力音響信号を方向制御信号の制御下で種々の出力に分散させるものである。 40

【 0 0 1 5 】

これらのマトリックスの各々は、やや異なるように構成されるが、それぞれの場合に各出力が2つの入力信号の和によって形成され、各入力信号は最初にある係数で乗じられてい 50

た。このため、従来技術における各マトリックスは、出力ごとに2つの係数の値を知り、先に述べたように方向の情報を提供する方向制御信号の関数としてこれらの係数がどのように変化するかを知ることによって完全に特定することができる。これら2つの係数は、 $N \times 2$ マトリックスのマトリックス要素であり、ここで N は出力チャンネル数であり、これがデコーダの特性を完全に特定化する。大部分の従来技術において、これらマトリックス要素は明確には示されず、文中の記述から推論することができる。ある特定の実施形態では、これら要素も容易に計測することができる。

【0016】

1992年4月4日発行のGriesingerの米国特許第5,136,650号は、各マトリックス要素の方向の制御信号に対する完全な関数的な依存性を示している。

10

【0017】

上記のGriesingerの発行以来、フィルム産業が「5プラス1」なる離散的音響規格を開発した。5つの個々の全帯域幅音響チャンネル、即ち、中央、左前方、右前方、左後方および右後方の音響チャンネルと共に、超長波(VLF)周波数効果を意図した狭い帯域幅の6番目の音響チャンネルを含むサウンドトラックを持つ多くの劇場映画向けリリースおよび一部の家庭用リリースが作られた。このようなサウンドトラックの再生は、音響トラックを5+1出力チャンネルへ多重分離し圧縮解除する特別なデジタル・ハードウェアを必要とする。しかし、アナログとデジタルの両方の2チャンネルのサウンドトラック・マトリックス符号化フォーマットを用いる以前にリリースされたフィルム・プリントおよびビデオの非常に広い選択肢がある。このようなサウンドトラックは、標準化された4チャンネル/2チャンネル・エンコーダを用いるマトリックス・プロセスの間に符号化される。

20

【0018】

Griesingerおよび他の往時の研究が種々の信号の複雑な和、即ち、入力信号、その和と差、および方向制御信号により制御される可変利得増幅器を通過した後の同じ4つの信号の和に関するデコーダの出力について記載しているが、特定の入力と関連する各出力項を集め、これによりマトリックスを完全に閉じた形態で記述することが可能であり、その結果デコーダをデジタルあるいはアナログのいずれかのハードウェア構成要素において実現することができる。

【0019】

標準的なフィルム・デコーダにおいては、対話のような指向性の強い信号が存在するとき前方チャンネルにブーストが加えられる。これが、このような信号と背景効果即ち音楽との間の均衡を、離散的な5チャンネルの映画劇場システムにおけるこれら信号間の均衡に対して反転させる。本文に述べる改善されたアクティブ・エンコーダは、指向性の強い前方信号と音楽間の均衡を正すために必要である。また、左側および右側の信号に関してエンコーダとデコーダの性能を改善する必要もある。デコーダにおける更なる改善は、急激な変化に対する良好な動的応答を提供するため方向制御信号における急激な変化の効果を制限することである。

30

【0020】

更に、本発明は、前述のGriesingerの米国特許のデコーダに対する更なる改善をなすものである。

40

発明の概要

本発明は、音響心理学的性能を最適化する特性を有するアクティブ・マトリックスの実現に関するものである。

【0021】

本発明は、指向信号の如何に拘わらず指向性のない信号の左右のチャンネル成分間の高度の分離を維持しながら、かつ方向的に符号化された信号が存在するか否かに拘わらず、またそれらの意図される方向があってもそれに拘わらず、有効に一定の指向性のない符号化信号の総合音響出力レベルとして規定される音響強さ(ラウドネス)を維持しながら、意図される方向における音響成分の再生に直接関与しない出力における方向的に符号化された音響成分を減じ、このような信号に対する一定の総合出力を維持するように意図される方

50

向での再生に直接関与する出力における方向的に符号化された音響成分を強調するように構成された可変マトリックス値を有するサラウンド音響デコーダである。

【0022】

望ましい実施の形態において、方向的に符号化された成分と非方向性成分とを含む1対の左右の音響入力信号を聴取域を包囲するラウドスピーカを介して再生するための複数の出力チャンネルへ再分散させ、かつ左右の音響信号の方向の内容を決定しこれから少なくとも1つの左右の指向信号と中央のサラウンド指向信号とを生成する回路を組み込むために、サラウンド音響デコーダが提供される。

【0023】

当該デコーダは、遅延した左右の音響信号を生じるように左右の音響入力信号の各々を遅延させる遅延回路と、出力チャンネルの数の2倍に等しく対に構成された複数の乗算器とを含み、各対の第1の要素が遅延した左の音響信号を受取り、第2の要素が遅延した右の音響信号を受取り、前記乗算器の各々はその入力音響信号を可変マトリックス係数で乗じて出力信号を生じ、可変マトリックス係数は指向信号の一方または両方によって制御される、複数の出力チャンネルごとに1つずつ複数の加算装置が設けられ、各加算器が1対の乗算器の出力信号を受取ってその出力に複数の出力信号の1つを生じる。当該デコーダは、意図された方向での再生には直接関与しない出力における方向的に符号化された音響成分を減じるように構成され、従って、指向信号の如何に拘わらず非指向性信号の左右のチャンネル成分間の高い分離を保持しながら、前記信号に対する一定の総合出力を維持するように意図された方向における再生に直接関与する出力における方向的に符号化された音響成分を強調するように構成され、従って、方向的に符号化された信号が存在するか否かに拘わらず、かつその意図された方向があってもその如何に拘わらず非指向性信号の総合音響出力レベルとして定義されるラウドネスを維持するように構成される可変マトリックス値を有する。

【0024】

本発明はまた、強く指向された前方信号と標準的なフィルム・デコーダに生じる前方信号のブーストによる相関性のない音楽信号との間の均衡を正し、かつ相関されない左右の側方入力がエンコーダに対して与えられるときエンコーダ出力間の分離を増強する改善されたアクティブ・エンコーダの実施の形態も含んでいる。この実施の形態はまた、左または右の符号化された信号に関してフィルム・デコーダ仕様において修正された性能をも包含する。デコーダの更なる改善は、指向性の制御信号における急激な変化の影響に関するものであり、急激に変化する信号に対する良好な動的応答を提供するため更にゆるやかに変化する信号を制限する。

【0025】

本発明については、アナログ的な実施の形態に関して主として記述されるが、本発明の利点はデジタル信号プロセッサとして実現できることである。

【0026】

本発明の利点は、復号マトリックスの設計が全ての出力チャンネルにおける高い左右の分離を提供することである。

【0027】

本発明の更なる利点は、優勢な符号化信号の方向の如何に拘わらずこのような高い分離を維持することである。

【0028】

本発明の別の利点は、任意の符号化されない相関性のない信号の総合出力エネルギー・レベルが優勢な符号化信号の方向の如何に拘わらず一定の状態を維持することである。

【0029】

本発明の別の利点は、(5+1)チャンネルの離散的サウンドトラック・リリースの音響と緊密に整合するように従来の符号化サウンドトラックを再生できることである。

【0030】

本発明の更に別の利点は、5チャンネルのオリジナルからの非常に僅かな相違で5以上のチ

チャンネルへ復号する5チャンネルのサウンドトラックの2つのチャンネルへの単純なパッシブ・マトリックスのエンコーディングを提供することである。

【0031】

本発明の別の利点は、左右のサラウンド入力に関してパッシブな5チャンネル・エンコーダにより達成可能な性能より優れた性能を有するアクティブ・エンコーダを提供することである。

【0032】

本発明のデコーダは5チャンネル・アクティブ・エンコーダにおいて最適に動作するが、本発明の別の利点は、付加された位相補正ネットワークにより、従来技術の標準的な4チャンネルのパッシブ・エンコーダがあるいは本発明の特質である5チャンネルのパッシブ・マトリックス・エンコーダのいずれかにより符号化された映画のサウンドトラックを最適に再生することも可能であることである。

10

【0033】

本発明のアクティブ・マトリックス・エンコーダの利点は、標準的なフィルム・デコーダにおいて強く指向された前方信号に印加されるブーストを補償するため当該強く指向された信号と非指向性の音楽との間の均衡の動的制御を提供することである。

【0034】

当該エンコーダの更なる利点は、標準的なフィルム・デコーダにより復号されるとき同時の左側と右側の信号の改善された分離を提供することである。

【0035】

20

本発明の利点は、信号が聴取者のいずれかの側へパンされるとき、後方に対する前方のラウドスピーカに更に多くのレベル変化を提供して、このような信号源の明瞭な動きを改善することである。

【0036】

本発明によるデコーダの別の利点は、2つの指向信号の一方が急激に変化するとき他方の信号の絶対値を制限して、その結果動的効果が良好に再生されるようにすることである。

【0037】

特に、本発明は、Griesingerの米国特許第4,862,502号(1989年)、同第5,136,650号(1992年)、1996年7月のGriesingerの米国特許出願第08/684,948号、および1997年9月出願の米国特許仮出願において開示されたように1996年11月の同第08/742,460号において前に開示された如き適切な可変マトリックス係数の偏移に対する改善に関する。先に用いられた係数は、本文ではバージョン1.11として示されるデコーダにおいて実現された。本発明は、前述の1996年7月19日の米国特許出願第08/684,948号において得られた係数に対する2つの主な変更を含んでいる。その第一は、後方チャンネルにおける「TVマトリックス」の補正に対する変更である。指向が後方向であるときは変更はないが、指向が前方になるとき後方の出力レベルにおける3dBの低減が維持されるならば結果が良好であることが判った。出力レベルは、制御信号の絶対値 $|l_r|$ がゼロから22.5度まで増加するときは元のレベルに再び増加するが、制御信号の値 $|c_s|$ とは独立的である。このような変化は、TVマトリックス補正についての章に記載され、LRLおよびLRRに対する改定図に示される。このような改定に対して特許請求された利点は、指向が前方向に生じるとき後方チャンネルの相対的な音響レベルの変化が少なく、更に自然かつ平滑なデコーディングを生じることである。

30

40

【0038】

第二の変更は、前方チャンネルと中央チャンネルの処理にある。デコーダの改定バージョン1.11を広く検討すると、中央チャンネルの処理の決定に際して全てのチャンネルにおける出力を考察することが必要であることを示す。前述の米国特許出願(1996年)における中央チャンネルについての章における数学は、このような変更を反映するように修正された。前提とするのは、他のチャンネルにおける出力に対するエンコーダの中央入力チャンネルの出力の比がデコーダの出力における総合音響出力に保持されねばならないことである。中

50

中央チャンネルにおける当該変更は、 LRL マトリックス要素を実現するための異なる方策を必要とする。ここに述べた方策は数学的にはエレガントであるが、除算を含んでいる。このような除算の実現は、2次元の索引テーブルを代わりに用いる。特に、当該発明は、3つの米国特許および米国特許出願において得られた係数値に対する下記の改善を含んでいる。

【0039】

第一に、 $cs = 0$ 境界に近い左後方の象限における LRL マトリックス要素に対する内挿を付加する。

【0040】

第二に、 $lr = 0$ 境界に沿った左後方象限における LRR マトリックス要素におけるソフトウェアのエラーを補正する。 10

【0041】

第三に、左後方出力へ指向される入力が入力から除去されるように、左後方象限における LFL および LFR のマトリックス要素へ複雑さを付加する。

【0042】

第四に、 $lr = 0$ 軸に沿ってブーストを保持しながら、左から中央へ、および右から中央への境界に沿って正弦と余弦のカーブになるように LFL および LFR マトリックス要素を修復する。

【0043】

第五に、前方左象限における LFL および LFR の要素に対する数学的分析を再計算する、(1991年の米国特許を凌駕する)再設計の目的は、 $cs = 0$ 軸に沿って1に等しい要素の2乗の和を行うことである。当該発明の利点は、指向の結果として総合出力の不要な変動を減じることである。 20

【0044】

第六に、デコーダのバージョン1.11における速度より遅い速度で増加する再設計された中央チャンネルのブースト機能を含むこと、本発明の当該特質において、利点は、音声と共に存在する楽器の左右の間隔を最大化しながら、中央ブースト関数が左右の主スピーカと中央スピーカ間の音声即ち対話の動きの最小方向を生じるように聴取テストに基いて慎重に選択したことである。

【0045】

第七に、カットで $lr = 0$ 軸に沿った LFR における前のブーストを置換する特殊な関数 CF を加えることで、デコーダの出力からの出力和に、エンコーダへの信号の総合出力に対するエンコーダに対する信号の中央成分の出力の比を保持するように意図される。本発明の当該特質の利点は、この手順が音楽における音声を生じることであり、フィルムにおける対話がエンコーディング前に素材中に持った復号環境における同じ均衡を有することである。この手順はまた、2つのチャンネルの再生のため最初に混合された記録における均衡を保存する、新たな関数 CF はゼロに近い状態を保持する。すなわち、左前方出力を生じるときデコーダの左入力からデコーダに対する右入力の差し引きがなく、この低い値は cs が前方に向けて約30度に達するまで保持される。制御信号 cs が当該範囲にわたって増加するとき、中央チャンネル・レベルが最初はドルビー・プロ・ロジックに対する値より約3dB低い値まで急激に増加し、次いで一定の状態を保持する、 cs が30度を越えて増加するとき、中央レベルはドルビー・プロ・ロジックに対して用いられた同じ最大値まで急激に増加する。 CF 関数はまた当該範囲にわたって急激に低減し、減算を増長し、左右の前方出力から中央成分を除去する。制御信号 lr の絶対値が境界に接近するとき、 CF 値も前の値まで急激に低下する。 40

【0046】

第八に、レベルを境界に沿って補正する新たな中央マトリックス要素に対するパン動作の補正を組み込む。本発明のこのような特質は、これらの方向における指向中にレベルの変動を低減する利点を伝えるものである。

【0047】

本発明の主な利点は、指向が前方に対するときの特に後方信号に、また指向が他の方向におけるときの中央信号に強い指向が存在する場合の種々の方向信号の変動における低減である。このことは、特にＴＶマトリックスの復号に対する補正において見受けられる。

【００４８】

本発明の更なる利点は、指向動作による中央前方信号の総合音響出力の不要な変動もなく、サラウンド音響効果の更に平滑でありかつ更に透明な再生を提供することである。

【００４９】

本発明の別の利点は、均衡が復号された環境においてエンコーディング前の素材の環境と同じであるように、音楽における音声レベルおよび非方向性音響に関するフィルムにおける対話を更に正確に均衡させることである。

10

【００５０】

本発明の別の利点は、２つのチャンネルの再生に対して初めに混合された記録における均衡を保持することである。

発明の詳細な記述

本発明の望ましい実施の形態は、他のチャンネル数を持つデコーダに適用される一般的な設計原則についても述べるが、最大の側方分離を備える５チャンネル・デコーダと７チャンネル・デコーダとを含むものである。

【００５１】

パッシブ・マトリックスの設計において、エンコーディングは、標準的なドルビー・サラウンド・マトリックスによるものとし、デコーダはデコーダからの左出力信号が左入力× 1を含み、中央が左入力× 0.7（厳密には、0.5、即ち、0.7071）プラス右入力× 0.7であり、右出力信号は右入力信号× 1であり、後方出力は左入力× 0.7および右入力× - 0.7の和であるように、４つの出力を有する。

20

【００５２】

図１において、これら信号の関係が保持される従来技術によるパッシブ・ドルビー・サラウンド・マトリックス・デコーダの簡単な概略図が示される。Ａ（左）およびＢ（右）の音響信号は、入力端子２、４へそれぞれ印加され、利得１のバッファ増幅器６、８によりそれぞれバッファされる。これらの信号もまた、信号コンバイナ１０、１２によって上記比率で組合わされる。バッファ６、８の出力はそれぞれ左（Ｌ）および右（Ｒ）の出力端子１４、１６に現れ、信号コンバイナ１０、１２の出力は中央（Ｃ）出力端子１８およびサラウンド（Ｓ）端子２０に現れる。

30

【００５３】

先に述べたように、このマトリックスは、全ての方向に一定の利得を持ち、入力相関が解除されるとき全ての出力は振幅において等しい。

【００５４】

パッシブ・マトリックス設計を４チャンネル以上に拡張することが可能である、左後方スピーカを欲するならば、適切なマトリックス要素を用いて適切な信号を作ることができるが、独特な分解能を形成するには更に他の条件が要求され、信号の相関が解除された成分のラウドネスが全ての出力において等しくなければならず、分離は反対方向において高くなければならない。

40

【００５５】

マトリックス要素は、出力の方向角の正弦および余弦によって与えられる、例えば、全左出力に対して $a = 0$ であり前方中央における出力に対しては 90° であるように角度 a が規定されるならば、前方中央マトリックス要素は、

$$\text{左マトリックス要素} = \cos(a/2) \quad (1)$$

$$\text{右マトリックス要素} = \sin(a/2) \quad (2)$$

このため、 $a = 90^\circ$ の場合、標準的ドルビー・サラウンド・マトリックスにより規定されるように、両マトリックス要素は0.71である。

【００５６】

式（１）および（２）により規定される如きマトリックス要素は $a = 0$ （全左方）から a

50

= 180° (全右方) に対して有効であり、この場合左方に対するマトリックス要素の符号が変化する。左後方象限に対しては、 a が 0° から -90° になり、その結果右成分の符号は負となる。しかし、右後方象限に対しては、左マトリックス要素の符号は負である。中央後方では、 $a = 270^\circ$ または -90° となり、2つの成分は大きさが等しく符号が反対であり、従来はこの場合右信号の係数は負である。このことは、式(1)および(2)における a の範囲を $[-90^\circ, 270^\circ]$ と記述することにより規定することができ、この場合大かっこは隣接する限度値を含むことを示唆し、かっこがこの限度が前記範囲に含まれないことを示唆する。

【0057】

2つの出力間の分離は、デシベル(dB)で表わされた1つの出力における信号と他の出力における信号のレベル間の差と定義される。このため、全左方信号があるならば、右入力成分はゼロであり、左出力と中央出力における成分はそれぞれ $1 \times$ 左入力信号および $0.71 \times$ 左入力信号である。この分離は、0.71 即ち -3 dB のレベル比である(マイナス符号は通常は外される)。

10

【0058】

90°の角度差を持つ任意の2つの方向間の分離は、当該マトリックスではつねに3 dB である。90°より小さい角度により分離される方向では、分離は3 dB より小さくなる。例えば、全後方($a = -90^\circ$)および左後方($a = -45^\circ$)における出力は下式により与えられる分離を有することになる。

【0059】

20

$$\text{Separation} = \cos(45^\circ) * L / (\cos(22.5^\circ) * L) = 0.71$$

$$= 2.3 \text{ dB}$$

(3)

このような状況は、アクティブ・マトリックスにより改善することができる。アクティブ・マトリックスの目的は、デコーダ入力における方向的に符号化された信号が存在するとき隣接する出力間の分離を増加することである。また、入力がかつばら相関性のない「音楽」からなるときこのデコーダがどのように挙動するか、および方向信号と音楽との混成があるときデコーダがどのように挙動するかという設問も生じ得る。この関係において、先にステレオ音響入力信号から得るものとされた方向的な両制御信号が実効的にゼロであるというような複雑な相関性のない任意の信号を示すのに用語「音楽」を用いるものとする。

30

【0060】

下記の設計基準は、今日の技術のデコーダにより種々の成功度で満たされることを知れば、任意のアクティブ・マトリックスに適用され得る。

A. 相関しない信号がないとき、方向性信号の再生に関与したチャネルと関連しないチャネルからの最小出力がなければならない。例えば、右と中央との中間の場所において再生されることが意図される信号が左チャネルと後方チャネルには出力を生じないはずである。同様に、中央に対して意図される信号は、左出力あるいは右出力のいずれにおいても出力があってはならない。(これは、サラウンド音響の再生に拡張される如き対をなすミキシングの原則である。)

40

B. 方向性信号に対するデコーダからの出力は、符号化される方向の如何に拘わらず等しいラウドネスを持たねばならない。即ち、一定レベルの方向成分が全ての方向に移動されるならば、種々の出力の平方和は一定でなければならない。今日の技術の大半のデコーダは、このような基準を完全に達成するものではない。全てにおけるラウドネス・エラーがあっても、これらのエラーは実際には重要ではない。これは、一定ラウドネスの基準である。

C. 入力信号の音楽(即ち、相関性のない)成分のラウドネスは、入力の方向成分がどのように移動されるかに拘わらず、かつ方向性成分および音楽の相対レベルの如何に拘わらず、全ての出力チャネルにおいて一定でなければならない。このような要件は、マトリックス要素が方向と共に変化するとき、各出力に対するマトリックス要素の平方和が一定で

50

なければならないことを意味する。今日の技術におけるデコーダは、しばしば耳障りな状態において当該基準に従わない。これは、一定出力の基準と呼ばれる。

D．相関性のない音楽成分のみの再生と方向性信号のみの再生との間の遷移は、それらの相対レベルが変化するとき、平滑に生じねばならず、かつ音の明瞭な方向における偏移を含まないものでなければならない。このような基準はまた、今日の技術のデコーダによって様々に著しく破られる。

【0061】

ドルビー・プロ・ロジックに対する仕様に従わねばならないフィルム・デコーダにおいては、一般に使用されるサラウンド音響再生システムの前述の基準Dは適用せず、その代わりに下記の基準Eが満たされねばならない。

10

E．部屋の前方における任意の方向、左から中央を経て右へ変わるよう意図される信号は、入力信号の相関性のない成分がほとんどあるいは全くない（即ち、音楽が存在しない）とき、パッシブ・ドルビー・サラウンド・マトリックスにおける信号が持つようなレベルに対して3dBだけレベルにおいてブーストされねばならない。音楽が優勢な入力信号である（相関成分が存在しない）とき、レベルはブーストされない。このため、デコーダが音楽のみの信号から純粋に方向的に符号化された信号への遷移を生じるとき、前方の半球空間における方向性信号のレベルが増加されねばならない。

【0062】

ドルビー・プロ・ロジック仕様に一致するデコーダの最適な設計は、強い方向的に符号化された信号がある出力を除いて全てのチャンネルにおける相関性のない音楽成分を持たねばならず、これらのチャンネルにおける音楽は音楽に対する方向性信号の振幅に比例して最大3dBのレベルで増加し得る。音楽レベルは、方向的に符号化された信号がないどんな出力においても決して減少しない。これは、最小利得便乗基準（minimum gain-riding criterion）と呼ばれる。

20

【0063】

全ての今日のアクティブ・マトリックス・デコーダにおいて、示唆される動作原則は、方向的に符号化された信号がないとき、所望の出力チャンネル数に対して構成されるように、マトリックスが先に述べたパッシブ・マトリックスへ立ち戻るべきであることである。このような前提は、最初の印象では妥当であるように見えるが、音響心理学的認識の観点からは必要なものでも望ましいものでもない。本発明によるデコーダは、上記の前提を次の要件で置換する。

30

F．アクティブ・デコーダ・マトリックスは、相関性のない音楽信号の再生中も、また方向的に符号化された信号があるときの音楽信号に対しても、つねに最大の側方分離を生じなければならない。例えば、音楽信号が左側ではバイオリンのみ、右側ではセロのみであるならば、同時に存在する方向性信号の振幅あるいは方向の如何に拘わらず、これらの場所が維持されるべきである。このような要件は、強い方向的に符号化された信号が再生してはならない出力から除去されているときにのみ、緩和され得る。このような条件下では、指向される方向と反対方向から影響を受けるチャンネルに対して更なるエネルギーを付加するようにマトリックス要素が変更されなければ、音楽はレベルにおいて低下することになる。これは分離を低下することになるが、このような分離の低減は、強い方向的に符号化された信号がある場合には聴き取ることが難しい。

40

【0064】

（特に、方向的に符号化される信号がないときの）高い分離の必要は音響心理学から生じる。従来技術は、全ての方向が等しく重要であると見なして、マトリックスを本質的に対称的に認識してきた。しかし、これは、実際の場合ではない。人間は2つの耳を持ち、フィルムを見たりあるいは音楽に聴き入るときは、人間は一般に前方を向く。このように、前方および側方の音は異なって認識される。

【0065】

4dBまでの分離を有する音場とそれ以上の分離を有する音場との間には劇的な差が存在する。（この事実は、パッシブ・デコーダにおいて、前方から後方の分離を犠牲にしながら

50

ら 8 d B を越える側方分離を有する C B S S Q マトリックスにおいて認識された。) 発明者の見解においては、離散的な 5 チャンネルのフィルム再生と従来のマトリックス再生との間の相違は、サラウンド・チャンネル間の低い側方分離によるものである。

【 0 0 6 6 】

G r i e s i n g e r の米国特許第 5 , 1 3 6 , 6 5 0 号は、当該要件 (F) の値を認識しており、2 つ多いチャンネルが聴取者の側に置かれるように設計される 6 チャンネルのデコーダについて記載している。これらの出力は、出力の方向性成分が前方の半球へ指向される限り、左後方と右後方の出力チャンネルに対する所望の特性を有する。即ち、これらの出力は、その方向の如何に拘わらず指向される成分のレベルを低減し、方向的に符号化された信号がないときに全左右分離を呈する。前掲の米国特許に記載された出力は、指向された信号が存在するとき方向的に符号化されない音楽に対する一定レベルを持たず、このような欠点が発明において是正される。

10

【 0 0 6 7 】

前掲の米国特許におけるエンコーダの設計は、多数の市販デコーダを作るため修正を施して用いられた。これらのデコーダに対する後半球におけるマトリックスの設計は発見的に開発されたが、一般に先に述べた要件をやや良好に満たすものである。しかし、音楽では最適である以上の「ポンピング」が生じ、左右の出力間の指向される信号の漏れは要求レベル以上である。この文脈において、「ポンピング」とは、方向的に符号化される信号の方向に応答する方向性制御信号の変動による音楽信号の可聴変化である。

20

【 0 0 6 8 】

両方の理由から、デコーダの設計を改善することが必要であり、本発明はこのような設計努力の結果から生まれた。先の要件 A ないし F がマトリックスを一義的に規定することになり、これについては以下に数学的に記述する。

【 0 0 6 9 】

数学的な簡潔化のために、デコーダの設計において仮定されるエンコーダは単純な左右のパン・ポットである。左から中心へ更に右へ指向するときは、先の式 (1) および (2) により記述されたように、標準的な正弦 / 余弦カーブが用いられる。これらは、次の形態で記述し直すことができる。

【 0 0 7 0 】

$$L = \cos t \quad (4)$$

30

$$R = \sin t \quad (5)$$

但し、

$$= a / 2 \quad (6)$$

前述の前方指向モードにおいては、角度 t は 0 ないし 90° の間で変化する。部屋の後半球における左から後方 (サラウンド) および右への指向においては、右チャンネルのパン・ポット出力の極性は逆になる。このことは、下記の対の式によって記述することができる。

【 0 0 7 1 】

$$L = \cos t \quad (7)$$

$$R = - \sin t \quad (8)$$

40

$t = 45^\circ$ であるとき全後方指向が生じ、 $t = 22.5^\circ$ であるとき左と右との間の中間の位置である左サラウンドへの指向が生じる。

【 0 0 7 2 】

先に述べたパッシブ・マトリックスのマトリックス要素に対するこのようなエンコーディングが類似することに注目されたい、しかし、この場合には、指向角度は 2 で除され、後方の指向に対する符号の変化が明らかに含まれる。

【 0 0 7 3 】

デコーダの設計において、どの出力が提供されるか、また指向角度を指向する入力エンコーディングが変化するとき入力の指向される成分の振幅が各出力においてどのように変化するかを最初に決定しなければならない。下記の数学的記述において、このような関数は

50

不定であり得る。しかし、2つの出力間で信号がパンするときラウドネスが保持されるように一定のラウドネス基準である要求Bを満たすために、これらの振幅関数に対して幾つかの明瞭な選択が存在する。

【0074】

前方の左、右および中央の出力が存在するものと仮定して、これら出力の各々に対する振幅関数が角度 t の2倍の正弦または余弦となるものと仮定される。例えば、 t が左方即ち $t = 0^\circ$ から中央即ち $t = 45^\circ$ へ変化するとき、出力振幅は下記でなければならない。

【0075】

$$\text{Left output} = \cos 2t \quad (9)$$

$$\text{Center output} = \sin 2t \quad (10)$$

$$\text{Right output} = 0 \quad (11)$$

t が中央から右、 $t = 45^\circ$ ないし 90° になるとき、

$$\text{Left output} = 0 \quad (12)$$

$$\text{Center output} = \sin(2t - 90^\circ) = -\cos 2t \quad (13)$$

$$\text{Right output} = \cos(2t - 90^\circ) = \sin 2t \quad (14)$$

これら関数は、左と中央間および右と中央間の最適なソース配置を生じる結果となる。これら関数はまた、マトリックス問題に対する非常に簡単な解決法をもたらす結果ともなる。上記のいずれかの場合に、部屋の後方における再生を意図される任意の出力信号は等しくゼロでなければならない。

【0076】

改善されたデコーダの5チャンネル・バージョンの設計において、左と左サラウンド間の後方半球 $t = 0$ ないし $t = 22.5^\circ$ へ指向される信号は、下記の値を持たねばならない。

【0077】

$$\text{Left rear output} = \sin 4t \quad (15)$$

$$\text{Right rear output} = 0 \quad (16)$$

そして、左サラウンドと全後方間に指向されるとき、全後方出力は同じ状態に止まらなければならない。これを達成するため用いられるマトリックス係数は、一定ではなく、全後方において右入力のためのマトリックス要素の左後方出力への指向がゼロになるように変化する。

【0078】

7チャンネルの実施の形態においては、 t が 0 から 22.5° になるとき、左側方と左後方の両方における出力が $\sin 4t$ に比例して等しくかつ平滑に増加するものでなければならない。 t が 22.5° から 45° になるとき、左側方における出力は6dB低下し、左後方における出力は2dBになり、各出力の平方和である総合ラウドネスを一定に保持する。

【0079】

先に述べたように、改善されたデコーダにおいては、指向される信号が完全に後方になるときでさえ、左後方出力への右入力に対する(かつ、右後方出力への左入力に対する)マトリックス要素がゼロで完全な分離を生じる結果となるので、左後方および右後方の出力が相関性のない音楽に対して最大の分離を生じる。指向角度 t が 0° から 22.5° になるとき右後方が指向された信号に対してゼロ出力となるが、このような信号打ち消しを得るため用いられるマトリックス要素は、音楽出力が一定であり左後方における音楽信号と最小の相関関係を有するように調整される。

10

20

30

40

50

【 0 0 8 0 】

サラウンド音場における相関関係を更に減じるため、7チャンネルの実施の形態は、側方チャンネルにおいて約15msの時間的遅延を含み、両バージョンでは後方チャンネルは約25msだけ遅延される。

【 0 0 8 1 】

ラウドネス関数が指向された条件下で種々の出力に対していったん選定されると、これら関数は左から右に対する対称性を有し、指向角度におけるマトリックス要素の関数の依存度を計算することができる。

【 0 0 8 2 】

標準的ドルビー・サラウンド装置は全てのサラウンド・ラウドスピーカが位相的に結合され、ドルビー・スクリーン投影劇場が同様に装備される、しかし、図1に関して先に述べた標準的なパッシブ・マトリックスは、左後方と右後方の出力における問題を有する。左からサラウンドへのパンはLとL-R間の遷移を生じる結果となり、右からサラウンドへのパンはRからR-Lになる。このため、2つの後方出力が完全に後方に指向されるとき、これら出力は位相がずれる。とりわけ米国特許第5,307,415号に記載されたFosgateの6軸デコーダは、このような位相異常を呈する。このようなデコーダを聴取すると、面のフライバイ(plane fly-by)のような後方に指向された音が後方では薄くかつフェイジー(phasey)になったとき、このような位相の反転は不快に感じられる。本発明のデコーダは、全後方指向状態における右後方出力の符号を変動させる移相器を含んでいる。移相は、サラウンドにおける中央の対数比の関数とされ、前方の指向が存在するとき是不動作状態にある。このような目的のための典型的な移相器については、図5aおよび図5bに関して以下に述べる。

【 0 0 8 3 】

現実のデコーダは、先に述べたパン・ポットのような簡単なものではない。しかし、入力の指向角度を検出する方法の慎重な選定によって、標準的な4チャンネルのエンコーダにおける問題を大幅に回避することができる。

【 0 0 8 4 】

このように、4チャンネル・エンコーダにより作られる標準的フィルムでさえ、後半球における実質的な方向的な操作量で復号を行うことになる。

【 0 0 8 5 】

先行するGriesingerの米国特許第5,136,650号の図1に示される如き従来技術による標準的なエンコーダ21を示す図2において、図示のように対応する端子22、24、26および28と、信号コンバイナと移相要素とへ印加されるL、R、CおよびS(それぞれ、左、右、中央およびサラウンド)の4つの入力信号が存在する。端子22からの左(L)信号28と、端子24からの中央(C)信号25とは、それぞれ比1および0.707で信号コンバイナ30へ印加され、端子26からの右(R)信号27と中央(C)信号25とは、信号コンバイナ32に対して同じ比率で同様に印加される。信号コンバイナ30の出力31は移相器34へ印加され、信号コンバイナ32の出力33は第2の同じ移相器38へ印加される。端子28からのサラウンド(S)信号29は、移相器34、38に対して90°の位相遅れを持つ第3の移相器36へ印加される。移相器34の出力35は、移相器36の出力37の0.707倍と共に信号コンバイナ40へ印加される。同様に、移相器38の出力39は、信号コンバイナ42における移相器36の出力37の-0.707倍で組合わされる。エンコーダの出力AおよびBは、それぞれ信号コンバイナ40、42の出力信号41、43である。

【 0 0 8 6 】

数学的には、これらエンコーダ出力は、下式によって記述することができる。

$$\text{Left output (A)} = L + 0.707C - 0.707jS \quad (17)$$

$$\text{Right output (B)} = R + 0.707C + 0.707jS \quad (18)$$

標準的な４チャンネル・エンコーダは５チャンネルの離散的なフィルムでは働かないが、本発明による改善されたデコーダで非常に良好に働く５チャンネル・エンコーダを設計することが可能である。このようなエンコーダが図３に関して記述される。

【００８７】

新規なエンコーダ４８の更に他の要素が、先に述べた図２の標準的なエンコーダ２１の前段に印加される。

【００８８】

左、中央および右の信号５１、５３および５５は、図３の端子５０、５２および５４へそれぞれ印加される。左、中央および右のチャンネルの各々において、それぞれ移相関数（ f ）（として示される）を持つ全通過型移相器５６、５８および６０が信号経路に挿入される。左サラウンド信号６３は、入力端子６２へ印加され、次いで移相関数（ -90° ）を持つ全通過型移相器６６を介して印加される。入力端子６４からの右サラウンド信号６５は、（ -90° ）移相器６８へ印加される。

10

【００８９】

信号コンバイナ７０は、移相器５６からの左移相された出力信号５７を移相器６６からの左のサラウンド移相された出力信号６７の０．８３倍と組合わせてＬで示された出力信号７１を生じ、この出力信号は端子７６を介して標準エンコーダ２１の左の入力端子２２へ印加される。

【００９０】

同様に、信号コンバイナ７２は、移相器６０からの右移相された出力信号６１を移相器６８からの右サラウンド移相された出力信号６９の -0.83 倍と組合わせてＲで示される出力信号７３を生じ、この出力信号は端子８２を介して標準エンコーダ２１の右入力端子２６へ印加される。

20

【００９１】

同様に、信号コンバイナ７４は、移相器６６からの左のサラウンド移相器出力信号６７の -0.53 倍を移相器６８からの右サラウンド移相された出力信号６９の 0.53 倍と組合わせてＳで示される出力信号７５を生じ、この出力信号は標準エンコーダ２１のサラウンド入力端子２８へ端子８０を介して印加される。

【００９２】

中央移相器５８のＣで示された出力信号５９は、端子７８を介して標準的エンコーダ２１の中央入力端子２４へ印加される。

30

【００９３】

図３のエンコーダは、離散的入力ＬＳ、Ｌ、Ｃ、ＲおよびＲＳのいずれかにおける信号が本発明のデコーダにより正しく再生される符号化信号を生じる特性を有する。標準的エンコーダの出力ＡおよびＢが直角位相にあるので、２つのサラウンド入力ＬＳ、ＲＳにおける同相の信号が完全に後方へ指向される入力を生じ、前記２つの入力における位相のずれた信号が指向されない信号を生じることになる。

【００９４】

図２の標準的エンコーダに関して用いられる図３のエンコーダの数学的記述は、下記の形態で与えられる。

40

【００９５】

$$A = (L - j 0.83 LS) + 0.71 C + 0.38 (RS - LS) \quad (19)$$

$$B = (R + j 0.83 RS) + 0.71 C - 0.38 (RS - LS) \quad (20)$$

アクティブ・マトリックスを使用する全ての現サラウンド・デコーダは、入力信号から供給される情報に基いてマトリックス係数を制御する。本発明のデコーダを含む全ての現デコーダは、整流され平滑化された左右の入力信号ＡおよびＢの対数、およびその和（ $A + B$ ）および差（ $A - B$ ）を見出すことによって前記情報を取得する。これら４つの対数は、左右の信号の比 $1/r$ の対数と、中央からサラウンドにおける c/s として識別される

50

和信号と差信号の比率の対数とを得るため差し引かれる。本文においては、 l/r および c/s は、左のチャンネルが右チャンネルより音量が大きければ l/r は正であり、信号が前方へ指向されるならば、即ち和信号が差信号より大きければ、 c/s が正であるように、デシベル単位で表わされるものと見なされる。上記の 5 チャンネルのパッシブ・エンコーダにおける減衰値は、角度 t が 22.5° (後方) に設定されたときデコーダを設計するため簡素化エンコーダが用いられるものと理解して、 LS 入力のみが駆動されるとき同じ l/r 値を生じるように選定される。この場合、 l/r は 2.41 、即ち約 8 dB である。

【0096】

$A = \cos t$ および $B = \pm \sin t$ であるような 2 つの入力チャンネル間に簡素化エンコーダにより分散されたモノラル信号の場合は、 l/r および c/s は独立的でない。指向角度 t を見出すためには、右レベルにより除した左レベルの逆正接を見出すだけでよく、あるいは全左レベルを $t = 0$ として定義するならば、

10

l/r が先に述べたように dB 単位であるならば、
 $t = 90^\circ - \arctan(10^{((l/r)/20)})$

(21)

度である。

【0097】

しかし、前記 2 つのレベルが振幅のみで比較されるので、指向が前方あるいは後方のいずれであるかを判定するためには、前方の指向では正でありかつ後方の指向では負である c/s の符号を知る必要がある。

20

【0098】

現実には、デコーダに対する入力信号は、パン・ポットからではなく直角位相の移相器を用いる図 2 に示される如きエンコーダから得られる。更に、指向された信号と共に存在する相関性のない「音楽」がほとんどつねに存在する。

【0099】

以上の記述において、マトリックス要素を規定する問題は、符号化されるスペースの象限、即ち、左前方、左後方、右前方あるいは右後方のどの象限が使用されるかに従って、4 つの部分に分けられる。

【0100】

左前方、中央、右前方、左側方、右側方、左後方および右後方の出力を持つ 7 チャンネルのデコーダを仮定する。2 つのマトリックス要素は、各出力に対して規定されねばならず、これら要素は指向に対する象限に従って異なることになる。マトリックスが左右の対称性を有するので前後の軸周囲の反射によって右前方および右後方の象限係数を見出すことができ、従って、ここでは左前方および左後方の指向効果についてのみ記述する。

30

【0101】

前方象限に対しては、ドルビー・サラウンドに対する先の要件 E ではなく要件 D が用いられ、補正を後で加えるものとする。

【0102】

前方の指向は *Griesinger* (米国特許第 5,136,650 号) に類似するが、本発明における指向を記述する関数は異なっており一義的である。これら関数を見出すために、各出力を個々に考察しなければならない。

40

【0103】

中央に指向される信号が左前方チャンネルに現れることを欲しないので、角度 t が 0° から 45° へ変化するとき左出力はゼロに低減しなければならない、 $t = 0$ が全左方であるならば、角度は下記のように定義する。

【0104】

$t_s = \arctan(10^{((c/s)/20)}) - 45^\circ$
 (22)

左出力は、マトリックス要素 $LL \times$ 左入力プラス、マトリックス要素 $LR \times$ 右入力である。簡素化エンコーダからの完全指向信号が当該範囲にわたり左入力 $A = \cos t_s$ およ

50

び右入力部材 = $\sin ts$ を生じる結果となる。 t が増加するとき、関数 $FL(ts)$ に従って左出力におけるレベルが平滑に低減することが望ましいが、これは当事例ではデコードが $\cos(2ts)$ に等しいものと仮定される。このように、左出力は下式により表わされる。

【0105】

$$\begin{aligned} \text{Left output (左出力)} &= LL \cos ts + LR \sin ts \\ &= FL(ts) = \cos(2ts) \end{aligned} \quad (23)$$

相関性のない音楽に対する出力が一定であるならば、マトリックス係数の平方和は1でなければならない。即ち、

$$LL^2 + LR^2 = 1 \quad (24)$$

基本的には全ての出力に対して同じ形態であるこれらの式は、2つの解を持つ LFR に対する2次方程式を結果として生じる。いずれの場合も、これらの解の1つが他の解より明らかに望ましい。左出力に対しては、

$$LR = \sin ts \cos(2ts) + / - \cos ts \sin(2ts) \quad (25)$$

$$LL = \cos ts \cos(2ts) - / + \sin ts \sin(2ts) \quad (26)$$

式(25)におけるマイナスおよび式(26)におけるプラスである望ましい符号を選定し、かつ恒等式を用いて、これらが更に下記に対して簡素化する。

【0106】

$$LL = \cos ts \quad (27)$$

$$LR = -\sin ts \quad (28)$$

右出力は角度 ts の同じ範囲にわたりゼロでなければならない。即ち、

$$\text{Right output (右出力)} = RL \cos ts + RR \sin ts = 0 \quad (29)$$

再び、相関性のない音楽は一定でなければならない、従って

$$RL^2 + RR^2 = 1 \quad (30)$$

また、これらは同様な理由により次の結果を導く。

【0107】

$$RL = -\sin ts \quad (31)$$

$$RR = \cos ts \quad (32)$$

指向が左あるいは右に移るとき中央出力は平滑に低減しなければならない、この低減は c/s の大きさではなく l/r の大きさによって制御されねばならない。左方向または右方向における強い指向がこのような低減を生じるはずである。この結果、中央左マトリックス要素 CL および中央右マトリックス要素 CR に対する全く異なる値を生じる結果となり、これは指向が右から左へ切換わるときにスワップする。 l/r に基く指向角度は、本文では $t1$ と呼ばれる。指向が完全に中央にあるときかあるいは指向信号がないときに全左方向における 0 から 45° へ進むものと仮定される。

【0108】

$$t1 = 90^\circ - \arctan(10^{((l/r)/20)}) \quad (33)$$

但し、 l/r は dB 単位で表わされる。

【0109】

中央出力は、 $t1$ が 0 (全左) から 45° (中央) へ変化するとき平滑に増加しなければならない。このような増加に対する関数は $FC(t1)$ と呼ばれ、これは当該実施の形態における $\sin(2t1)$ に等しい。上記の方法により、

$$\begin{aligned} \text{Center output (中央出力)} &= CL \cos t1 + CR \sin t1 = FC(t1) \\ &= \sin(2t1) \end{aligned} \quad (34)$$

再び、音楽の一定のラウドネスに対して

10

20

30

40

50

$$CL^2 + CR^2 = 1$$

(3 5)

これは次の解を生じる。

【 0 1 1 0 】

$$CR = \sin t_l \sin (2 t_l) - / + \cos t_l \cos (2 t_l) \quad (36)$$

$$CL = \cos t_l \sin (2 t_l) + / - \sin t_l \cos (2 t_l) \quad (37)$$

望ましい信号は、式 (3 6) ではプラス、式 (3 7) ではマイナスである。前方の指向における後方出力に対するマトリックス要素は、前方出力に対するものとして得るほど簡単なものではない。これら要素を得るために、Griesinger (米国特許第 5 , 1 3 6 , 6 5 0 号) において示される引き数および公式を用いる。 10

【 0 1 1 1 】

問題は、指向がないとき左後方の L R L マトリックス要素が 1 となることを必要とし、更に左あるいは中央の指向中の当該チャネルからの方向性出力は必要でないことである。先に用いた方法に従うならば、信号が左または中央へ指向されるときは出力を生じないが指向がないときは出力が 2 つの入力信号の和となるマトリックス要素が得られる。これは従来の解決法であり、これにおいては指向が停止するときには分離が劣る、完全分離を必要とし、これは、指向が生じなければ L R L が 1 でなければならずかつ L R R がゼロでなければならぬことを意味する。

【 0 1 1 2 】

この問題を解消するためには、 l/r の値および c/s の値の両方に基いてマトリックスが作られねばならない。解決法は、左側および右側の出力が「補助出力」である Griesinger (米国特許第 5 , 1 3 6 , 6 5 0 号) において示されている。ここで得られる解決法は、左側出力における全ての角度における方向成分を打ち消す問題を解決するが、指向が全中央になるとき出力の音楽成分は 3 d B だけ低減する。 20

【 0 1 1 3 】

係数を因数 $(\cos t_s + \sin t_s)$ で乗じることによって、このような欠点を避けるように係数を補正することができる。ここで、 t_s は c/s が 1 であるときにゼロである角度であり、 c/s が大きく正であるときは 45° まで増加する。下式において、角度 t_s および t_l は c/s および l/r からそれぞれ得られる。 30

【 0 1 1 4 】

$$t_s = \arctan (c/s) - 45^\circ \quad (38)$$

$$t_l = \arctan (l/r) - 45^\circ \quad (39)$$

この場合の t_l は中央出力に対して前に規定された角度とは異なることに注目されたい。

【 0 1 1 5 】

前掲の米国特許の用語では、幾つかの可変利得増幅器 (V G A) に対する入力に生じる制御信号は、左、中央、右およびサラウンドに対してそれぞれ G L 、 G C 、 G R および G S と呼ばれ、2 つの補助信号 G S L および G S R が左右のサラウンド V G A に対する信号から得られる。本文に記述される係数は、 c/s から得られる t_s および l/r から得られる t_l の 2 つの角度の関数として左右の係数を生じるように G 値の一次的組合わせを使用する。 40

【 0 1 1 6 】

定義により、

$$GL = (\cos t_l - \sin t_l) / \cos t_l = 1 - \tan t_l \quad (40)$$

$$GC = 2 (\sin t_s / (\cos t_s + \sin t_s)) \quad (41)$$

(前述の米国特許の書類では省かれた 2 の因数がある)

$$GS = 0$$

(4 2)

(前方の象限であるので)

【 0 1 1 7 】

【 数 1 】

$$\begin{aligned} GSL &= (\cos ts + \sin ts) \times \left[1 - \frac{(1 - \sin tl)}{\cos tl} \times \frac{(\cos tl - \sin tl)}{\cos tl} - 0.5 \times \frac{2 \sin ts}{(\cos ts + \sin ts)} \right] \\ &= GL ((1 - \sin tl) / \cos tl) \\ &= GL (\sec tl - \tan tl) \\ &= (1 - \tan tl) (\sec tl - \tan tl) \end{aligned} \quad \dots(43)$$

10

【 0 1 1 8 】

かつ左右の補助信号は、下式により与えられる。

【 0 1 1 9 】

【 数 2 】

$$\begin{aligned} LS &= A (1 - GSL) - 0.5 (A + B) GC - 0.5 (A - B) GS - B \times GL \quad \dots(44) \\ RS &= \\ B (1 - GSR) - &= (\cos ts + \sin ts) \times \left[-\frac{(\cos tl - \sin tl)}{\cos tl} - 0.5 \times \frac{2 \sin ts}{(\cos ts + \sin ts)} \right] \\ 0.5 (A + B) & \\ GC + 0.5 (A - B) GS - A \times GR & \quad \dots(45) \end{aligned}$$

20

【 0 1 2 0 】

このため、係数 L S L および L R L は、下式により与えられる。

$$LSL = LRL = (\cos ts + \sin ts) (1 - GSL - 0.5 GC) \quad (46)$$

これは、ある操作後に、下式となる。

30

【 0 1 2 1 】

$$LSL = LRL = (\cos ts + \sin ts) (\sec tl - 1) \times (\sec tl - \tan tl) - \sin ts \quad (47)$$

係数 L S R および L R R もまた等しく、下式により与えられる。

【 0 1 2 2 】

$$LSR = LRR = (\cos ts + \sin ts) (-0.5 GC - GL) \quad (48)$$

これは、ある操作後に下式となる。

【 0 1 2 3 】

$$LSR = LRR = (\cos ts + \sin ts) (\tan tl - 1) - \sin ts \quad (49) \quad 40$$

出力が左と中央との間で指向されるとき右側および後方の出力を前の方法で見出すことができるが、使用された指向角度は c/s から得られる ts でなければならず、従ってこれは指向がないとき右入力へ戻ることになる。中央へ指向される信号を除去するだけでよい。解くべき式は、

$$\text{Right rear output (右後方出力)} = RRL \cos ts - RRR \sin ts = 0 \quad (50)$$

および

$$RRL^2 + RRR^2 = 1 \quad (51)$$

これは次の解を生じる。

50

【 0 1 2 4 】

$$R R R = R S R = \cos t s$$

$$R R L = R S L = \sin t s \quad (52)$$

上式は、前方指向のためのマトリックス要素を完全に指定する。後方指向のために、 c/s が負であるとき、下記のことが真となる。

【 0 1 2 5 】

左右の主な要素は、 $\log(c/s)$ の絶対値から角度 $t s$ が決定されることを除いて、前方指向のためのものと同じであり、下式を得、

$$t s = \arctan(10^{(s/c)/20}) - 45^\circ$$

(53)

そして、交差マトリックス要素の符号が逆になり、下式を得る

$$L L = \cos t s \quad (54)$$

$$L R = \sin t s \quad (55) \text{ およ$$

び

$$R L = \sin t s \quad (56)$$

$$R R = \cos t s \quad (57)$$

中央のマトリックス要素は、 l/r から得る角度にのみ依存するので、後方指向においては同じであり、 c/s の符号には依存しない。

【 0 1 2 6 】

左側方および右側方の出力は、指向が少ないかゼロであるとき、完全分離を生じなければならない。しかし、強い左側方指向があるときは、左側方と後方の出力における信号が除去されねばならない。 20

$t l$ が 0 から 22.5° へ変化するとき、 $t l$ に対する前の定義を用いて、

$$t l = 90^\circ - \arctan(10^{((l/r)/20)})$$

(58)

強い指向においては、右側方および左側方の出力は、 $t l = 0^\circ$ であるときはゼロであるが、値 $\sin 4 t l$ に従って $t l$ と共に増加する。信号 $A = \cos t$ 、 $B = -\sin t$ により表わされる相関性のない音楽が存在する場合、係数 $L S L$ 、 $L R L$ 、 $L S R$ および $R S R$ は、側方および後方において等しい出力を持つためには下記を満たさねばならず、 30

$$L S L = L R L \quad (59)$$

$$L S R = L R R \quad (60)$$

かつ指向中の振幅は、 $F S(t l) = \sin 4 t l$ に従う。その結果

$$L S L \cos t l - L S R \sin t l = F S(t l)$$

(61)

音楽が一定レベルを持つためには

$$L S L^2 + L S R^2 = 1 \quad (62)$$

前のように解いて、

$$-L S R = \sin t l F S(t l) + / - \cos t l (1 - F S(t l)^2)$$

(63)

$$L S L = \cos t l F S(t l) - / + \sin t l (1 - F S(t l)^2)$$

(64)

前のように式を簡単にし望ましい符号を用いると

$$-L S R = \sin t l \sin 4 t l + \cos t l \cos 4 t l$$

(65)

$$L S L = \cos t l \sin 4 t l - \sin t l \cos 4 t l$$

(66)

上式は更に下式に約分される

$$-L S R = \cos 3 t l \quad (67)$$

$$L S L = \sin 3 t l \quad (68)$$

10

20

30

40

50

右側方および右後方の出力は、左後方象限に指向があるときは本質的に左側入力がないが、中央あるいは後方へ指向された信号は除去しなければならない。従って c/s に感応する項が含まれねばならない。右側方および右後方の出力は、異なる遅れを除いて等しく、そして下式を解かねばならない。

【0127】

$$\text{Right rear / side output (右側後方および右側方出力)} = \text{RSL} \cos ts + \text{RSR} \sin ts = 0 \quad (69)$$

$$\text{RSL}^2 + \text{RSR}^2 = 1 \quad (70)$$

この式は下記の解を得る。

【0128】

$$\text{RSL} = \sin ts \quad (71)$$

$$\text{RSR} = \cos ts \quad (72)$$

このように、デコーダの設計が初めに設定された全ての要件を満たす、信号が帰属しない場合にこれら信号が出力から除かれ、指向がないとき完全分離が維持され、指向の如何に拘わらず音楽が全ての出力に一定レベルを有する。不都合なことに、後方象限における後方出力に対するこれら要件の全てを満たすことはできない。前提の1つが破られねばならず、破っても最も問題のないものは、指向が完全後方になるときの一定の音楽レベルの前提である。標準的なフィルム・デコーダは、後方スピーカに対するレベルはブーストせず、このため、標準的なフィルム・デコーダは、音響効果が後方へ移るとき音楽レベルを増加しない。標準的なフィルム・デコーダは、後方チャンネルにおける分離は生じない。強い後方指向中に音楽レベルを3dBだけ増加させるだけで必要な後方分離を得ることができる。このことは、実施において満足以上のものである。これら条件下における音楽レベルのある程度の増加は耳に聴こえず、これは満足できるものでさえある。

【0129】

1/r レベル比から得る指向角度 t_1 に基いて後方に対するマトリックス要素を発見してきた。 $t_1 = 22.5^\circ$ から $t_1 = 45^\circ$ へ移動するとき、中央からのサラウンド比 (c/s) の対数が大きな負の値になる間、dB 単位で表わされるこの比はゼロへ低減する。

【0130】

$t_1 = 22.5^\circ$ における指向性信号が非指向性の音楽へフェード・ダウンされるときになにが起こるのか考察しよう。この場合、非指向性の音楽が優勢になるとき、1/r の対数が再びゼロに低減する。この場合を指向が後方へ強くなる上記の場合から弁別する必要がある。最良の解決法は、音楽レベルを一定に保持しながら1/r がゼロになるとき高い分離に対してマトリックス要素を緩やかにすることである。その結果は、下記を得ることが容易である。

【0131】

$$t_1 = 90^\circ - \arctan(1/r) \quad (73)$$

$$\text{LR L} = \cos(45^\circ - t_1) \quad (74)$$

$$\text{LR R} = -\sin(45^\circ - t_1) \quad (75)$$

この場合、 t_1 は 22.5° から 45° になる。これらのマトリックス要素は音楽レベルを一定に保持するが、指向された信号が後方になるときはこれらマトリックス要素は当該信号の出力を3dBだけ低減させる。 c/s への依存性を加えることにより、LR L 値を c/s 比の対数の増加に比例する量だけブーストすることによってこの状態を固定することができる。後方の出力レベルを一定に保持するのに必要なブースト値について解くと、その結果を表に示すことができる。

【0132】

【表1】

10

20

30

40

表 1

c / s によるRBOOSTの変化

c / s (dB)	RBOOST
-32	0.41
-23	0.29
-18	0.19
-15	0.12
-13	0.06
-11	0.03
-9	0.01
-8	0.00

10

【0133】

これらの結果に関して、5チャンネル・バージョンにおける左後方出力のマトリックス係数は、

$$LSL = \cos(45^\circ - t_l) + RBOOST(\log c/s) \quad (76)$$

$$LSR = \sin(45^\circ - t_l) \quad (77) \quad 20$$

および、同様に、右チャンネルについては

$$RSL = \sin(45^\circ - t_l) \quad (78)$$

$$RSR = \cos(45^\circ - t_l) + BOOST(\log c/s) \quad (79)$$

本発明の7チャンネルの実施の形態の場合、完全左方から左後方への指向の場合に左側方および右後方の係数が等しかったことを想起して、指向が完全後方になるとき左側方および右側方のチャンネルにおける出力の所要の低減を考慮に入れるためc/sへの更なる依存性を付け加える。側方出力の低減は、指向された信号における一定の出力を維持するため対応する後方出力におけるブーストが伴う。また、分離を僅かに低減する交差項を増加することも望ましいが、明らかにこれは聞こえない。 30

【0134】

下記のように、c/sの値から得る角度tsを用いて後方のブーストRSBOOST(ts)を定義する。

【0135】

$$ts = 90^\circ - \arctan(s/c)$$

但し、tsは22.5°から45°まで変動し、その結果RSBOOST関数がts = 22.5°におけるゼロからts = 45°における0.5まで向上する。

【0136】

次に、

$$RSBOOST = 0.5 \sin(2(ts - 22.5^\circ)) \quad (80)$$

かつ、側方出力においては、

$$LSL = \cos(45^\circ - t_l) + RSBOOST(\log c/s) - RSBOOST(ts) \quad (81)$$

$$LSR = -\sin(45^\circ - t_l) \quad (82)$$

$$RSL = \sin(45^\circ - t_l) \quad (83)$$

50

$$R S R = \cos (45^{\circ} - t l) + B O O S T (\log c / s) - R S B O O S T (t s) \quad (84)$$

かつ、後方出力においては、

$$L R L = \cos (45^{\circ} - t l) + R S B O O S T (\log c / s) + 0.5 R S B O O S T (t s) \quad (85)$$

$$L R R = - \sin (45^{\circ} - t l) \quad (86)$$

$$R R L = \sin (45^{\circ} - t l) \quad (87)$$

$$R R R = \cos (45^{\circ} - t l) + R S B O O S T (\log c / s) + 0.5 R S B O O S T (t s) \quad (88)$$

フィルム・デコーダ・モードにおいては、先の基準Dを、全ての前方向における3dBだけ前方チャンネルにおけるレベルのブーストが後続する基準Eで置換しなければならない。マトリックスは、前方への指向中に同様に得られるブースト項を前方要素に付加することによって当該方法を実施させるようにできる。例えば、ここではLFLと呼ばれる左方への指向中、LLマトリックス要素は l/r に依存するブースト関数により増加されねばならず、ここで次の2つの角度を定義する。

【0137】

$$t l r = 90^{\circ} - \arctan (l / r) \quad (89)$$

$$t r l = 90^{\circ} - \arctan (r / l) \quad (90)$$

従って(先の式(27)参照)

$$L F L = \cos t s + L F B O O S T (t l r) \quad (91)$$

更に、右方への指向においては、

$$R F R = \cos t s + L F B O O S T (t r l) \quad (92)$$

両方の中央マトリックス要素もまた、中央指向中にブーストされ、

$$C L = \sin t l + 0.7 L F B O O S T (t s) \quad (93)$$

$$C R = \cos t l + 0.7 L F B O O S T (t s) \quad (94)$$

これらの式は、フィルム・デコーダに対する更なる要件を完全に指定する。

【0138】

中央チャンネルのラウドスピーカがないとき、ドルビー仕様は、中央チャンネル出力に左前方および右前方の出力へ-3dB即ち0.707の利得を付加されるべきことを示唆する。これは、適正なレベルの中央チャンネルの対話を再生するが、左方と右方との間の分離を低減する。例えば、指向がないとき、中央出力は $0.71L + 0.71L$ となる。これを左方と右方へ付加すると、 $1.5L + 0.5R$ の左出力と $1.5R + 0.5L$ の右出力とを生じ、その結果分離は $0.5 / 1.5 = 9.5$ dBに低減される。

【0139】

このような効果を避けるため、中央の指向が存在するとき、 c/s から得る角度 $t s$ を用いて左と右のマトリックス要素を修正する方がよく、その結果

$$L F L = 1 + L F B O O S T (t s) \quad (95)$$

$$R F R = 1 + L F B O O S T (t s) \quad (96)$$

$$L F R = R F L = 0 \quad (97)$$

前に得たマトリックス係数とは異なり、これらマトリックス係数は対話を左チャンネルから右チャンネルへ除くことがなく、また指向が前半球内にある限り音楽に対して完全な左/右分離を維持しながら、当該係数を室内の適正なラウドネスに保持する。

【0140】

図4に示される望ましい5チャンネルの実施の形態においては、先に述べた7チャンネルの内

10

20

30

40

50

の5チャンネルが実現され、デコーダは左、中央、右、左後方および右後方の出力を生じ、左側方および右側方の出力は除外される。前記の数学的記述から、図示した左および右のサラウンド出力に対する回路と同様な回路によって、15msの遅延を実現するブロック96、118に類似する更なる10msの遅延を有する7チャンネルのデコーダの左後方および右後方の出力に対する回路が得られることが理解される。

【0141】

最後のセクションINBフィルム・デコーダ・モードと失われた中央チャンネル・モードである、7チャンネル・デコーダに対して述べた如きRBOOST、RSBOOSTおよびLFBOSTの追加は、当業者には明らかな簡単な修正となる。デジタル構成においては、これらの修正は、多重化された出力信号を生じるため必要な乗算および加算を行う前に対応するマトリックス係数に対する指向される方向に基く適切な規定により角度tsおよびt1から得る適切なブースト式を付加するだけに過ぎない。

10

【0142】

図4のデコーダ90においては、入力端子92および94はそれぞれ、直接に、あるいは典型的なオーディオ再生メディアを介する送信/記録および受信/再生後に、図2、図3あるいは図7のエンコーダからの出力であるAおよびBで示される左右のステレオ音響入力信号を受取る。

【0143】

端子92における信号Aは、同様な期間内にl/rおよびc/s信号を結果として生じる信号処理を完了することを可能にするように、以下に述べる他の回路要素への印加前に短い(典型的に、15ms)遅延で通過し、これにより制御信号を適切なラウドスピーカへ指向させるよう制御信号を遅延した音響信号に対して正確に正しい時点において働かせる。

20

【0144】

端子92からの信号Aは、1の利得バッファ98によりバッファされ、整流回路100と対数増幅器102へ送られる。

【0145】

同様に、端子94からの信号Bは、バッファ104、整流器106および対数増幅器108を介して送られる。

【0146】

対数増幅器102、108のAおよびBで示される出力はそれぞれ、減算器110により組合わされてl/r方向制御信号を生じ、この信号はスイッチ112を経て以下に述べるマトリックス回路へ送られる。スイッチ112の交番位置において、抵抗114とコンデンサ116を含む時定数がl/r信号の出力の遷移を減速するため当該経路に介挿される。

30

【0147】

端子94からの信号Bもまた、先に述べた理由から15msの遅れにより送られる。

【0148】

端子92からの信号Aおよび端子94からの信号Bは、アナログ加算器120で組合わされ、整流器122により整流され、対数増幅器124を介して送られる。

40

【0149】

同様に、信号AおよびBは、減算器126において減算され、次いで整流器128および対数増幅器130を介して送られる。対数増幅器124、130からの信号は、減算器132において組合わされて信号c/sを生じ、この信号はスイッチ134を介して送られる。スイッチ134の他の位置では、対応する構成要素114、116と同じ値を有する抵抗136およびコンデンサ138により形成される時定数を介して信号が送られる。これまでは、制御電圧生成回路について記述した、かかる回路の典型として、l/rおよびc/s信号は、これら信号の左Aおよび右Bの、および中央(和)およびサラウンド(差)の振幅間の比の対数に比例して変化する。

【0150】

50

マトリックス要素は、それぞれ前の式に従ってモデル化する係数に従ってラベルで示される回路ブロック 140 ~ 158 により示される。このため、例えば、LL で示されるブロック 140 は、式 (27)、(54)、(91) または (95) により記述される関数を適当に実行する。それぞれの場合、この関数は、矢印を付した当該ブロックに対する入力として示される c/s 出力に依存し、これを音響信号入力ではなく制御入力として表示する。音響入力は、遅延ブロック 96 を通過した後左の入力信号 A の遅延バージョンであり、これはブロック 140 において係数 LL により乗じられて当該ブロックからの出力信号を生じる。

【0151】

幾つかのマトリックス要素の出力は加算器 160 ~ 168 で加算され、これにより 5 つの出力 L、C、R、LS および RS を端子 172、174、176、178 および 180 にそれぞれ与える。先に述べたように、信号 RS は、出力端子 180 へ印加される前に可変移相器 170 を介して送られる。移相器 170 は、前方から後方へ信号 c/s が指向するとき 0° から 180° へ変化する位相偏移を生じるように c/s 信号によって制御される。

10

【0152】

デコーダの 7 チャンネル・バージョンにおいては、回路要素 152 ~ 158、166、168 および 170 が複写され、図 4 に示されるそれらの対応する要素と同じ点から送られるが、それぞれ 152 ~ 158 に対応するブロックにおいて係数 LRL、LRR、RRL および RRR を付しかつブロック 96、118 に類似する更に 10 ms の遅延で送られ、これらは前記ブロックの前に対応する加算器要素の後でブロック 166 および 168 に対して挿入される。

20

【0153】

アナログ構成が図 4 に示されるが、ディジタル信号プロセッサ (DSP) チップを用いてデコーダ機能を完全にディジタル形態で実現することもまた可能でありかつ物理的にはるかに簡単である。このようなチップは、当業者には馴染みのものであり、図 4 のブロック図は、本発明によるデコーダの完全な機能性を提供するように、先に述べた式において用いられるように、種々の信号遅延、乗算および加算を行うと共に、信号 l/r および c/s を取得し、かつこれら信号から信号 tl および ts を取得するため前記 DSP において動作するプログラムとして容易に実現される。

30

【0154】

図 5 a において、移相器 170 のアナログ・バージョンが示される。当該移相器回路においては、入力信号 RS は演算増幅器 182 によりバッファされ、次いで入力抵抗 186 と 1 の利得を規定する等価のフィードバック抵抗 188 を含む第 2 の演算増幅器 184 によって反転される。増幅器 182、184 の出力は、それぞれ可変抵抗 190 およびコンデンサ 192 を介して第 3 の演算増幅器 196 へ印加され、この増幅器が可変抵抗 190 およびコンデンサ 192 の接合点において電圧をバッファして図 4 の端子 180 に対する出力信号 RS を生じる。この回路は、全通過特性を有する従来の単極移相器である。

【0155】

可変抵抗 190 は、信号が前方へ指向されるとき移相器の切換え周波数が高くなるように c/s 信号により制御され、その結果 (マトリックス係数により) 後方出力信号が異なる位相となるが信号が後方へ指向するときは低減し、従って後方の出力信号は右後方出力 RS の反転により同じ位相になる。移相器は全ての周波数において同じではないが、この移相器の音響心理学的効果は快いものとなり後方信号の位相関係 (phase) を実質的に低減する。当業者には明らかなように、更に複雑な多極移相器を使用することもできるが、全ての出力チャンネルにおいて更に多くの回路を必要とし、従って要求される場合に 1 つの後方チャンネルの位相を平滑に反転するコスト効率のよい方法を提供するものではない。

40

【0156】

図 5 b には、図 4 の回路の遅延ブロック 170 のディジタル的な実施の形態の実現におい

50

て用いられる従来の可変デジタル遅延素子が示される。このような回路においては、利得値 g は図 5 a のアナログ移相器に対するものと同じ機能を生じるように制御信号 c/s の値によって制御される。この回路においては、加算器 200 へ印加される信号は加算されて遅延ブロック 202 により遅延され、このブロックの出力は利得 g の乗算器 204 を介して加算器 200 の入力 1 つにフィードバックされる。RS 信号は、加算器 204 の他方の入力へ印加され、かつ乗算器 206 へも印加され、この乗算器で係数 $-g$ で乗じられる。遅延ブロック 202 からの出力信号は、乗算器 208 において $(1 - g^2)$ で乗じられ、加算器 210 における乗算器 206 からの信号へ加算されて加算器 210 の出力に信号 RS を生じる。

【0157】

10

当該移相器の性能は図 5 a におけるそのアナログ版の性能と全く同じではないが、この性能は所望の効果を生じるのに十分な類似のものである。

【0158】

図 6 a ないし図 6 e は、図 4 のデコーダの種々のマトリックス係数のバリエーションを示し、当該デコーダの動作を更に明らかにするため図 4 の記述に先行するセクションにおける式により記述されたその強化性能を示すグラフである。

【0159】

図 6 a において、カーブ A および B は、それぞれ 0 dB ないし約 33 dB の c/s 値の範囲として係数 LL (LFL) および LR (-LFR) のバリエーションを示している。これらのカーブは、式 (27) および (28) において得られたような正弦/余弦の法則に従う。RR (RRR) および RL (RFL) のバリエーションは、右前方象限における指向のための形態に類似している。

20

【0160】

カーブ C および D は、比較のため前掲の Griessinger の米国特許第 5,136,650 号によるデコーダに対する LFL および LFR の対応する値をそれぞれ示している。強い中央の指向における値 0.5 に近似するこれらのカーブにおいては、音楽成分は低すぎる 3 dB であり、従って古いカーブでは該当しないが、0.71 に見合う新たなデコーダのカーブ A および B が一定の音楽レベルを生じる。

【0161】

図 6 b には、中央 (0 dB) から左方 (33 dB) への l/r の指向における中央の係数 CL および CR を示すカーブ E および F が示される。指向が左方へ移るとき、右方の係数 CR はゼロに減じるが、左方の係数 CL は 3 dB だけ増加する。右方への指向のときは、反対方向ではあるが同様な考察が妥当する。

30

【0162】

カーブ G および H は、前掲の Griessinger の米国特許のデコーダにおける CL および CR をそれぞれ示し、カーブ G が要求される 3 dB だけ増加しないとき、音楽レベルが再び一定に維持されないことを示している。

【0163】

図 6 c において、比 l/r が 0 dB (無指向あるいは中央の指向) から完全左方指向を表わす 33 dB になるとき、カーブ J および K が係数 LSL および LSR の値をそれぞれ表わしている。音楽レベルが室内で一定の状態を維持するように LSR 信号が増加するが、LSL カーブ J は、左方サラウンド・チャンネルから左信号を除去しつつあるときゼロに低減する。これらカーブから、後方に対して 22.5° の指向角度に対応するブレイクポイントが 8 dB にあることが明らかである。ここで、マトリックス要素は、入力が方向性信号のみを含むとき ($r.m.s.$ 方式で) 合計 1 とならねばならない。これは、カーブから判るように、マトリックス要素が $\cos 22.5^\circ$ 即ち 0.92 および $\sin 22.5^\circ$ 即ち 0.38 の値を持つならば達成される。

40

【0164】

このことに関して、信号が完全に後方へ指向されるときかあるいは信号の指向成分が存在しないとき、 l/r がゼロ dB であり得ることに注目されたい。いずれの場合も、マトリ

50

ックスは、要求される完全な左右分離へ弛緩する。

【0165】

図6dにおいて、カーブLは表1において先に示し式(76)および(79)において、かつその後も用いたRBOOST値を表わす。値LSLは、全後方へ指向するときは小さ過ぎ、従って音楽レベルを一定に保持するためRBOOSTの値がこれに加算される。LSLのみがブーストされ、従って完全な分離が維持される。 c/s が -8 dB から -33 dB (完全後方)に変化するとき、即ち、グラフのx軸が $-c/s$ (c/s は dB 単位)であるとき、値RBOOSTは c/s にのみ依存する。

【0166】

図6dにも示されているのは、値RBOOSTを表わすカーブMである。デコーダの7チャンネル・バージョンにおいては、左後方(-8 dB)と全後方(-33 dB)間の指向において、この値は左側方係数から差し引かれ、その半分の左後方成分へ加算される。再び、当該軸は $-(\text{dB}$ 単位の $c/s)$ であり、このカーブは先の式(80)に示されるようにゼロから0.5になる。

【0167】

最後に、図6eにおいては、式(39)後で先に述べたように、音楽レベルを一定に保持するため制御信号 c/s が後方チャンネルおよび側方サラウンド・チャンネルへ印加されると補正係数($\sin ts + \cos ts$)の変化を表わすカーブNが示される。

【0168】

図7において、一般に映画のサウンドトラック・エンコーディングにおいて、特に先に述べたデコーダの実施の形態に関する使用に適するアクティブ・エンコーダが示される。

【0169】

図7において、同じ5つの信号LS、L、C、RおよびRSが図3のエンコーダにおける同じ番号を付した端子62、50、52、54、64へそれぞれ印加される。これら信号の各々には、これら信号の各々の振幅の対数に比例する信号を生じるため対応するレベル検出器および対数増幅器が存在する。これら要素は、番号212~230が付されている。対数信号は、入力LS、L、C、RおよびRSに対応して1s1、1l、c1、r1およびrs1のラベルがそれぞれ付されている。これら信号のラベルは、作用について以下に述べるコンパレータ・ブロック(図示せず)において比較される。

【0170】

減衰器254および256は、係数0.53および0.83だけ信号LSをそれぞれ減衰し、減衰器258および260は係数0.83および0.53だけ信号RSをそれぞれ減衰する。

【0171】

5つの入力信号はそれぞれ全通過型移相器ネットワークを通過し、232、234で示されるブロックを通過して、それぞれ減衰器254、256からの減衰されたLS信号に対して移相関数 および -90° をそれぞれ生じ、ブロック236、238、240を通過してL、CおよびR信号の各々へ移相関数 をそれぞれ生じる。信号コンバイナ242は、 0.38 LS を -0.38 RS に加えて、移相関数 を持つ移相器ブロック244へ中央サラウンド信号を与える。移相器ブロック246および248は、それぞれ減衰器258、260からのRSチャンネルに移相関数 -90° 、 をそれぞれ与える。

【0172】

信号結合マトリックス250は、減衰器254により減衰された利得 $\sin L_S$ を持つLS()信号と、L()信号と、利得0.707を持つC()信号と、S()で示される位相 を持つサラウンド信号 $S = (0.38\text{ LS} - 0.38\text{ RS})$ とを加算して、端子44に左出力信号Aを生じる。

【0173】

同様なマトリックス252は、利得 $\sin R_S$ を持つRS()信号と、利得 $\cos R_S$ を持つRS(-90°)信号と、利得0.707を持つC()信号と、S()信号とを加算して、端子46に右出力Bを生じる。

10

20

30

40

50

【0174】

指向角度 L_S および R_S は、本発明の当該実施の形態において下記のように対数振幅信号 $ls1$ 、 ll 、 cl 、 rl および $rs1$ に応じて作られる。即ち、 $ls1$ が残りの任意の信号より大きいときはつねに、 L_S は 90° に近づき、さもなければ、 L_S は 0 に近づく。これらの値は、平滑なカーブの極値である。同様に、 $rs1$ が他の任意の信号より大きければ、 R_S は 90° に近づき、さもなければ、 R_S は 0 に近づく。

【0175】

当該動作モードの特定の利点は、信号が L_S 入力または R_S 入力のみ印加されるとき、エンコーダの出力は実数であり、簡素化されたエンコーダとパッシブ・エンコーダにより生じる同じ値である $2.41:1$ (8 dB) のデコーダにおける比 l/r を生じることである。

10

【0176】

マトリックスにおける実数の係数ではなく複素数の係数を有する本発明によるデコーダの一部を示す図8において、同図は、マトリックスにおける複素数の係数の生成を行うため図4のデコーダの前に置かれる図9の更に他の移相器ネットワークを変更するため用いられる(図4におけるデコーダにより生じる信号 l/r および c/s に加えて)第3の制御信号 ls/rs を生成する方法を示す。

【0177】

信号Aおよび信号Bが、図4の端子92および94の代わりに、端子300および302へそれぞれ印加されることが判る。位相 f の位相関数 (f) を有する全通過型移相ネットワーク304と、位相関数 (f) - 90° を有する第2の全通過型移相ネットワーク306とは、端子300から信号Aを受取る。ネットワーク304からの移相された信号は、減衰器308において係数 -0.42 だけ減衰され、ネットワーク306からの遅延象限移相信号は、減衰器310において係数 0.91 だけ減衰される。減衰器308および310の出力は、加算器312において加算される。

20

【0178】

端子302における信号Bは、加算器312の出力が移相器314の出力における信号Bに対して 65° だけ移相された信号Aであるように、全通過型移相ネットワーク314を介して送られる。

30

【0179】

加算器312の出力は、減衰係数 0.46 を持つ加算器316を介して加算器318の1つの入力へ送られ、ここでこの出力は移相器314からの移相信号Bに加算される。同様に、移相器314の出力は、同じ係数 0.46 を持つ減衰器320により減衰されて加算器322へ送られ、ここで加算器312の出力である移相信号Aへ加算される。減衰器308、310、316および320における係数の特定の選択は、パッシブ・エンコーダの L_S 入力のみ印加された信号が加算器308では出力を生じず、かつ R_S 入力にのみ印加された信号が加算器322で出力を生じないように行われる。このように、目的は、信号がエンコーダの左側あるいは右側へのみ印加される場合これをデコーダの入力として認識する回路を設計することである。この回路は、条件が存在するとき2つの信号の一方または他方がゼロになるように、打ち消し手法によりこれを行う。

40

【0180】

加算器322の出力はレベル検出器328および対数増幅器330を介して送られるが、加算器318の出力はレベル検出回路324および対数増幅器326へ送られる。対数増幅器326および330の出力は、その対数比に比例する出力を生じる減算器332へ送られる。この出力は、スイッチ334により選択され、あるいは図4に示された対応する構成要素と同じ値を有する抵抗336およびコンデンサ338により形成される $R-C$ 時定数からの出力は、スイッチ334により交互に選択され、指向信号 ls/rs として端子340へ送られる。

【0181】

50

このように、信号 l_s / r_s は、信号がパッシブ・エンコーダの $L S$ 入力へ印加されるとき最大の正の値となるか、あるいは信号が $R S$ 入力へ印加されるときは最大の負の値となる。

【0182】

信号 l_s / r_s の目的は、図4のデコーダへ印加される入力位相を制御することである。この理由から、図9のネットワークは、図4の端子92および94へ印加される信号Aと信号Bの間に介挿される。

【0183】

図8における306と同じ移相器でよい位相関数 -90° の移相器346は減衰係数 \sin_{RS} を持つ減衰器348を介して送られるが、図9に示される回路は、減衰値 \cos_{RS} を持つ減衰器344が後続する図8における304と同じ移相器でよい位相機能の移相器342を含んでいる。減衰器344および348の出力は加算器350により加算されて、図4の端子92に直接接続される端子352に修正された信号Aを生じる。

【0184】

図9の下方において、信号Bが図8におけるように端子302へ印加され、かつ1つの分岐において位相関数の移相器354と減衰係数 \cos_{LS} の減衰器356とを通過するが、他の分岐においては、位相係数 -90° の移相器358と減衰係数 \sin_{LS} の減衰器360とを通過する。減衰器356および360からの信号は、減算器362において組合わされて、図4における端子94に直接接続されるべき端子364において修正信号Bを生じる。位相変化の結果は、パッシブ・エンコーダの $L S$ 入力あるいは $R S$ 入力のみが信号により駆動されつつあるとき、デコーダの $L S$ 出力および $R S$ 出力（ならびに、7チャンネル・バージョンにおける $L R$ 出力および $R R$ 出力）間の良好な分離を生じることである。

【0185】

制御信号 l_s / r_s と指向角度 $L S$ 間の関係は、図9の組グラフに示される。 l_s / r_s が3dBに達すると、角度 $L S$ は高い l_s / r_s 値において 0° から 65° へ変化し始める。正確に補完する関係が、 r_s / l_s と呼ぶ l_s / r_s の逆数により制御される他の指向角度 RS に妥当し、その結果 r_s / l_s が3dBを越えるとき、値 RS は 0° から増加し始め、 r_s / l_s がその最大値にあるとき -65° における漸近点へ移動する。 LS および RS が変化するとき、マトリックス係数は、図4に示されたデコーダの主要部分に対する入力における位相変化により有効に複素数になる。

【0186】

図10は、移相ネットワークを簡素化することによる図7のエンコーダとは異なるエンコーダの代替的な実施の形態を示している。移相ネットワークの数は、信号を移相器を介して送る前に実信号を組合わせることによって減じることができ、これにより結果として僅かに2個の LS および RS の移相器となる。 LS および RS の記述もまた簡素化される。 l_s / r_s が3dBより大きくなるとき LS は 90° に接近し、さもないと、（デコーダ設計におけるように）ゼロとなる。同様に、 r_s / l_s が3dBより大きくなるとき RS は 90° に接近し、さもないとゼロとなる。

【0187】

図10において、図7の右半分における要素と対応する要素、即ち、減衰器254～260および -90° 移相器234および246が対応する番号を付される。当該エンコーダと図7のエンコーダ間の相違の更に詳細な論議を行うために、そのように対応していない図10の要素もまた番号が付される。5つの移相器232、236～240および248が2つの移相器286～288により置換されたが、図7の信号コンバイナ要素242、250および252に示される係数が信号コンバイナから取出され、減衰器要素262～274に関連する各信号に個々に適用されること、およびこのように修正されたこれらの信号が簡単な加算装置276～284において組合わされることが判るであろう。

【0188】

図10において、図7の端子62からの LS 信号に対する信号経路は減衰器要素256お

10

20

30

40

50

よび - 90° 移相器 234 を前のように通過し、次いで図 7 の信号コンバイナ 250 に前に示した係数である減衰係数 $\cos L_S$ を持つ能動的に制御される減衰器 270 を通過する。この信号は、図 7 の端子 44 において A で示される信号出力の 1 つの成分として加算器 276 において加算される。

【0189】

図 7 の端子 64 における RS 信号に対する信号経路は、減衰器 258 および移相器 246 を同様に通じ、次いで図 7 の信号コンバイナ 252 の一部であった減衰係数 $\cos R_S$ を持つアクティブな減衰器 274 を通って加算器 280 に達し、ここで図 7 の端子 46 における B で示される信号の 1 成分となる。

【0190】

図 7 の端子 52 からの中央信号 C に対する信号経路は、最初に減衰係数 0.71 を持つ減衰器 266 を通り、その後加算器 278 および 282 へ印加される。図 7 の端子 50 からの L 信号は、加算器 278 へ直接印加される。図 7 の端子 54 からの R 信号は加算器 282 へ直接印加される。LS 信号もまた減衰器 254 を介して印加され、減衰係数 $\sin L_S$ を持つアクティブ減衰器 268 を経て加算器 278 へ印加される。RS 信号もまた、減衰器 260 および減衰係数 R_S を持つアクティブ減衰器 272 を経て加算器 282 へ送られる。最後に、LS 信号は係数 0.38 の減衰器 262 を通り、RS 信号は係数 - 0.38 の減衰器 364 を通り、両方の減衰信号は、結果が正の符号を持つ加算器 278 と負の符号を持つ加算器 282 とに印加される前に、加算器 284 において加算される。

【0191】

加算器 278 の出力は、移相器 286 を経て加算器 276 へ送られ、加算器 282 の出力は移相器 288 を経て加算器 280 へ送られ、加算器 276 および 280 はそれぞれ信号 A および信号 B を図 7 の端子 44 および 46 へそれぞれ与える。

【0192】

出力 A および B の各々に対する信号 LS、L、C、R および RS の各々の減衰および加算の調べると、これら出力信号が内容において図 7 の信号と同じであるが、図 7 に関して高価な移相器が 3 個少ないことが判るであろう。

【0193】

図 10 には、角度 R_S と右側象限に指向される信号に対する r_s / l_s (または、 $-l_s / r_s$) の値間の関係も示される。この角度は、矢印により示されるように回路要素 272 および 274 に影響を及ぼす。指向角度 L_S と l_s / r_s 値間によく似た関係が存在し、この角度は回路要素 268 および 270 に影響を及ぼす。

【0194】

図 11 において、構造が図 10 のエンコーダによく似たエンコーダが示される。従って、機能が対比し得る要素は対応するように番号が付される。幾つかの新たな要素、即ち、4 個の利得制御要素、可変減衰器 290 ~ 293 および 2 個の制御信号発生器要素 294、295 がある。入出力端子は図 7 と対応して番号が付されている。

【0195】

付加された利得制御要素の目的は、強く指向された前方信号と音楽間の均衡と、同時の左側方信号と右側方信号に応答する分離の低減との両方を補正することである。強く指向される信号が左方、中央あるいは右方のチャンネルに生じると、ドルビー・プロ・ロジック互換形式のデコーダ、即ち、この場合は基準 D ではなく基準 E を満たすデコーダが、前方チャンネルにおいて 3 dB のブーストを加える。このブーストは、例えば、対話と音楽間の均衡の偏移として非常に明瞭に聞き分けられる。典型的には、ドルビー・プロ・ロジックと互換のデコーダにより再生のためのサウンドトラックを混合する際、対話と他の強く指向される前方チャンネルの記録レベルは、前記ブーストを加えるデコーダによりサウンドトラックを聴く音響ミキサによって補償される。しかし、パッシブ・エンコーダ、あるいは図 7 および図 10 に関して先に述べたアクティブ・エンコーダ形式のいずれかを介して符号化された 5 チャンネル・フィルムは、このようには補償されない。

【0196】

10

20

30

40

50

新規なエンコーダにおいては、3つの前方信号 L 、 C および R が、それぞれ利得係数 G_L 、 G_C および G_R を持つ3つの可変減衰器 290 ~ 292 を介して送られる。これらの係数は、エンコーダの出力から得た制御信号を指向させることによって制御される。これを行うために、出力信号 A および B が、図4のデコーダの回路と同じ回路を含む指向信号電圧発生器 294 の入力へ送られる。2つの指向電圧 l/r および c/s はこのように得られ、アクティブ・デコーダにおいて生成される電圧と同じである。これらの2つの指向電圧は、図12aおよび図12bに示される方法で利得係数に影響を及ぼす。要素291の利得 G_C は c/s によって制御されるが、信号 l/r および逆の r/l が要素290および292の利得 G_L および G_R を制御する。

【0197】

l/r が正である（指向が左方へのものである）とき、値 G_R は1のままであるが、値 G_L は図12aに示されたカーブに従って1から低減される。同様に、 l/r が負であるとき、値 G_L は1で一定であるが、値 G_R は同じカーブに従って（ $|l/r|$ に関して）低減される。同様に、前方/後方の指向 c/s が正である（前方へ指向される）とき、利得 G_C は図12aのカーブに従って c/s と共に変化するが、信号 c/s が負であるとき利得 G_C は1のままである。図12aのカーブは、図6eに示されたカーブNの逆数である。

【0198】

信号 l/r および c/s がフィードバック・ループ内で生成されるので、利得の変更も指向電圧に影響を及ぼすゆえに、前方信号のそれぞれに印加される補正はフィルム・デコーダにおいてこれら信号に加えられるブーストと正確に一致することになる。この結果は、元の5チャンネルが2つのチャンネルへ符号化され次いで5チャンネルまたは7チャンネルへ再び復号されるとき、対話、音楽および強い左または右の音響効果が元の離散的混成の均衡を維持することである。実際に、2チャンネル・バージョンが5チャンネルのオリジナルに比較されると、主体品質の損失が非常に少ない。ほとんどの場合、明らかな相違は全くない。

【0199】

図11のエンコーダにおける更なる改善は、制御電圧発生回路295により制御される可変減衰器293の利得係数 G_S の付設である。利得係数 G_S は、（0.38で乗じた）左側方と右側方の入力信号間の差信号である加算器284からの信号に対して働く。この側方差信号の目的は、エンコーダに対して強く指向される左側方（ LS ）あるいは右側方（ RS ）の入力があるときに c/s 信号の適正な負の値を生じることである。しかし、この側方差信号は、左側方と右側方の両入力と同時に存在するときこれら入力間の分離を減じる。このような分離における低減は、 LS 入力および RS 入力が略々等しいが音楽、拍手あるいは雨などのサラウンド効果のように相関性がないときに特に重要である。

【0200】

これらの非指向効果の間は、差信号を不動作状態にすることが好まれ、これは、エンコーダに印加される左側方と右側方の信号間に強い相関性がないとき、 G_S の値を減じることによって行うことができる。

【0201】

相関性の存在は、要素294における制御電圧発生回路295を用いて、エンコーダに対する左側方と右側方の入力から得られる指向電圧から決定することができ、これにより制御信号 ls/rs および cs/ss を生じる。 ls/rs 指向電圧もまた、値 l_s および r_s を制御するため図7に示されたアクティブ・エンコーダの元のバージョンにおいて得られた。このような特徴は図11のエンコーダに保持されるが、更に別の回路が側方信号の前方/後方成分を決定する。 ls/rs および cs/ss の両 s_n は、減衰器要素293の利得係数 G_S を制御する。 ls/rs 信号もまた減衰器270および272において指向角度 t_{ls} を制御し、前記信号の逆数 rs/ls は減衰器272および274において指向角度 t_{rs} を制御する。

【0202】

G_S の値は、信号 ls/rs および cs/ss の絶対値の大きい方を用い、この値を7d

10

20

30

40

50

Bに制限し、7で除し、次にその結果を1から差し引くことによって決定される。このため、7 dB以上の相関性を持つ任意の信号が、エンコーダが前のように働くように、但し相関性のない信号がLSおよびRSに印加されるときにGS = 1を結果として生じ、GSの値が然るべく減衰し、デコーダがこれら入力間の高い分離へ戻ることになる。

【0203】

符号化/復号信号と符号化されない多チャンネル音響とを比較する過程において、側方の指向中に左前方チャンネルあるいは右前方チャンネルからの出力が十分に低減されなかったことが明らかになった。左側方および右側方のチャンネルを含まないドルビー・プロ・ロジック仕様によれば、デコーダの左前方出力が振幅において僅かに2.5 dBだけ低減する。前方チャンネルの挙動は、ドルビー仕様に従うためには意図的であるが、標準的なドルビー仕様では、復号する側方チャンネルはなく、1つの後方出力のみがある。従って、側方スピーカがあるときは、後方指向の間左右の前方出力に対してドルビー仕様を修正する必要がある。

10

【0204】

修正された仕様においては、同じ側方に後方指向があるとき、左前方出力と右前方出力が3 dBよけいに低減される。このため、前方の左信号は、信号が左から左側方へパンするとき前記量だけ低減され、右前方信号は、信号が右から右側方へパンするときに同様に低減される。側方スピーカが設定されると、このことは明らかに前方からどちらかの側方へ、次いで後方へ移動する信号の明瞭な移動を改善するが、標準的プロ・ロジックで符号化されたフィルムでは聞き分けられる十分な相違を生じるほど大きな分離はない。左から左側方の指向のためのLLおよびLRマトリックス要素に対する利得における変化が、図12bおよび図12cにそれぞれ示される。同様なカーブが、右側方の指向にも妥当する。

20

【0205】

デコーダ改善の別の特質は、l/rおよびc/sの方向制御信号へディジタル的に加えられる特別な制限補正である。これは、指向の速度および精度を改善する利点を有する。強く指向される信号の左から中央へのパンの間、l/r信号およびc/s信号は独立的でないが、図13に示された補完経路に従う。対数検出器が迅速に働けば、このカーブは動的に追従されるが、時定数が含まれるときは、増進する信号の値は急激に増加し得るが、降下する信号は通常は比較的低速度で変化する。その結果は、降下信号があるべきよりも高くなり、動的な分離を低減することである。この問題を正すために、他の信号が図13のカーブに追従することを制限するため更に迅速に変化する信号が用いられる。一部の従来技術のデコーダは急激な変化の間の制御電圧のエクスカージョンを制限する回路を含んでいたが、これら回路は制御信号の変化率に基くことなくむしろその絶対値に基くものであった。変化率法の特に有利な点は、マトリックスの前の方向における指向を表わす降下信号が更に急激に変化する信号に服するように強制されるが、増進する信号は急激に増加することが許容されることである。

30

【0206】

これらの信号の規定を想起すれば、相関性のない音楽の存在時には達することがない最大限に生じ得る制御信号間の関係を図ることは非常に容易である。

【0207】

左から中央へのパン、 $L = \cos t$ および $R = \sin t$ について考察すると、制御信号は

40

$$l/r = 20 * \log_{10} (\cos t / \sin t) \quad (98)$$

$$c/s = 20 * \log_{10} ((\cos t + \sin t) / (\cos t - \sin t)) \quad (99)$$

これらの関係は、図13において相互にプロットされる。

【0208】

図14は、参考として、先行する米国特許出願第08/684,948号によるデコーダにおいて実現されるように、図4のマトリックスにおいて用いられる左後方左(LRL)

50

マトリックス要素係数の形態を示している。この係数の値は、図 4 のデコーダにおける通常の対数比検出器から得られる $c s$ および $l r$ 制御信号に関して縦座標の高さとして 3 次元フォーマットでプロットされる。 $c s$ 信号は、後方サラウンド信号の振幅に対する中央前方の比を表わし、 $l r$ 信号は左対右の信号振幅比を表わす。これら信号の各々は、ゼロから 90 度にわたる角度として符号化される。図において判るように、左の頂点付近のこの要素の値に不連続が存在し、信号が後方へ進むとき小さな「落ち込み」を形成する。また、この図には、中心の「谷」もある。図 15 は、 $l r = 0$ 軸に沿って後方への同様な不連続を呈する左後方右マトリックス要素の値を同様に示している。

【0209】

これらの不連続は、前述の米国特許出願に記載された理論における誤りによる。この問題は、拘束 $l r$ と呼ばれる変数により表示される表によりなされた左後方象限におけるマトリックス要素へ補正が加えられることである。これは、補正されている誤りが対称的であるときにのみこの種の補正が働くことにする。 $c s$ 軸に沿った補正は対称的であるが、 $l r = 0$ 境界に沿う補正は対称的ではない。この補正を行う優れた方法は、 $l r$ 軸に沿った $L R R$ マトリックス要素に対する前掲の論文における理論においてなされたように、内挿による。実際に、この内挿は、ほとんど計算によらない更に 2 つの索引テーブルによって行うことができる。このような内挿のための式は、後で示される。

【0210】

$L R R$ マトリックス要素は、 $l r$ 軸に沿って適正に内挿される。しかし、図 15 において判るように、 $c s$ 軸に沿って不連続が存在する。かかる不連続は、デコーダ・バージョン 1.11 におけるプログラミングによるものであった。前述の米国特許出願で提示された理論は、図 16 に示されるマトリックス要素を生じる。図 16 は、不連続が除去された前述の米国特許出願によるバージョン 1.11 のデコーダにおいて左後方右マトリックス要素が構成されるべきであったこのマトリックス要素を示している。適切な内挿および構成により、 $l r = 0$ 境界には不連続が存在しない。

【0211】

次に、 $T V$ 音響マトリックスについて、図 17 は、米国特許第 4,862,502 号および最大値が 1 であるようにドルビー・プロ・ロジックで実現されたような $L F L$ マトリックス要素を示している。

【0212】

1989 年の米国特許における $c s$ および $l r$ が中央 / サラウンドおよび左 / 右軸における度単位の指向方向であるとする、前方マトリックス要素は下記のように与えられた。

【0213】

左前方象限においては、

$$L F L = 1 - 0.5 * G(c s) + 0.41 * G(l r) \quad (100)$$

$$L F R = -0.5 * G(c s) \quad (101)$$

右前方象限においては、

$$L F L = 1 - 0.5 * G(c s) \quad (102)$$

$$L F R = -0.5 * G(c s) \quad (103)$$

左後方象限においては、

$$L F L = 1 - 0.5 * G(-c s) + 0.41 * G(l r) \quad (104)$$

$$L F R = 0.5 * G(-c s) \quad (105)$$

右後方象限においては、

$$L F L = 1 - 0.5 * G(-c s) \quad (106)$$

0 6)

$$LFR = 0.5 * G(-cs)$$

(1 0 7)

関数 $G(x)$ は、米国特許第 4,862,502 号に記載され、米国特許第 5,307,415 号において規定されている。これは、 x が 0 度から 45 度まで変化するとき 0 から 1 まで変化する。前掲の米国特許出願においては、これが $1 - \tan(|r|/|l|)$ に等しいことが示され、ここで $|r|$ および $|l|$ は右および左の入力振幅である。

【 0 2 1 4 】

図 18 において、米国特許第 4,862,502 号およびドルビー・プロ・ロジックからの LFR マトリックス要素が、最小値および最大値が ± 0.5 であるように 0.71 でスケールされて示される。前述の米国特許出願第 08/684,948 号においては、これら要素が指向されない素材のラウドネスが指向方向の如何に拘わらず一定でなければならないという要件を付加することによって改善された。数学的には、このことは、 LFL および LFR マトリックス要素の平均 2 乗平方根が一定であることを意味する。前記米国特許出願において、このような目標が指向の方向において緩和されるべきこと、即ち、指向が全左方であるときマトリックス要素の平方和が 3 dB だけ増加すべきことが指摘された。上記マトリックス要素がかかる要件を満たさないことが判る。

【 0 2 1 5 】

図 19 においては、最大値が 1 であるようにスケールされた米国特許第 4,862,502 号からの LFL および LFR の平方和の平方根が示される。この値が無指向から右方の軸に沿って 0.71 で一定であることに注目されたい。無指向かた左方は、値 1 まで 3 dB だけ増加し、無指向から中央あるいは後方は値 0.5 まで 3 dB だけ低減する。後方向は中央方向と同じであるが、このような遠近感により容易に判らない。

【 0 2 1 6 】

前述の米国特許出願第 08/684,948 号は、マトリックス要素における関数 $G(x)$ を正弦および余弦で置換することによってこのような振幅誤差を補正した。

【 0 2 1 7 】

左前方象限に対しては、

$$LFL = \cos(cs) + 0.41 * G(lr)$$

(1 0 8)

$$LFR = -\sin(cs)$$

(1 0 9)

右前方象限に対しては、

$$LFL = \cos(cs)$$

(1 1 0)

$$LFR = -\sin(cs)$$

(1 1 1)

左後方象限に対しては、

$$LFL = \cos(-cs) + 0.41 * G(lr)$$

(1 1 2)

$$LFR = \sin(-cs)$$

(1 1 3)

右後方象限に対しては、

$$LFL = \cos(-cs)$$

(1 1 4)

)

$$LFR = \sin(-cs)$$

(1 1 5)

図 20 には、最大値が 1 となるようにスケールされた前述の米国特許出願第 08/684,948 号からの LFL および LFR マトリックス要素の和の平方根が示される。紙面の右半分全体における 0.71 の一定値と、左頂点に向かって 1 までの緩やかな立上がり注目されたい。

10

20

30

40

50

【 0 2 1 8 】

デコーダ・バージョン 1 . 1 1 は、これらマトリックス要素に対する幾つかの変更がなされた。基本的な関数の依存性を保持しながら、更なるブーストが前方において $c s$ 軸に沿って加えられ、遮断が後方において $c s$ 軸に沿って加えられた。ブーストの理由は、前方へパンされるステレオ音楽を含む演奏を改善することであった。後方における前記遮断の目的は、ステレオ音楽が後方へパンされたときに前方チャンネルと後方チャンネル間の分離を増すことであった。

【 0 2 1 9 】

前方左象限に対しては、

$$L F L = (\cos (c s) + 0 . 4 1 * G (l r)) * b o o s t 1 (c s) \quad (1 1 6) \quad 10$$

$$L F R = (- \sin (c s)) * b o o s t 1 (c s) \quad (1 1 7)$$

右前方象限に対しては、

$$L F L = (\cos (c s)) * b o o s t 1 (c s) \quad (1 1 8)$$

$$L F R = (- \sin (c s)) * b o o s t 1 (c s) \quad (1 1 9)$$

左後方象限に対しては、

$$L F L = (\cos (- c s) + 0 . 4 1 * G (l r)) / b o o s t (c s) \quad (1 2 0) \quad 20$$

$$L F R = (\sin (c s)) / b o o s t (c s) \quad (1 2 1)$$

右後方象限に対しては、

$$L F L = (\cos (c s)) / b o o s t (c s) \quad (1 2 2)$$

$$L F R = (\sin (c s)) / b o o s t (c s) \quad (1 2 3)$$

関数 $G (x)$ は、前述の米国特許出願において定義された。この関数は $G (x) = 1 - \tan (45 - x)$ に等しく、かつドルビー・マトリックスにおいて用いられる同じ関数である。 30

【 0 2 2 0 】

デコーダ・バージョン 1 . 1 1 で用いられた如き関数 $b o o s t 1 (c s)$ は、最初の 22 . 5 度の指向にわたり印加される合計 3 d B の線形ブーストであり、次の 22 . 5 度において再び 0 d B まで減じる。(下記の疑似コードにおける $c o r r 1$ 参照) $b o o s t (c s)$ は、コメントの前に記号 % が付される下記のコードにおける $c o r r (x)$ により与えられる。

【 0 2 2 1 】

% calculate a boost function of +3dB at 22.5 degress

% corr(x) goes up 3dB and stays up. corrl(x) goes up then down again 40

for x=1:24; % x has values of 1 to 24

corr(x)=10⁴*(3*(x-1)/(23*20)); % go up 3dB over this range

corrl(x)=corr(x);

end

for x=25:46; % go back down for corrl over this range

corr(x)=1.41;

corrl(x)=corr(48-x);

end

これらの式は、デコーダ・バージョン 1 . 1 1 における $L F L$ マトリックス要素に対して図 2 1 に示された紙面を生じる。指向が中央へ移動するときブーストが $l r = 0$ に沿って 50

と同時に左から中央の境界に沿って印加されることに注目されたい。また、指向が後方へ移動するときレベルにおける低減にも注目されたい。

【0222】

境界に沿ったブーストは、パンの誤りを生じる。また、後方向における遮断も最適ではない。性能を改善できる2つの領域がある。その第一は、左方と中央間および右方と中央間の境界に沿った指向の挙動にある。強い単一信号が左方から中央へパンするとき、図21において、LFLマトリックス要素の値が左方と中央間で最大値の半分まで増加することが判る。この値の増加は、中央信号がステレオ音楽に付加されるとき、左方と右方の主出力に対するレベルにおける緩やかな増加の意図されない結果である。

【0223】

前の開示において説明したように、ステレオ信号が前方へパンされるとき、左方と右方の前方出力が、これら出力からの相関成分のマトリックスによる除去分を補償するためレベルにおいて増加することが望ましい。しかし、これらの条件下のレベルの増加に用いられた方法は、入力のlr成分が最小になるとき、即ち左方または右方の正味指向がないときにのみ生じるべきである。しかし、バージョン1.11のデコーダにおけるこのような増加を実現するため選定された方法は、値lrとは独立的であり、強い信号が境界に跨がってパンしたときにレベルの増加が結果として生じる。

【0224】

この問題は、ブーストがlr=0軸に沿ってのみ必要であることである。lrがゼロでないとき、マトリックス要素はブーストされてはならない。この問題は、多重ではなくマトリックス要素に対する追加項を用いることによって解消することができる。新たな指向指数、即ち制限されたcs値の境界を下記のコードで定義する。

【0225】

csおよびlrが1から46へ変化するマルタブ(maltab)変換に従うことを前提として、lrとcsの両方が左前方象限における信号に対して>0ものとする、即ち、

```
% find the bounded c/s
if(cs<24)
    bcs=cs-(lr-1);
    if(bcs<1) % this limits the maximum value
        bcs=1;
    end
else
    bcs=47-cs-(lr-1);
    if(bcs<1)
        bcs=1;
    end
end
```

cs<22.5およびlr=0ならば、(マルタブ変換において、cs<24およびlr=1) bcsはcsに等しい。しかし、lrが増加するときbcsがゼロまで低減する。cs>22.5ならば、lrが増加するとき、bcsはまた低減する。

【0226】

次に、必要な補正関数を見出すため、lr=0に沿ってブーストされるマトリックス要素とブーストされないマトリックス要素との間の差を見出す。この差を、cos__tbl__plusおよびsin__tbl__plusと呼ぶ。(このコードは、修正マルタブで書かれ、この場合、変数は多値ベクトルである。コメントは、%記号を先に付す)

```
a = 0 : 45 % define a vector in one degree steps
. a has the values of 0 to 45 degrees
a1 = 2 * pi * a / 360 ; % convert to radians
% now define the sine and cosine tables , as
well as the boost tables
```

```

for the front sin_tbl = sin(a1);
sin_n_tbl = sin(a1);
cos_tbl = cos(a1);
cos_tal_plus = cos(a1) * corr1(a+1);
cos_tbl_plus = cos_tbl_plus - cos_tbl; % this
is the one we use
cos_tbl_minus = cos(a1) / corr(a+1);
sin_tbl_plus = sin(a1) * corr1(a+1);
sin_tbl_plus = sin_tbl_plus - sin_tbl; % this
is the one we use
sin_tbl_minus = sin(a1) / corr1(a+1);
sin_tbl_plus および cos_tbl_plus は平坦な正弦と余弦間の
差であり、ブーストされた正弦および余弦である。ここで、次のように定義する。

```

10

```

【0227】
LFL = cos(cs) + 0.41 * G(lr) + cos_tbl_plus(bcs)
      (124)
LFR = -sin_tbl_plus(bcs) + sin(cs)
      (125)

```

前方右象限におけるLFLおよびLFRは同じであるが、+0.41 * G項は含まない。これらの新たな定義は下記のマトリックス要素を導く。

20

```

【0228】
後方象限における指向はいずれも最適ではない。前記カーブにおいては、指向が後方への
ものであるとき、マトリックス要素は下式により与えられる。

```

```

【0229】
LFL = cos_tbl_minus(-cs) + 0.41 * G(-cs)
      (126)
LFR = sin_tbl_minus(-cs)
      (127)

```

これらのマトリックス要素は、ドルビー・マトリックス要素に非常に近似している。強い信号が左方から後方へパンする場合を考える。ドルビー要素は、この信号が完全に後方に対するものであるときにのみ、前方左出力からの出力の完全な打ち消しがあるように設計される。しかし、本発明によるデコーダにおいては、符号化信号が左後方向に達する($cs = 22.5$ および $lr = 22.5$ である)とき左前方出力からの出力がゼロであるべきことが望ましい。左前方出力は、信号が更に全後方へパンするときにゼロのままである。バージョン1.11のデコーダで使用するマトリックス要素(先に述べたもの)が、信号が左後方位置へパンされるとき、前方左チャンネルにおける出力を結果として約-9dBにする。このレベル差が、マトリックスの良好な性能を生じるのに充分であるが、これがあり得るほど良好ではない。

30

```

【0230】
この性能は、左後方象限におけるLFLおよびLFRマトリックス要素を変化させること
によって改善することができる。ここで、マトリックス要素が左方と後方間の境界に沿っ
てどのように変化するかに関心があることに注目されたい。境界に沿った要素の挙動を見
出すため、AESのD. Griesingerの論文「両耳の聴取者のための多チャンネル
・マトリックス・サラウンド・デコーダ(Multichannel Matrix Surround Decoders for Two-Eared Listeners)」(AES Preprint 第4402号、1996年10月)で示された数学的
手法を用いることができる。tが0(左)から-22.5度(左後方)に変化するとき、
左前方出力の振幅が関数F(t)と共に低減すべきものとしよう。本方法は、下記マトリ
ックス要素を生じる。

```

40

```

【0231】

```

50

$LFL = \cos(t) * F(t) - \sqrt{1 - F(t)^2}$ (128)

$LFR = -(\sin(t) * F(t) + \sqrt{1 - F(t)^2})$ (129)

$F(t) = \cos(4 * t)$ を選択しかつ正しい符号を選択すると、これらが下記へ簡約する。

【0232】

$LFL = \cos(t) * \cos(4 * t) + \sin(t) * \sin(4 * t)$ (130)

$LFR = -(\sin(t) * \cos(4 * t) - \cos(t) * \sin(4 * t))$ (131) 10

これらの要素は良好に働き、前方左の出力は、 t が 0 から - 22.5 度まで変化するとき、ゼロまで平滑に低減される。図 22 は、左前方左マトリックス要素が左から中央の境界に沿って、ならびに中央から右方中央の境界に沿って正しい振幅を持つことを示す。

【0233】

指向が 22.5 度から 45 度（全後方）まで継続するときゼロのままであることを欲する、境界のこの部分に沿って、

$LFL = -\sin(t)$ (132)

$LFR = \cos(t)$ (133)

これらマトリックス要素が、前掲の米国特許出願において値が下記であるとき、 $lr = 0$ の境界に沿ってマトリックス要素からの遠く離れていることに注目されたい。即ち、 20

$LFL = \cos(cs)$ (134)

$LFR = \sin(cs)$ (135)

図 23 は、左方と全後方間の後方境界に沿った LFL および LFR の挙動を示している。小さな不調は、22.5 度に点がないことによる。

【0234】

lr および cs が境界に接近するとき上記式を境界に沿った式に平滑に変換する方法を必要とする。線形の内挿法を用いることができる。増設が高価似つくこれらデコーダにおいて典型的に用いられるプロセッサにおいて、優れた方策は新たな変数を lr および cs の最小値を定義することである。即ち、 30

% new-find the boundary parameter

bp=x;

if(bp>y)

bp=y;

end

bp に依存する新たな補正関数は、

for x=1:24

ax=2*pi*(46-x)/360;

front_boundary_tbl(x)=(cos(ax)-sin(ax))/(cos(ax)+sin(ax));

end 40

for x=25:46

ax=2*pi*(x-1)/360;

front_boundary_tbl(x)=(cos(ax)-sin(ax))/(cos(ax)+sin(ax));

end

従って、前記象限における LFL および LFR を下記のように定義する。

【0235】

$LFL = \cos(cs) / (\cos(cs) + \sin(cs)) - \text{front_boundary_table}(bp) + 0.41 * G(lr)$ (136)

$LFR = \sin(cs) / (\cos(cs) + \sin(cs)) + \text{front_boundary_table}(bp) + 0.41 * G(lr)$ 50

d a r y _ t a b l e (b p) (1 3 7)

c o s (c s) + s i n (c s) の補正に注目されたい。c o s (c s) をこの因数で除すとき、当該象限におけるドルビー・マトリックスと同じである関数 $1 - 0.5 * G(c s)$ を得る。

【0236】

右後方象限において、

$L F L = c o s (c s) / (c o s (c s) + s i n (c s))$
(1 3 8)

$L F R = s i n (c s) / (c o s (c s) + s i n (c s))$
(1 3 9)

10

図24は、左後方から見たときの左前方左マトリックス要素を示している。左ノ後方境界に沿った大きな補正に注目されたい。これは、指向が左方から後方へ進むとき前方左出力をゼロにする。この出力は、指向が全後方へ進むときゼロを維持する。しかし、 $l r = 0$ 軸に沿って、かつ右後方象限において、関数はドルビー・マトリックスと同じである。

【0237】

図25は、左前方右のマトリックス要素を示している。左方から後方の境界における大きなピークに注目されたい。これは、指向が左後方から全後方へ進むときLFLマトリックス要素に関して前方出力を当該境界に沿ってゼロに減じるように働く。再び $l r = 0$ 軸に沿って後方向にかつ後方右の象限において、マトリックス要素はドルビー・マトリックスと同じである。

20

【0238】

本発明の改善されたマトリックスの設計の主な設計目標の1つは、同時に存在する指向信号の方向の如何に拘わらず、デコードの入力に対して与えられる無指向の素材の所与の出力におけるラウドネスが一定でなければならないことである。先に述べたように、このことは、指向方向の如何に拘わらず、各出力に対するマトリックス要素の平方和が1でなければならないことを意味する。先に説明したように、この要件は、問題の出力の方向に強い指向があるときに緩和されねばならない。即ち、左前方出力に注目すると、指向が全左方へ進むとき、マトリックス要素の平方和が3dBだけ増加しなければならない。

【0239】

マトリックス要素の平方和の平方根をプロットすることによって、当該設計の成功を検証することができる。 30

【0240】

図26は、新規な設計を用いて、LFLおよびLFRの平方根の平均2乗和を示している。(このプロットでは、後方象限における $1 / (s i n (c s) + c o s (c s)$ 補正を削除し、従って、結果として得る和が正確にどのように1になるかを認めることができる。)左方向における3dBのピーク値と、信号が無指向から中央方向における 22.5 度へ進むときのやや小さいピーク値とに注目されたい。このピーク値は、前方半分の指向における左右の出力の緩やかなブーストの結果である。他の象限では、所期の設計におけるように、rms和が1に非常に近いことに注目されたい。マトリックス要素を生じるため用いた方法が近似法ではなく一致法がかなり良好であるので、後方左象限における値は1 40に等しくない。

【0241】

図27は、左後方から見た後方レベルへの補正を含むLFLおよびLFRの平方和の平方根を示している。右方軸への無指向(中間)は値1となり、中央の頂点は値 0.71 となり、後方の頂点は値 0.5 となり、左方の頂点は値 1.41 となる。中央軸に対して中間に沿ったピークに注目されたい。

【0242】

本発明が対処する次の関心事は、前方指向における後方マトリックス要素の値の補正である。

【0243】

50

Griesingerの1989年の米国特許第4,862,502号における後方マトリックス要素は、下記により与えられる。

【0244】

前方左象限に対しては、

$$LRL = 0.71 - 0.71 * G(lr) + 0.41 * 0.71 * G(cs) \\ (140)$$

$$LRR = -0.71 * G(lr) + 0.41 * 0.71 * G(cs) \\ (141)$$

後方左に対しては、

$$LRL = 0.71 - 0.71 * G(lr) + 0.41 * 0.71 * G(-cs) \\ (142)$$

$$LRR = 0.71 * G(lr) + 0.41 * 0.71 * G(-cs) \\ (143)$$

(紙面の右半分は同じであるが、LRLおよびLRRを切換える)

ドルビー・プロ・ロジックにおける後方マトリックス要素は、

前方左象限に対しては、

$$LRL = 0.71 - 0.71 * G(lr) + 0.41 * 0.71 * G(cs) \\ (144)$$

$$LRR = -0.71 * G(lr) + 0.41 * 0.71 * G(cs) \\ (145)$$

後方左に対しては、

$$LRL = 0.71 - 0.71 * G(lr) \\ (146)$$

$$LRR = 0.71 * G(lr) \\ (147)$$

(紙面の右半分は同じであるが、LRLおよびLRRを切換える)

ドルビー・プロ・ロジックにおけるサラウンド・レベルにおける小さな逸脱 - ドルビー要素が前方では同じであるが後方ではcsに依存するブーストは含まないことに注目されたい。この差は、実際に非常に重要である。上式は、これらデコーダが実際に用いられる方法をやや擬している。全てのマトリックス要素が比較的任意のスケールを有する。ほとんどの場合、当該要素は、あたかも1.41の最大値を有するかのよう提示される。実際には、技術的な理由から、マトリックス要素が1の最大値を持つように全て実質的にスケールされている。更に、デコーダが最終的に使用に供されるとき、ラウドスピーカに対する各出力の利得は、左方、中央、右方および後方の4つの主な方向から符号化されたデコーダへ信号が与えられるとき、聴取位置において音響出力が同じであるように調整される。実施において、このことは、デコーダの4つの出力が全指向条件下で等しくなるようにマトリックス要素の実際のレベルがスケールされることを意味する。

【0245】

ドルビー・デコーダにおける後方向におけるレベル・ブーストの欠如は、校正手順において後方出力の利得が他の出力に比して3dBだけ増加されることを意味する。実際に、実施されたドルビー・デコーダにおいては、

$$LRL = 1 - G(lr) \\ (148)$$

$$LRR = -1 \\ (149)$$

この差は小さなものではない。1つの方向に全指向が存在するとき前方要素が1の最大値を持つようにスケールされると、無指向条件の間、前記の1989年の米国特許からの要素が値0.71を有し、要素の平方和が値1を有することが判る。このことは、校正されたときドルビーの後方要素では真でない。LRLは、1の無指向値を有し、平方和は2、即ち1989年の米国特許の出力より3dBだけ高い。マトリックスが指向されないとき、校正手順が「ドルビー・サラウンド」パッシブ・マトリックスには対応しないマトリックスを生じる結果となることに注目されたい。このドルビー・サラウンド・パッシブ・マ

10

20

30

40

50

トリックスは、後方出力が値 $0.71 * (A_{in} + B_{in})$ を持つべきことを規定し、ドルビー・プロ・マトリックスはこの規定を満たさない。このような出力を共有する2つのスピーカある場合、各スピーカが3dBだけソフトになり、これがデコード入力が相関されないとき、全ての5つのスピーカに略々等しい音響出力を持たせる。前記の1989年の米国特許からのマトリックス要素が用いられるとき、同じ校正手順が、デコード入力が相関されないとき、3dB少ない後方からの音響出力を生じる結果となる。新規な設計における後方出力に対する要素は、出力が完全に指向される - 左右いずれかの側方あるいは完全に後方へ指向されるとき、ある形態のレベル・ブーストを含む。このため、当該要素は、指向されないときは、そのサラウンド・レベルに関して前記1989年の米国特許に従う。

10

【0246】

この問題の重要性を知るために、3つの構成要素、相関されない左右の成分および別の相関されない中央成分からなるデコードに対する入力があるときになにが起こるかについて考察しよう。

【0247】

$$A_{in} = L_{in} + 0.71 * C_{in} \quad (150)$$

$$B_{in} = R_{in} + 0.71 * C_{in} \quad (151)$$

A_{in} と B_{in} とがステレオで演奏されるとき、室内の音響出力は $L_{in}^2 + R_{in}^2 + C_{in}^2$ に比例する。3つの成分全てが略々等しい振幅を持つならば、左プラス右の成分に対する中央成分の比は1:2となる。

20

【0248】

当該デコードが、 L_{in} および R_{in} に対する C_{in} の出力比の如何に拘わらず、室内でステレオと略々同じ出力比で音響出力を再生することが望ましい。このことは数学的に表わすことができる。特に、他の全てのマトリックス要素が所与のままとするならば、等しい出力比の要件が cs 軸に沿った中央マトリックス要素の関数形態を規定することになる。マトリックスが完全に指向されるとき後方の音響出力が他の3つの出力より3dB少なくなるように、即ち、マトリックスの指向されない条件がドルビー・サラウンドと同じになるように校正されたドルビー・マトリックス要素を前提とするならば、中央マトリックス要素は図28および図29により示される形状を持たねばならない。

30

【0249】

図28において、ステレオと同じ音響出力比を前提として、かつ典型的に用いられるよりも後方において3dB少ない出力を持つドルビー・マトリックス要素を用いて、実線カーブが中央マトリックス値をdB単位の $cs + 1$ の関数として示している。点線カーブは、ドルビー・プロ・ロジックにおける中央マトリックス要素の実際の値である。実際の値が指向されない信号と完全に指向された信号に対する妥当な結果を与えるが、これらの値が中間においては約1.5dB低いことに注目されたい。

【0250】

同様に、図29においては、マトリックス要素に与えられるステレオに対する等しい出力比とドルビー・プロ・ロジックにおいて実際に用いられる校正とを前提として、実線カーブが中央マトリックス要素の値を示している。点線カーブは、ドルビー・プロ・ロジックにおける中央マトリックス要素の実際の値を示している。実際の値が全ての指向に対して3dB以上低いことに注目されたい。

40

【0251】

これら2つの図は、ミクサ技術者がしばしば心得るあること - 即ち、ドルビー・プロ・ロジック・システムにおける再生のため用意されるミックスがしばしばステレオにおける再生のため用意されるミックスより多くの中央ラウドネスを必要とし得ることを示す。反対に、ステレオに対して用意されるミックスは、ドルビー・プロ・ロジック・デコードにおいて再生されるとき音声の清澄感を失うことになる。皮肉なことに、このことは、前図の

50

指向されない条件と同じであるパッシブ・ドルビー・サラウンド・デコーダのは当てはまらない。

【 0 2 5 2 】

本発明はまた、以下に述べるように、2つの独立的な後方出力の生成をも含んでいる。

【 0 2 5 3 】

前記の1989年の米国特許の要素とドルビー要素の両方における主な問題は、唯一つの後方出力しかないことである。G r i e s i n g e r の1991年の米国特許第5, 136, 650号において示された開示が側方において2つの独立的出力を生じ、この米国特許における数式は1996年7月の米国特許出願第08/684, 948号の前方左象限に組み込まれていた。この象限における要素の目標は、同時に存在する指向されない素材 10 に対する左後方チャネルからの一部の出力を維持しながら左から中央へ指向された信号の出力を除去することであった。この目標を達成するため、L R Lマトリックス要素が下記の形態を持つと仮定した。

【 0 2 5 4 】

左前方象限に対しては、

$$L R L = 1 - G S (l r) - 0.5 * G (c s)$$

(1 5 2)

$$L R R = - 0.5 * G (c s) - G (l r)$$

(1 5 3)

明らかなように、これらマトリックス要素は、1989年のG r i e s i n g e r の米国 20 特許第4, 862, 502号のマトリックス要素と非常に似ているが、L R RにおけるG (l r) 項とL R LにおけるG (l r) 項が付加されている。G (l r) は、指向された信号が除去されつつあったとき一部の指向されない信号出力を生じるように、デコーダのB入力チャネルからの信号を左後方出力へ加えるために含まれた。左から中央へ移動する完全に指向された信号を含む信号出力があってはならない基準を用いて、関数G S (l r) について解を求めた。更に複雑な式が1991年の米国特許(第5, 136, 560号)に示されるが、G S (l r) に対する式がG ^ 2 (l r) に等しくなった。この2つの式は、同じであることを示すことができる。

【 0 2 5 5 】

1996年7月の米国特許出願においては、これら要素が指向されない素材に対する一定 30 のラウドネスに近づけるように(s i n (c s) + c o s (c s)) のブーストが与えられることによって補正される。右後方象限においては完全に良好であるが、補正は左前方象限ではそれほど良好ではない。

【 0 2 5 6 】

右前方象限に対しては、マトリックス要素は1989年の米国特許(第4, 862, 502号)に示されバージョン1.11デコーダにおいて実現された後方の要素と同じである。

【 0 2 5 7 】

左前方象限の諸問題は、先に述べたように、デコーダになったバージョン1.11において 40 実現されたマトリックス要素を用いて、L R LおよびL R Rの平方和の平方根を示す図30において示される。前方左象限において中間から左頂点への線に沿って3dBの窪みがあり、かつ左と中央間の境界に沿ってレベルにおける略々3dBのブーストがあることに注目されたい。後方象限における山の範囲については、後で論述する。この図面は、この射影では見えにくい面の中間における3dBの「TVマトリックス」の窪みを含んでいる。

【 0 2 5 8 】

第一に、c s = 0軸に沿って平方和における窪みについて考察する。この窪みは、L R R 50 においてG (l r) を使用するゆえに存在する。このような選択は、アナログ回路における構成を容易にするが、完全に不定である。理想的には、この式に関数G R (l r) があり、c s = 0軸に沿って一定であるL R LおよびL R Rの平方和を保持し、かつ左と中央

間の境界に沿って出力ゼロを保持するように $GS(1r)$ および $GR(1r)$ を選択することが望ましい。これは、行うことができる。また、マトリックス要素が $1r = 0$ に沿った右前方象限におけるマトリックス要素と同じであることを確認したい。このため、

$$LRL = \cos(cs) - GS(1r) \quad (154)$$

$$LRR = -\sin(cs) - GR(1r) \quad (155)$$

であるものと仮定する。

【0259】

前記平方和が $cs = 0$ 軸に沿って1であることが必要であり、従って

$$(1 - GS(1r))^2 + (GR(1r))^2 = 1 \quad (156)$$

であり、かつ出力は指向された信号に対して、あるいは t がゼロから45度に変化するとき、ゼロでなければならない。

【0260】

$$LRL * \cos(t) + LRR * \sin(t) = 0 \quad (157)$$

これら2つの式は、数値的に解くことができる GR および GS に対する難物な象限式を結果として得る。

【0261】

図31は、 $cs = 0$ 軸に沿った一定の出力レベルに対する GS および GR 、および左と中央間の境界に沿ったゼロ出力に対する数値解を示している。

【0262】

図示のような GS および GR を用いることが、所期のように $1r = 0$ 軸に沿った大きな改善をもたらす結果となる。しかし、左と中央間の境界に沿った平方和におけるピークが残る。実際の設計においては、このようなエラーを補償することはおそらくそれほど重要ではないが、下記の方策によってこのような補償を試みることができる。 $1r$ と cs に基づく新たに組合わせた変数に依存する係数だけ両方のマトリックス要素を除すことになる。新たな変数を $xymin$ と呼ぶ。(実際では、この除算は、以下に述べる係数の逆数による乗算で置換することができる。) $xymin$ を規定する手順(マトラブ表記法)は、

```
% find the minimum of x or y
xymin=x;
if(xymin>y)
    xymin=y;
end
if(xymin>23)
    xymin=23;
end
```

$xymin$ がゼロから22.5度まで変化することに注目されたい。これを4で乗じるならば、ゼロから90度に変化し、下記のように用いることができる。

【0263】

前方左象限においては、

$$LRL = (\cos(cs) - GS(1r)) / (1 + 0.29 * \sin(4 * xymin)) \quad (158)$$

$$LRR = (-\sin(cs) - GR(1r)) / (1 + 0.29 * \sin(4 * xymin)) \quad (159)$$

前方右象限においては、

$$LRL = \cos(cs) \quad (160)$$

$$LRR = -\sin(cs) \quad (161)$$

先の論文で説明されたように、これらの要素は「TVマトリックス」補正によって更に乗

10

20

30

40

50

じられ、これは指向が紙面の中間に近いとき振幅を低減する。TVマトリックスに対する補正を、 $tvcorr(|lr| + |cs|)$ と呼ぶ。 $tvcorr(|lr| + |cs|)$ は、ゼロin - 3dBであり、引き数が22.5度以上であるとき1である。

【0264】

図32は、GRおよびGSに対する新たな値を用いて、LRLおよびLRRの平方和の平方根を示している。この係数は、図32において、ゼロ指向を中心とする谷として示す。「TVマトリックス」補正により生成される谷を除いて、平方和は1に近くかつ連続的であることに注目されたい。

【0265】

本発明において、csが正面であるとき「TVマトリックス」補正がlrの絶対値のみに依存するように修正された。このことは、上面が正面における $lr = 0$ 軸に沿って0.71に止まらせることになる。この場合、TVマトリックスに対する補正は $tvcorr(|lr|)$ になる。 $tvcorr(|lr|)$ はゼロにおいて-3dBであり、引き数が22.5度以上であるとき1である。

【0266】

後方の指向中の後方のマトリックス要素については、図14ないし図16に関して先に論述した。1991年の米国特許(第5,136,650号)に示された後方マトリックス要素は、5チャンネル・デコーダに対しては適切なものでなく、Lexicon社のCP-3製品において発見的に修正された。1996年7月の米国特許出願(第08/684,948号)は、左後方象限の境界に沿ったこれら要素を得るため数学的手法を用いた。前掲の論文に記載されたように、当該手順は $lr = 0$ 軸および $cs = 0$ 軸に沿った不連続を結果として得た。デコーダ・バージョン1.11においては、これらの不連続はマトリックス要素に対する付加的な補正によって(ほとんど)修復され、これは指向境界に沿ったマトリックス要素の挙動を保存するものであった。LRR要素におけるソフトウェアのエラーが、LRL要素に対する $cs = 0$ 境界に沿った小さな不連続(図14および図15)として当該米国特許出願において先に示された。

【0267】

ここで述べる新たな要素に対しては、これらのエラーが、最初はLRLに対する $cs = 0$ 境界に沿って内挿法を用いることにより補正され、この場合、csがゼロであるとき値はGS(lr)の値に一致させられ、かつcsが後方に向けて負の方向に増加するとき前の数式により与えられる値まで平滑に増加する。新たなソフトウェアにおいて、LRRがGR(lr)に対して $cs = 0$ に沿って補間する。デコーダ・バージョン1.11においては、LRRがG(lr)に補間した。

【0268】

最初に、指向が中立であるかあるいは全右方および右後方間のどこかであるときの左後方左マトリックス要素と左後方右マトリックス要素について考察する。即ち、lrは0から-45度まで変化し得、csは0から-22.5度まで変化し得る。

【0269】

これらの条件下では、入力指向された成分は左出力から取除かれねばならず、指向が右方あるいは右後方へのときは後方左チャンネルからは出力があってはならない。

【0270】

1991年の米国特許(5,136,650)に示されたマトリックス要素は、この目標を達成している。これら要素は、指向されないラウドネスに対する $\sin(cs) + \cos(cs)$ を付加すると、4チャンネル・デコーダにおける後方マトリックス要素と実質的に同じものである。これが行われると、マトリックス要素は単純である。このような範囲にわたるcsの正弦および余弦に単に等しい2つの新たな関数を定義することになる。

【0271】

$LRL = \cos(-cs) = \sin(-cs)$ (162)

$LRR = \sin(-cs) = \sin(-cs)$

(1 6 3)

c s = 0 ないし - 2 2 . 5 の範囲にわたり L R L および L R R を完成するためには、「T V マトリックス」モードに対する利得の低減を加えねばならない。再び、「T V マトリックス」モードにおいて、指向が中立であるときは 3 d B より小さい出力であるが、指向が後方へ 2 2 . 5 度以上であるときは「ロジック 7」デコーダ・バージョンにおける値まで増加する出力を要する。この低減を | l r | および | c s | の和に感応させることによって、性能はやや改善される。K O R E H A、今日の設計において、和がゼロであるとき 3 d B だけ R R R および R R L の両要素を減じ、和が 2 2 . 5 度になるときはその元の値まで増加させることによって達成される。再び、かかる利得の変化の勾配は、R R R および R R L の両者が同じように変化させられる限り、比較的不定である。T V マトリックスに対する補正を t v c o r r (| l r | + | c s |) と呼ぶ。T v c o r r (| l r | + | c s |) は、ゼロのとき - 3 d B であり、引き数が 2 2 . 5 度以上であるとき 1 である。

【 0 2 7 2 】

$$L R L = \cos(-c s) * t v c o r r(|l r| + |c s|) = s r i(-c s) * t v c o r r(|l r| + |c s|)$$

(1 6 4)

$$L R R = \sin(-c s) * t v c o r r(|l r| + |c s|) = s r i c(-c s) * t v c o r r(|l r| + |c s|)$$

(1 6 5)

0 ないし 2 2 . 5 度の範囲にわたり s i n (x) に等しい新たな関数 s r i c (x) と、c o s (x) に等しい s r i (x) とを定義したことに注目されたい。これらの関数関数を左方の指向中に左後方マトリックス要素の定義において用いる。

【 0 2 7 3 】

次に、c s が - 2 2 . 5 度より大きくなると同じマトリックス要素について考察しよう。先に引用した G r i e s i n g e r の往時の A E S 論文および米国特許および米国特許出願において述べたように、L R L はこの範囲にわたって 1 位上に増加し、L R R はゼロに低減しなければならない。簡単な関数がこのことを達成する。

(c s が負であることを思い出されたい)

$$L R L = (\cos(45 + c s) + r b o o s t(-c s)) = (s r i(-c s) + r b o o s t(-c s))$$

(1 6 6)

$$L R R = \sin(45 + c s) = s r i c(-c s)$$

(1 6 7)

右方の指向中の左後方マトリックス要素が完成する。左後方左および左後方右の要素の挙動は更に複雑である。左後方左の要素は、l r が 4 5 度から 2 2 . 5 度あるいはゼロへ減じるとき、ゼロから最大値付近まで急激に増加しなければならない。1 9 9 6 年 1 1 月の米国特許補正出願に示されたマトリックス要素がこれを行うが、先に示したように、c s = 0 境界において連続の問題が存在する (図 1 5 参照) 。

【 0 2 7 4 】

デコーダ・バージョン 1 . 1 1 においては、1 つの変数と幾つかの条件項の関数を用いる解決法が見出された。先に引用した、G r i e s i n g e r の A E S 論文および米国特許出願において、境界の前方では L R L マトリックス要素が G S (l r) により与えられるので、c s = 0 境界における問題が生じる。後方では、A E S 論文により示された関数が同じ終端点を持つが、それらの間には相違がある。

【 0 2 7 5 】

A E S の論文における数学的方法が、範囲 2 2 . 5 < l r < 4 5 (t = 4 5 - l r であることを思い出されたい) にわたる左後方マトリックス要素に対する下式を提供する。

【 0 2 7 6 】

$$L R L = \cos(45 - l r) * \sin(4 * (45 - l r)) - \sin(45 - l r) * \cos(4 * (45 - l r))$$

= s r a (l r)

(1 6 8)

50

$LRR = -(\sin(45 - lr) * \sin(4 * (45 - lr)) + \cos(45 - lr) * \cos(4 * (45 - lr)))$

$= -srac(lr)$ (169)

$cs \leq 22.5$ ならば、 lr はやはり 0 から 45 まで変化し得る。AES 論文は、 lr が、AES 論文における図 6 に示されたような範囲 $0 < lr < 22.5$ を持つときに LRL および LRR を定義している。

【0277】

$LRL = \cos(lr) = sra(lr)$ (170)

$LRR = -\sin(lr) = -srac(lr)$

10

(171)

前記 2 つの関数 $sra(x)$ および $srac(x)$ は、 $0 < lr < 45$ に対して定義される。

【0278】

バージョン 1.11 デコーダにおいて、 $cs = 0$ 境界に跨がる不連続を固定するため下記の手法が用いられる。AES 論文において、 $cs = 0$ 付近では、 LRL および LRR がともに 1 つの変数の関数である。 $cs = 0$ 境界に沿った不連続の欠如を固定するために、 lr および cs の複合数の関数を加える。新たな変数は、 lr および cs 間の拘束差である $lr_bounded$ である。この変数の定義は、これを疑似 c (マトラブ) 形態で表わすほどに複雑である。

20

【0279】

$lr_bounded = lr - cs$; % find the difference

$if(lr_bounded < 0) \% \% \text{ only if } lr > cs$

$lr_bounded = 0$;

$if(45 - |cs| < lr_bounded) \% \text{ use the smaller of the two values}$

$lr_bounded = 45 - cs$;

$cs = 0$ であるとき、前の式間の差に等しい新たな関数を定義する。これは、 $rear_active_correct(lr_bounded)$ である。

【0280】

$0 < x < 45$ の場合、

30

$Rear_active_correct(x) = sra(x) - (1 - GLS(x))$ (172)

$LRL = (sri(cs) + sra(lr) - rear_active_correct(lr_bounded) - 1)$

$* tvcorr(|lr| + |cs|)$ (173)

この手法における重要点は、これが $lr < 22.5$ であるときに働くことであるが、 lr が更に大きいときはこれが働かない。バージョン 1.11 デコーダでは使用されなかったより優れた手法は、 LRR に対して用いられる補間法である。

【0281】

バージョン 1.11 デコーダの LRR 係数は、優れた手法を用いる。これにおいては、2 つの不連続が存在する。 $cs = 0$ 境界に沿って、後方における LRR は前方向に対する LRR と一致しなければならず、これは $cs = 0$ 境界に沿った $LRR = -G(lr)$ を示している。

40

【0282】

「ロジック 7」デコーダのバージョン 1.11 において用いられる選択 やや計算集約的であるが は、0 ないし 15 度の範囲にわたる cs の値に基く補間を用いることである。換言すれば、 cs がゼロであるとき、 LRR を見出すために $G(lr)$ を用いる。 cs が 15 度に増加するとき、 $srac(lr)$ の値に対して補間する。

【0283】

また、 $lr = 0$ に沿って不連続の可能性も存在する。 $cs_bounded$ を用いること

50

により見出される LRR に対する項を加えることによって、これを解くことができる。この項は、単に $sric(cs_bounded)$ である。この項は、 $lr = 0$ に跨がる連続を保証することになる。

【0284】

最初に、 $cs_bounded$ を定義する

```
cs_bounded=lr=cs;
if(cs_bounded<1) % this limits the maximum value
    cs_bounded=0;
end
```

```
if(45-|lr|<cs_bounded) % use the smaller of the two values
```

```
    cs_bounded=45-lr;
```

```
end
```

10

$cs = 0$ ないし 15 に対しては、

$$LRR = (-srac(lr) + (srac(lr) - G(lr)) * (15 - cs) / 15)$$

$$+ sric(cs_bounded)) * tvcorr(|lr| + |cs|);$$

$cs = 15$ ないし 22.5 に対しては、

$$LRR = (-srac(lr) + sric(cs_bounded)) * tvcorr(|lr| + |cs|);$$

本発明によるデコーダにおいて、 LRL は、 LRR に対するように、補間法によって計算される。 20

【0285】

$cs = 0$ ないし 15 に対しては、

$$LRL = ((sra(lr) + (sra(lr) - GS(lr)) * (15 - cs) / 15)$$

$$+ sri(-cs)) * tvcorr(|lr| + |cs|);$$

$cs = 15$ ないし 22.5 に対しては、

$$LRL = (sra(lr) + sri(-cs)) * tvcorr(|lr| + |cs|);$$

指向が左後方から全後方になるとき、後方のラウドネスに対する補正を付加して、要素は 30
前記 A E S 論文で示されたものに従う。

【0286】

$cs > 22.5$ 、 $lr < 22.5$ に対しては、

$$LRL = (sra(lr) + sri(cs) + rboost(cs))$$

$$(174)$$

$$LRR = -srac(lr) + sric(cs_bounded)$$

$$(175)$$

これは、左方の指向中 LRL および LRR のマトリックス要素を完成する。右方の指向に対する値は、定義において左方と右方をスワップすることによって見出すことができる。

【0287】

次に論議する改善は、本発明における中央マトリックス要素の構成である。

デコーダ・バージョン 1.11 における中央マトリックス要素は、前述の 1996 年 7 月の米国特許出願における中央要素との主な相違を有する。1989 年の米国特許およびドルビー・プロ・ロジックは、下記のマトリックス要素を有する。

【0288】

前方指向に対しては、

$$CL = 1 + 0.41 * G(cs) - G(lr)$$

$$(176)$$

$$CR = 1 + 0.41 * G(cs)$$

$$(17$$

$$7)$$

50

後方指向に対しては、

$$C L = 1 - G (l r)$$

(1 7 8)

$$C R = 1$$

(1 7 9)

マトリックス要素が左 / 右の軸に対する対称性を有するので、C L および C R をスワップすることにより、右方指向に対する C L および C R の値を見出すことができる。

【 0 2 8 9 】

図 3 3 は、3 次元でプロットされた 4 チャンネルおよびドルビー・プロ・ロジック・デコードの中央左 (C L) マトリックス要素を示している。これは、左右をスワップするならば、中央右マトリックス要素のグラフでもある。グラフの中間、および右頂点および後方頂点が値 1 を有する。中央頂点は、値 1 . 4 1 を有する。実施においては、この要素は最大値が 1 となるようにスケールされる。

10

【 0 2 9 0 】

1 9 9 6 年 7 月の米国特許出願においては、これらの要素は正弦および余弦によって置換される。即ち、

前方の指向に対しては、

$$C L = \cos (45 - l r) * \sin (2 * (45 - l r)) - \sin (45 - l r) * \cos (2 * (45 - l r)) + 0 . 4 1 * G (c s)$$

(1 8 0)

$$C R = \sin (45 - l r) * \sin (2 * (45 - l r)) + \cos (45 - l r) * \cos (2 * (45 - l r)) + 0 . 4 1 * G (c s)$$

(1 8 1)

20

これらの式は、決して実現されなかった。バージョン 1 . 1 1 の構成は、1 9 8 9 年の米国特許における指向に基いているが、異なるスケールリングを持ち、また c s の異なる関数を持つ。中央出力の指向されないレベルを減じることが重要であることを発見し、プロ・ロジック・レベルより 4 . 5 d B 小さい値が選択された。c s が部屋の中央へ増加するとき、ブースト関数 (0 . 4 1 * G (c s)) がマトリックス要素の値を再びプロ・ロジック値まで増加するように変更された。バージョン 1 . 1 1 のデコードにおけるブースト関数が比較的不定に選択された。

【 0 2 9 1 】

バージョン 1 . 1 1 において c s の新たなブースト関数が前のようにゼロで始まり、c s がゼロから 2 2 . 5 度になるとき C L および C R が 4 . 5 d B 増加するような方法で c s と共に増加する。バージョン 1 . 1 1 において、この増加は c s における増加の各 d B に対する一定数の d B である。この関数は、次の 2 0 度でマトリックス要素が更に 3 d B 増加し、次いで一定となるように勾配が変化する。このため、指向が「半分の前方」(8 d B、即ち 2 3 度) であるとき、新たなマトリックス要素が古いマトリックス要素の中立値に等しい。指向が前方へ移動し続けるとき、新たなマトリックス要素と古いマトリックス要素とが等しくなる。

30

【 0 2 9 2 】

このように中央チャンネルの出力は、指向が中立であるとき古い出力より 4 . 5 d B 小さいが、指向が完全に中央へのときは古い値まで増加する。図 3 3 は、ロジック 7 のデコード・バージョン 1 . 1 1 における中央左のマトリックス要素を示している。図 3 3 のプロットに対して、中間値および右左の頂点が 4 . 5 d B だけ低減したことに注目されたい。c s が増加するとき、中央は 2 つの勾配で値 1 . 4 1 まで増加する。

40

【 0 2 9 3 】

バージョン 1 . 1 1 において用いられた中央に対する解は最適ではない。実施におけるデコードにおけるかなりの実験が、なじみのある音楽録音の中央部分を示し、ステレオ (2 チャンネル) 再生とマトリックスを介する再生との間で切換えるとき、一部のフィルムにおける対話が聞こえなくなりがちである。更に、中央チャンネルがレベルにおいて変化するとき、前方スピーカから等距離にない聴取者は中央音声の移動の明瞭な場所が判る。この問題は、本文に示した新たなマトリックスの生成時に広く分析された。後で判るように、信

50

号が境界に沿って左から中央へあるいは右から中央へパンするときにも問題がある。上記の値では、パン途中で中央のスピーカからの出力が低すぎる。

【0294】

次に、新規な設計における中央チャンネルについて考察する。

中央チャンネル出力は、デコーダに対するA入力およびB入力から得られなければならない。マトリックス手法を用いて中央チャンネル出力からA入力またはB入力を取除くことは可能であるが、指向が左または右にバイアスされないとき、中央チャンネルは、ブーストであれカットであれある利得係数を持つA入力およびB入力の和を再生しなければならない。これはどれだけ大きくあるべきか？

この質問に対する回答は、左右の主出力の挙動に依存する。LFLおよびLFRに対して先に述べたマトリックス値は、指向が前方に動くとき、入力信号の中央成分を除去するように意図される。入力信号がステレオ幅制御のようななんらかの形式の交差ミクサで前方に符号化されたならば、先に示したマトリックス要素（1989年の米国特許第4,862,502号の要素、1996年7月の米国特許出願の要素、バージョン1.11のデコーダ要素、および本発明による新たな要素）は全てオリジナルの分離を完全に復元する。（csが略々22.5であるときのブースト・レベルを持つ）バージョン1.11要素もまたオリジナルの分離を復元する。

10

【0295】

しかし、デコーダに対する入力が相関されない中央チャンネルが付加された相関されない左右のチャンネルからなる。即ち、

20

$$A = L_{in} + 0.71 * C_{in} \quad (182)$$

$$B = R_{in} + 0.71 * C_{in} \quad (183)$$

従って、C_{in}のレベルがL_{in}およびR_{in}に対して増加するとき、デコーダのLおよびRの前方出力のC成分は、C_{in}がL_{in}およびR_{in}に比して大きくなければ、完全には除去されない。一般に、LおよびRの前方出力にC_{in}の一部が残る。聴取者はなにを聴くのか？

聴取者が聴くものを計算する2つの方法がある。聴取者が左、右および中央のスピーカから正確に等距離にあるならば、聴取者は各スピーカからの音圧の和を聴くことになる。このことは、3つの前方出力の和に等価である。これらの条件下では、中央スピーカの振幅の如何に拘わらず、左右のスピーカの中央成分のなんらかの低減が中央成分からの正味の音圧損失を招く結果となることを示すのは容易である。これは、中央スピーカ信号がつねにAとBの入力の和から得られるゆえであり、その振幅が増加するとき、L_{in}信号およびR_{in}信号の振幅がC_{in}信号の振幅と共に増加しなければならない。

30

【0296】

しかし、聴取者が各スピーカから等距離になれば、聴取者は、3つの前方出力の平方和に等価である各スピーカからの音響出力の和を更に聴きがちである。実際に、拡散した聴取は、実際には、全てのスピーカの出力和が実は重要であることを示し、従ってデコーダの全ての出力の平方和について考察しなければならない。

40

【0297】

マトリックスを設計することを欲するならば、ステレオ再生とマトリックス再生間で切換えを行うときL_{in}、R_{in}およびC_{in}の振幅の比が保持され、中央出力からのC_{in}成分の音響出力が左右の出力からのその音響出力における低減、および後方出力におけるその低減に正確に比例して増加しなければならない。これ以上の問題は、左右の前方出力が先に述べたレベルのブーストを有することである。このことは、比を一定に保持するため中央がやや大きくなることを必要とすることになる。このような要件は、音響出力に対する1組の式で表わすことができる。これらの式は、中央スピーカを必要とする利得関数について解くことができる。

【0298】

50

種々の条件におけるドルビー・プロ・ロジック・デコーダに対するエネルギー関係を示すグラフを先に示した。ドルビー・プロ・ロジック・デコーダは最適ではない。新規なデコーダに対しても同じことである。

【0299】

図35において、指向が前方に向けて増加するとき入力信号の中央成分のエネルギーが前方3チャンネルにおいて保持されるならば、実線カーブが新たなLFLおよびLFRに対して要求される中央の減衰を示している。点線カーブは、標準的デコーダに対する中央値を示している。

【0300】

実線カーブで判るように、中央チャンネルのレベルにおいて必要な増加が非常に急で、この増加は指向値のdB当たりの振幅の多くのdBである。振幅におけるこのような急な変化は、実際に耳に聞こえる。また、広く普及したレコーディングにおける中央チャンネル情報の相対的な均衡はよく保持されるが、中央スピーカ近くに立つと、レベルの急激な変化が煩わしいことがある。更に、中央チャンネルのラウドネスが極値である。このカーブを調べて中央のばらんすが優れたものであることは判ったが、前方の音響ステージは中央ラウドスピーカが独占し左右の分離が最小であった。

【0301】

優れた解決法がある。図35に示される中央の減衰が、LFLおよびLFRに対して予め与えられたマトリックス要素を前提として得られる。異なる要素を用いるとどうなるか？特に、左右の前方出力から中央成分を除去することに積極的である必要があるか？

聴取テストは、バージョン1.11デコーダ要素が中央成分の除去に無用に積極的であることを示している。音響的には、デコーダ要素がそうであることは必要ない。これら要素から除去されたエネルギーは、中央ラウドスピーカへ与えられねばならない。このエネルギーを除去しなければ、このエネルギーは左右の前方スピーカから入り、音場は類似する。このトリックは、左右のスピーカにおける中央出力と中央スピーカにおける中央出力との間の均衡を達成することである。

【0302】

csがlr=0軸に沿って増加するとき、中央出力におけるレベルの増加に対する比較的ゆるやかな関数を最初に選定することによって、最適なシステムを生成する。従って、室内の音場におけるCin成分の出力を一定に保持するため左右の前方出力において必要であるレベルの低減について解決することができる。

【0303】

中央チャンネルがGriesingerの1989年のデコーダ(米国特許第4,862,502号)におけるレベルより4.5dB低く、即ち、-7.5dBの合計減衰レベルが低減されるものとしよう。これは、係数0.42である。

【0304】

前方指向の場合は、

$$CL = 0.42 - 0.42 * G(lr) + GC(cs) \quad (184)$$

$$CR = 0.42 + GC(cs) \quad (185)$$

後方指向の場合は、

$$CL = 0.42 - 0.42 * G(lr) \quad (186)$$

$$CR = 0.42 \quad (187)$$

幾つかの関数がGC(cs)に対して試みられた。以下に示す関数は、度単位の角度csに関して規定され、試行錯誤によって得られた。

【0305】

マトラブ表記法においては、

```

center__max=0.65;
center__rate=0.75;
center__max2=1;
center__rate2=0.3;
center__rate3=0.1;
if(cs<12)
    gc(cs+1)=0.42*104*(db*center__rate/(20));
    tmp=gc(cs+1);
elseif(cs<30)
    gc(cs+1)=tmp*104((cs-11)*center__rate3/(20));
    if(gc(cs+1)>center__max)
        gc(cs+1)=center__max;
    end
else
    gc(cs+1)=center__max*104((cs-29)*center__rate2/(20));
    if(gc(cs+1)>center__max2)
        gc(cs+1)=center__max2;
    end
end
end

```

10

この関数は、実線カーブとして図36にプロットされる。

20

【0306】

LFL、LRLおよびLRRに対する関数を仮定するならば、LFRに対して必要な関数について解くことができる。左右の出力におけるCin成分が低減すべき比について解き、次いでこのような低減比を提供するマトリックス要素を設計することを欲する。これらのマトリックス要素もまた、LinおよびRin成分のあるブーストを与えなければならず、かつ中央に対する右の境界と同様に、中央に対する左の境界においてその時の形状を持たなければならない。

【0307】

下記のことを仮定する、即ち、

$$\begin{aligned}
 LFL &= GP(cs) & (188) \\
 LFR &= GF(cs) & (189) \\
 CL &= 0.42 - 0.42 * G(lr) + GC(cs) & (190) \\
 CR &= 0.42 + GC(cs) & (191)
 \end{aligned}$$

30

前方左右のスピーカからの出力は、下式により与えられる。即ち、

$$PLR = (GP^2 + GF^2) * (Lin^2 + Rin^2) + (GP - GF)^2 * Cin^2 \quad (192)$$

中央スピーカからの出力は、

$$PC = GC^2 * (Lin^2 + Rin^2) + 2 * GC^2 * Cin^2 \quad (193)$$

40

後方スピーカからの出力は、使用するマトリックス要素に依存する。前方の指向中後方チャンネルが3dBだけ減衰されること、およびLRLがcos(cs)でありLRRがsin(cs)であることを前提としよう。従って、1つのスピーカからは、

$$PREAR = (0.71 * (cos(cs) * (Lin + 0.71 * Cin) - sin(cs) * (Rin + 0.71 * Cin)))^2 \quad (194)$$

Lin²およびRin²が略々等しいものとする、2つのスピーカの場合、

$$PREAR = 0.5 * Cin^2 * ((cos(cs) - sin(cs))^2 + Lin^2) \quad (195)$$

50

全てのスピーカからの総合出力は、 $P L R + P C + P R E A R$ となり、このため、
 $P T = (G P^2 + G C^2 + G C^2) * (L i n^2 + R i n^2) + ((G P - G F)^2 + 2 * G C^2) * C i n^2 + P R E A R$
 (196)

従って、 $L i n$ および $R i n$ に対する $C i n$ 出力の比は、(等しい $L i n^2$ および $R i n^2$ を仮定して)、

$$\begin{aligned} R A T I O &= ((G P^2 + G F^2 + G C^2) * (L i n^2 + R i n^2) + ((G P - G F)^2 \\ &+ 2 * G C^2) * C i n^2 + P R E A R) / P R E A R \\ &= ((g p(c s) - g f(c s))^2 + 2 * g c(c s)^2 + 0.5 * (\cos(c s) - \sin(c s))^2) * C i n^2 / \\ &2 * (g p(c s)^2 + g c(c s)^2 + g f(c s)^2 + 1) * L i n^2 \\ &= (C i n^2 / L i n^2) * ((g p(c s) - g f(c s))^2 + 2 * (g c(c s)^2) + 0.5 * (\cos(c s) - \sin(c s))^2) / 2 * (g p(c s)^2 + g c(c s)^2 + g f(c s)^2 + 1) \end{aligned} \quad 10$$

(197)

通常のスtereoの場合、 $G C = 0$ 、 $G P = 1$ および $G F = 0$ である、従って、 $L R$ に対する中央の出力比は、

$$R A T I O = (C i n^2 / L i n^2) * 0.5 \quad (198) \quad 20$$

この比が、望ましいアクティブ・マトリックスに対する $C i n^2 / L i n^2$ の値の如何に拘わらず一定であるならば、

$$\begin{aligned} &((g p(c s) - g f(c s))^2 - 2 * g c(c s)^2) + 0.5 * (\cos(c s) - \sin(c s))^2 \\ &= (g p(c s)^2 + g c(c s)^2 + g f(c s)^2) - 0.5 \end{aligned}$$

(199)

式(199)は、数値的に解くことができる。 $G C$ 値を上のとおり、かつ $G P = L F L$ を前のとおり仮定すると、図36は、実線カーブにおける $G F$ に対して結果として得る値、即ち、 $\sin(c s) * \text{corr1}$ (前の $L F R$ 要素)を鎖線カーブで、 $\sin(c s)$ を点線カーブで示している。 $c s$ が30度に達するまで $G F$ がゼロに近いままであり、その後急激に増加することに注目されたい。実施において、鎖線と点線のカーブのように0.71の値に達するように $G F$ を30度をこえて任意に増加させる。これにより、強い指向の間左右における中央チャンネルの完全な取り消しを生じる。また、 $G F$ は、境界に沿って前の値へ平滑に補間しなければならない。これらのカーブは全て実際に負の符号を有する。

【0308】

$c s$ がゼロから中央へ増加するとき、 $G F$ は $l r = 0$ 軸に沿った $L F R$ マトリックス要素の形状を生じる。このような挙動を前の $L F R$ 要素の挙動に混合させる方法を必要とし、これは左と中央の間ならびに右から中央までの境界に沿って保持されねばならない。 $c s$ 22.5度であるときこれを行う方法は、 $G F$ と $\sin(c s)$ 間の差関数を定義することである。次いで、この関数を色々な方法で制限する。

【0309】

マトラブ法では、

```

gf_diff=sin(cs)-gf(cf);
c s = 0 : 4 5 の場合は、
    if(gf_diff(cs)>sin(cs))
        gf_diff(cs)=sin(cs);
    end
    if(gf_diff(cs)<0)
        gf_diff(cs)=0;
    end
end
% find the bounded c/s
    if(y<24)
        bcs=y-(x-1);
        if(bcs<1) % this limits the maximum value
            bcs=1;
        end
    else
        bcs=47-y-(x-1);
        if(bcs<1) %>46)
            bcs=1; %46;
        end
    end
end

```

10

20

L F R 要素は次のように書くことができる。

```

【 0 3 1 0 】
% this neat trick does an interpolation to the boundary
% the cost, of course, is a divide!!!
if(y<23) % this is the easy way for half the region
    lfr3d(47-x,47-y)=-sin_tbl(y)+gf_diff(bcs);
else
    tmp=((47-y-x)/(47-y))*gf_diff(y);
    lfr3d(47-x,47-y)=-sin_tbl(y)+tmp;
end

```

30

g f _ d i f f の符号が上式では正であることに注目されたい。このため、g f _ d i f f が s i n (c s) の値を打ち消し、要素の値を l r = 0 軸の最初の部分に沿ってゼロに低減させる。

【 0 3 1 1 】

図 3 7 は、l r = 0 軸に沿って中央レベルに対する補正を含む左中央右 (L F R) マトリックス要素を示している。この値が紙面の中間においてゼロであり (指向がない)、c s が l r = 0 軸に沿って 2 2 . 5 度まで増加するときゼロのままであることを注目されたい。次いで、この値は、左から中央へおよび右から中央への境界に沿って前の値に一致するように降下する。

40

【 0 3 1 2 】

次に、中央の出力におけるパンにおけるエラーについて考察する。

図 3 8 は、新たな中央のブースト関数 G C (c s) を持つ中央左方 (C L) のマトリックス要素を示している。左と中央間の境界に沿ってパンするための補正に注目されたい。

【 0 3 1 3 】

代わって、(このように書けば) 新たな中央の関数

C L = 0 . 4 2 - 0 . 4 2 * G (l r) + G C (c s)
(2 0 0)

C R = 0 . 4 2 + G C (c s) (2 0 1)

は、l r = 0 軸に沿って良好に挙動するが、左と中央間、および右と中央間の境界に沿っ

50

てパンのエラーを生じる。前述の1996年7月の米国特許出願における値は、左方の境界に沿った $\cos(2 * cs)$ の平滑関数を提示しており、これが左と中央間の平滑なパンの動きを生じる。新たな中央関数にこの境界に沿った同様な挙動を持たせたい。

【0314】

(マトラプ法における) $xymin$ なる別の関数を加えることによりうまくいくだろうマトリックス要素に対する補正を行うことができる。即ち、

$center_fix_tbl = 0.8 * (corr1 - 1);$

$CL = 0.42 - 0.42 * GC(cs) + center_fix_table(xym$
 $in)$

$CR = 0.42 + GC(cs) + center_fix_table(xym$
 $in)$

10

図39は、中央出力と左出力のレベルを中央から左への信号パンとして示している。補正により中央のパン動作が、完全ではないが、左出力の逆数に適正に近いことに注目されたい。(cs軸における値が反転される)

次に、先に述べた式およびアルゴリズムにより定義されたデコーダにより正しく動作するように設計される新規な5チャンネル・エンコーダ(「ロジック7」と呼ぶ)について考察する。

【0315】

当該エンコーダに対して2つの主な目標がある。第一に、5.1チャンネル・テープを符号化されたバージョンを本発明によるロジック7デコーダによって復号することを可能にするように符号化することができねばならない。第二に、符号化された出力はステレオ互換でなければならない。即ち、同じ素材のマニュアル2チャンネル・ミックスにできるだけ近い音でなければならない。このようなステレオ互換性における1つの要因は、標準的なステレオ・システムにおいて演奏されたとき、エンコーダの出力が元の5チャンネル・ミックスにおける各音源に対して同じに感じられるラウドネスを生じなければならないことである。ステレオにおける音源の明瞭な位置もまた、5チャンネルのオリジナルにおける前記の明瞭な位置にできるだけ近くなければならない。

20

【0316】

ドイツ国ミュンヘンにおける放送技術協会(IRT)との論議において、先に述べたようなステレオ信号のステレオ互換性の目標がエンコーダの1つの調整では満たし得ないことが明らかになった。全てのチャンネルが等しいフォアグラウンドの重要性を有する5チャンネル録音が、先に述べたように符号化されねばならない。このようなエンコーディングは、エネルギーが保存されるようにサラウンド・チャンネルがエンコーダの出力に混合されることを必要とする。即ち、エンコーダNO出力における全エネルギーは、どの入力も駆動されているかに拘わらず同じでなければならない。この手法は、楽器が全て5つのラウドスピーカに割当てられたほとんどのフィルム・ソースおよび5チャンネルの音楽ソースを含むことになる。このような音楽ソースは今日では一般的でないが、これらのソースが将来において一般的になるということが発明者の見解である。しかし、フォアグラウンドの楽器が前方の3チャンネルにおかれる音楽の録音は、後方のチャンネルにおける主な反響により、異なるエンコーディング技術を必要とする。

30

【0317】

IRTその他における一連のテストの後、サラウンド・チャンネルが他のチャンネルより3dB低い出力で混合されたとき、このような形式の音楽録音がステレオ互換な形態で良好に符号化されたものと結論された。このような3dBのレベルがヨーロッパにおけるサラウンド・エンコーディングに対する規格として採用されたが、この規格は、他のサラウンド・レベルを特別な目的に用いることができることを規定する。後で判るように、この新規なエンコーダは、サラウンド・チャンネルにおける強い信号を検出するアクティブ回路を含んでいる。このような信号が偶発的に存在するとき、エンコーダは全サラウンド・レベルを用いる。サラウンド入力が前方チャンネルに比して連続的に-6dB以下ならば、サラウンド利得はヨーロッパ規格に対応するように徐々に3dB下げられる。

40

【0318】

50

ミュンヘンにおける I R T によるテストにおいて、特定のテープが A E S 論文（プリプリント第 4 4 0 2 号）に記載されたエンコーダによって不正に符号化されたことが発見された。このテープにおける問題を解決するため新規なアーキテクチャが開発された。この特定のテープのエンコーディングは限界的に改善されたに過ぎなかったが、新規なエンコーダは広範な難しい素材においてその性能が優れている。元のエンコーダは、最初はパッシブ・エンコーダとして開発され、種々の入力信号を用いてかなり良好に動作した。この新たなエンコーダは、パッシブ・モードにおいても動作するが、主としてアクティブ・エンコーダ（即ち、エンコーディングがその入力に与えられた信号の種類に依存するもの）として動作するよう意図される。アクティブ回路は、設計における幾つかの小さな誤りを正すものである。しかし、アクティブな補正によらずとも、性能は先に述べたエンコーダの性能より優れている。

10

【0319】

広範囲なリスニングの後、最初のエンコーダにおける幾つかの小さな問題が発見された。多くはあるが全てでないこれらの問題が新規なエンコーダにおいて対処された。例えば、ステレオ信号がエンコーダの前方と後方の両入力に対して同時に印加されるとき、結果として得るエンコーダ出力は前方に対して過度にバイアスされる。新規なエンコーダは、後方バイアスを僅かに増すことによってこのような効果を補償する。同様に、フィルムが実質的なサラウンド内容で符号化されるとき、中央チャンネルにおける対話の信号出力を減じようとする正味の後方バイアスが存在することを発見した。このことは、対話の了解度が特に重要であるフィルムにおいては重要であり得る。新規なエンコーダは、エンコーダに対する中央チャンネル入力を僅かにこれらの条件以下で上げることによってこのような効果を補償する。

20

【0320】

図 40 に概略ブロック図に示される新規なエンコーダは、減衰器 302 における中央減衰関数 f_{cn} が 0.71 即ち -3 dB に等しいことを前提として、左、中央および右のチャンネルを以前の設計と同じように、かつドルビー・エンコーダと同じように取扱う。

【0321】

図 10 および図 11 に示されたエンコーダの従前の設計によれば、左（L）、中央（C）および右（R）の信号がエンコーダ回路の入力端子 50、52 および 54 へそれぞれ与えられる。左側方（LS）および右側方（RS）の信号は、入力端子 62 および 64 へそれぞれ与えられる。（5+1 ミックスにおける低周波効果に対する）更に他の信号 LFE は、新たな入力端子 370 へ印加される。C 信号および LFE 信号は、減衰器 / 利得要素 372、374 をそれぞれ通り、ここで C が係数 f_{cn} だけ、LFE が係数 2.0 だけ増幅される。これらの信号は、加算回路 278、282 の両方へそれぞれ印加される。信号 L は加算回路 278 へ直接印加され、信号 R は加算回路 282 へ同様に印加される。サラウンド信号もまた。これらの加算回路へ印加されるが、実際よりも複雑に見えるある操作後にのみ印加される。サラウンド・チャンネル減衰器 376、378、380 および 382 においては、関数 $f_c()$ および $f_s()$ が、（移相要素 234 および 246 を介して）前方チャンネルに対して（移相器 286 および 288 を介して進む）90 度の位相のずれで経路へ、あるいは相対的な位相のずれなしに経路へ、サラウンド・チャンネルを指向させる。基本的なエンコーダにおいては、 f_c は 1 であり f_s はゼロであり、その結果アクティブな経路は 90 度の移相器を介する。このため、信号 LS は変化されずにブロック 376 を介して減衰器 396 へ進み、ここで信号が係数 0.91 で乗じられ、次いで加算器 406 へ進み、ここで信号は利得 - c_{rx} を有する減衰器 404 からの交差結合された信号 RS と混合される。 c_{rx} の値は、典型的に 0.38 である。この値は、各サラウンド・チャンネルに対する負の交差フィード量を制御する。次にこの信号は、90 度の移相器 234 と加算器 276 とを経て進み、ここで移相器 286 から前記加算器への他の信号と混合され、「A」信号として出力端子 44 へ進む。従前のエンコーダにおけるように、サラウンド・チャンネルの 1 つに対して唯一つの入力があるとき、端子 44 および 46 における出力 A および B はそれぞれ -0.38 および 0.91 の振幅を有し、この振幅は後方に対する 2

30

40

50

2.5度の指向角度を生じる結果となる。

【0322】

端子64へ印加される信号RSは、同様に、1の利得を持つ減衰器382を経て反転要素400へ進み、次いでLSチャンネルに対するような0.91の利得を持つ減衰器402を経て進む。この信号は、次に、加算器408において-crx未修正の信号RSに加算される。LSチャンネルにおけるように、当該信号は、90度移相要素246を経て進み、その後加算要素280へ進む。信号R、CおよびLEEは、加算回路282における組合わせの後、移相要素288を介して加算器280へ進み、ここでこれら信号は移相されたRS信号および交差フィードされたLS信号と混合されて端子46に「B」出力信号を与える。

10

【0323】

通常、端子44および46における出力信号のそれぞれにおいて、0.38および0.91の平方和が1であるとき、出力レベルが1である。

【0324】

唯一つのチャンネルが駆動されるときはエンコーダの出力は単純であるが、両方のサラウンド入力と同時に駆動されるときは問題となる。フィルムにおける一般的な慣例である、入力LSおよびRSを同じ信号で駆動するならば、加算ノードにおける全ての信号が同相となり、従って出力における合計レベルは $0.38 + 0.91$ 、即ち1.29である。この出力は、係数1.29即ち2.2dBだけ強すぎる。アクティブな回路（図示しないが、デコーダにおけるアクティブな回路に類似する）は、このような状況が起きるとき、即ち、2つのサラウンド・チャンネルが振幅において類似し同相であるとき、利得を2.2dB係数だけ減じるためエンコーダに含まれる。

20

【0325】

2つのサラウンド入力レベルにおいて等しく位相が異なるときに、別のエラーが生じる。この場合、2つの減衰係数が差し引かれ、その結果出力レベルは $0.91 - 0.38$ 、即ち0.53となる。この信号は、低減したレベルにおいて中央方向信号として復号する。従前のエンコーダは、これらの条件下で指向されない信号を低減し、これは妥当である。後方の入力端子へ印加された信号が中央に指向される信号を生じる結果となることは妥当でない。このため、アクティブな回路（図示しないが、デコーダにおける回路と類似する）は、2つの後方チャンネルがレベルにおいて類似するが位相は逆であるとき値fsを増加する。後方経路と後方チャンネルに対して移相された経路の双方を混合する結果として、出力チャンネルAおよびB間に90度の位相差が生じ、これは望ましい結果である指向されない信号を表わす。

30

【0326】

ミュンヘンのIRTにおける論議では、ヨーロッパ刺激信号のサラウンド・エンコーダが存在することが注目された。このエンコーダは、2つのサラウンド・チャンネルを単に3dBだけ減衰して、これらチャンネルを前方チャンネルへ追加する。このため、左後方チャンネルが3dB減衰され、左前方チャンネルへ追加される。このエンコーダは、多チャンネル・フィルム音響を、あるいはサラウンド・チャンネルに割当てられた特定の楽器を有する録音をエンコーディングするとき、多くの欠点を有する。これらの楽器のラウドネスおよび方向がともに不適正に符号化されることになる。しかし、このエンコーダは、古典音楽ではむしろ良好に働き、この場合、2つのサラウンド・チャンネルが主として反響である。ステレオ互換性エンコーディングを生じるように、聴取テストにより3dBの減衰が慎重に選定された。古典音楽が符号化されつつあったとき本発明の新規なエンコーダもまた当該3dBの減衰を含むべきこと、およびエンコーダにおける前方チャンネルおよびサラウンド・チャンネルの相対的レベルを監視することによりこの条件の検出が可能であることが結論された。

40

【0327】

従って、サラウンド・チャンネルにおける関数fcの主な機能は、サラウンド・チャンネルが前方チャンネルよりもはるかにソフトであるとき、出力ミックスにおけるサラウンド・チャ

50

ネルのレベルを 3 d B だけ減じることである。前方および後方のレベルを比較するデコーダにおける回路に類似する回路が提供され、後方が 3 d B だけ少ないとき、値 f_c は 3 d B の最大値に減じられる。後方チャンネルが前方チャンネルより 8 d B だけ少ないとき、この最大 3 d B の減衰に達する。当該アクティブ回路は良好に働くように見える、これは、新規なエンコーダを古典音楽用のヨーロッパ規格エンコーダと互換可能にする。しかし、後方チャンネルにおいて強くすべき楽器が全レベルで符号化される。

【0328】

サラウンド・チャンネルに対して経路を混合する実際の係数の別の機能がある。この経路もまた、加算回路 278 および 282 へ印加される前に、減衰器 378 および 380 を介して、交差フィード要素 384 および 386 を経て主信号経路における 0.91 の減衰要素 388 および 390 を有する反対側のチャンネルにおける加算器 392 および 394 へ進むことに注目されたい。音響が左前方入力から左後方入力へ移動するとき、アクティブな回路（図示せず）がこれらの入力におけるレベルを比較し、これら信号が振幅および位相において類似することを検出し、これらの条件下では、 f_s は 1 に増加されるが f_c はゼロへ低減される。エンコーディングにおける実際の係数へのこのような変化は、この種のパンの更に正確なエンコーディングを生じる結果となる。実際には、この機能はおそらくは必須ではないが、エレガントな精練のように見える。

10

【0329】

従って、要約すれば、アクティブな回路は、それぞれの側における前方チャンネルと後方チャンネル間のレベルと位相とを比較し、前方チャンネルと後方チャンネルにおける相対的エネルギーを比較する要素を含む。これらの回路は、対数比検出器の形態で容易に実現され、当業者にはよく知られる。

20

【0330】

これらの検出器からの出力に従って、これらアクティブな回路は、

1. 信号が同相であるとき、サラウンド・チャンネルのレベルを 2.2 d B だけ低減し、
2. 2 つの後方チャンネルが位相が異なるとき指向されない条件を生じるのに十分に、後方チャンネルに対する実際の係数混合経路を増加し、
3. サラウンド・レベルが前方チャンネルよりはるかに少ない（- 8 d B）とき、サラウンド・チャンネルのレベルを 3 d B まで低減し、
4. 後方チャンネルのレベルが前方チャンネルに類似するとき、後方チャンネルのレベルと負の位相を増加し、
5. 音源が前方入力から対応する後方入力へパンするとき、サラウンド・チャンネル・ミックスに実際の係数を使用させる。

30

【0331】

エンコーダに対する更なる改善が、2 つの前方チャンネルが位相が異なるときエンコーダがデコーダをして音を現在におけるように後方に置かせないよう前方チャンネルに対する特徴を含むことが多いが、このような条件を検出して符号化される出力を指向されないように見せることになる（即ち、チャンネル A およびチャンネル B 間の象限の位相のずれが生じる結果となる。）

本発明の望ましい実施の形態について本文に記述し図示したが、他の多くの可能な実施の形態が存在し、本発明の趣旨から逸脱することのないこれらおよび他の修正および変更は当業者には明らかであろう。

40

図面の簡単な説明

発明の新規な特徴と信じられる特性は、頭書の特許請求の範囲に記載される。本発明自体ならびに本発明の他の特徴および利点は、添付図面に関して実施の形態の以降の詳細な記述を参照することにより最もよく理解されよう。

【0332】

【図1】

従来技術によるパッシブ・マトリックス・ドルビー・サラウンド・デコーダのブロック図である。

50

【 0 3 3 3 】

【 図 2 】

従来技術による標準的ドルビー・マトリックス・エンコーダのブロック図である。

【 0 3 3 4 】

【 図 3 】

本発明による離散的 5 チャンネル・サウンドトラックのドルビー・マトリックスと比肩するエンコーディングを生じるための 5 チャンネル・エンコーダの概略ブロック図である。

【 0 3 3 5 】

【 図 4 】

本発明によるデコーダの 5 チャンネルの実施の形態を示すブロック図である。

10

【 0 3 3 6 】

【 図 5 】

5 a および 5 b は、図 4 の回路において使用される典型的な移相器に対する詳細図を示す。

【 0 3 3 7 】

【 図 6 】

6 a ないし 6 e は、図 4 のデコーダにおける種々の信号間の関係を示す図である。

【 0 3 3 8 】

【 図 7 】

本発明によるアクティブ・エンコーダのブロック図である。

20

【 0 3 3 9 】

【 図 8 】

図 9 の位相補正回路において用いられる l_s / r_s 信号の生成のための位相感応検出回路を示す図である。

【 0 3 4 0 】

【 図 9 】

制御信号 l_s / r_s と指向角度 θ_{ls} 間の関係を示すグラフを含むパッシブ符号化映画のサウンドトラックの最適な復号のための図 4 のデコーダに先立ち加えられる入力位相補正回路を示すグラフである。

【 0 3 4 1 】

30

【 図 10 】

制御信号 r_s / l_s に対する指向角度 θ_{rs} のグラフを含む本発明による簡単なアクティブ・エンコーダを示すブロック図である。

【 0 3 4 2 】

【 図 11 】

本発明による、強い指向性の前方信号に対する増幅補償と同時の側方入力に対する良好な分離を有するアクティブ・マトリックス・エンコーダを示すブロック図である。

【 0 3 4 3 】

【 図 12 】

12 a ないし 12 c は、図 11 の左側からエンコーダにおける左側へ指向が移動するとき、前方象限の指向に対する G_L 、 G_C および G_R 信号、および左 - 左 (L_L) および左 - 右 (L_R) のマトリックス要素の変動を示すグラフである。

40

【 0 3 4 4 】

【 図 13 】

図 4 のデコーダおよびその 7 チャンネル変更例へ印加されるとき、左と中心間に指向される信号に対して他が変化するとき、制御信号 l / r および c / s のそれぞれの最大許容値を示すグラフである。

【 0 3 4 5 】

【 図 14 】

左の頂点付近の不連続を示す図 4 の汎用タイプのデコーダのバージョン 1 . 1 1 における

50

左後方の左 (L R L) マトリックス要素の値を示すグラフである。

【 0 3 4 6 】

【 図 1 5 】

$l_r = 0$ に沿った後方における不連続を示すデコーダのバージョン 1 . 1 1 の左後方の右 (L R R) マトリックス要素を示す同様なグラフである。

【 0 3 4 7 】

【 図 1 6 】

実際に実現された図 1 4 における欠損マトリックス要素と対照されたデコーダ・バージョン 1 . 1 1 において意図されたときの L R L マトリックス要素を示すグラフである。

【 0 3 4 8 】

【 図 1 7 】

米国特許第 4 , 8 6 2 , 5 0 2 号からの左前方の左 (L F L) マトリックス要素と最大値が 1 であるようにスケールされたドルビー・プロ・ロジックを示す同様なグラフである。

【 0 3 4 9 】

【 図 1 8 】

米国特許第 4 , 8 6 2 , 5 0 2 号からの左前方の右 (L F R) マトリックス要素と最小値および最大値が $\pm 0 . 5$ であるように、 $0 . 7 1$ でスケールされたドルビー・プロ・ロジックを示す同様なグラフである。

【 0 3 5 0 】

【 図 1 9 】

後方向の特性が中心方向の特性と同じである、左へ向けられず値 1 に対して 3 d B だけ増加し、中心あるいは後方へ向けられず値 0 . 5 に対して 3 d B だけ低減する間、値が右へ向けられない軸に沿った $0 . 7 1$ において一定であることを示す、最大値が 1 であるようにスケールされた米国特許第 4 , 8 6 2 , 5 0 2 号からの L F L および L F R の 2 乗の和の平方根を示すグラフである。

【 0 3 5 1 】

【 図 2 0 】

最大値が 1 であるようにスケールされた前の米国特許出願第 0 8 / 7 4 2 , 4 6 0 号からの L F L および L F R マトリックス要素の和の平方根を示し、面の右半分全体における $0 . 7 1$ の一定値と左の頂点に向けて緩やかな増加を示す同様なグラフである。

【 0 3 5 2 】

【 図 2 1 】

指向が中心へ移動するときのブーストが $l_r = 0$ に沿ってかつ左から中心境界に沿って印加され、指向が後方へ移動するときのレベルにおける低下もを示す、デコーダ・バージョン 1 . 1 1 における左前方の左 (L F L) マトリックス要素を示す同様なグラフである。

【 0 3 5 3 】

【 図 2 2 】

左から中心境界に沿って、ならびに中心から右境界に沿って正しい振幅を有する左前方の左マトリックス (L F L) 要素を示す同様なグラフである。

【 0 3 5 4 】

【 図 2 3 】

僅かな欠点が 2 2 . 5 度における点がないためである、左と最後部間の後方境界に沿って L F L および L F R の挙動を示すグラフである。

【 0 3 5 5 】

【 図 2 4 】

指向が最後部へ進むとき出力がゼロのままであるが $l_r = 0$ に沿ってかつ右後方の象限において関数がドルビー・マトリックスと同じである、左から左後方へ指向が移動するとき前方左出力をゼロにする左後方境界に沿って大きな補正を示す左後方から見た左前方左 (L F L) マトリックス要素を示すグラフである。

【 0 3 5 6 】

10

20

30

40

50

【図 25】

指向が左から最後部へ移動するとき L F L マトリックス要素に関して左から後方の境界における大きなピークが前記境界に沿って前方出力をゼロまで低減し、かつ再び $l_r = 0$ に沿って後方向に低減するよう働き、後方右象限ではマトリックス要素がドルビー・マトリックスと同じである、左前方右 (L F R) マトリックス要素を示す同様なグラフである。

【0357】

【図 26】

本発明による L F L および L F R の平方根平均 2 乗和を示すグラフである。

【0358】

【図 27】

左後方から見た後方レベルに対する補正を含む L F L および L F R の 2 乗和の平方根を示し、右へ指向されない (中間の) 軸が値 1 を持ち、中心頂点が値 0 . 7 1 を持ち、後方頂点が値 0 . 5 を持ち、左頂点が値 1 . 4 1 を持つことを示し、かつ中間から中心軸に沿ったピークを示すグラフである。

【0359】

【図 28】

ステレオと同じ音響出力比を前提とし典型的に用いられるより後方で 3 d B 少ない出力を持つドルビー・マトリックス要素を用いて、d B 単位の C S の関数としての中心マトリックス値を実線カーブとして示し、をプロ・ロジックにおける中心マトリックス要素の実際値を点線カーブとしてこの実際値が指向されない信号および完全に指向される信号に対する妥当な結果を生じるがこれら値が中間において約 1 . 5 d B 低すぎることを示すグラフである。

【0360】

【図 29】

ドルビー・プロ・ロジックにおいて実際に用いられるマトリックス要素および校正が与えられるとステレオに等しい出力比を前提として、中心マトリックス要素の値を実線カーブとして、かつプロ・ロジックにおける中心マトリックス要素の実際の値を点線カーブとして同様に示し、実際の値が全ての指向に対して 3 d B 以上低いことを示すグラフである。

【0361】

【図 30】

デコーダ・バージョン 1 . 1 1 において実現された要素を用いて、前方左象限で中間から左頂点への線に沿って 3 d B の弛みがあり、かつ左と中心間の境界に沿ってレベルにおいて約 3 d B のブーストがあることを示す L R F および L R R の平方和の平方根を示し、かつこの時の射影では見にくい面の中心に 3 d B の「T V マトリックス」の弛みを含む後方象限における「高い範囲」を示すグラフである。

【0362】

【図 31】

c s = 0 軸に沿った一定出力レベルおよび左と中心間の境界に沿ったゼロの出力に対する G S および G R に対する数値分解能を示すグラフである。

【0363】

【図 32】

本発明による G R および G S に対する値を用いて L R L および L R R の平方和の平方根をそれぞれ示し、「T V マトリックス」補正により生じる谷部を除いて平方和が 1 に近くかつその後続くことを示すグラフである。

【0364】

【図 33】

左右が反対であるならば中心右 (C R) のマトリックス要素のグラフでもある、4 チャネル・デコーダ (および、プロ・ロジック・デコーダ) の中心左 (C L) マトリックス要素を同様に示し、グラフの中間と右および後方の頂点とが値 1 を持ち、中心頂点は値 1 . 4 1 を持つが実際にはこの要素が最大値が 1 であるようにスケールされることを示すグラフ

10

20

30

40

50

である。

【 0 3 6 5 】

【 図 3 4 】

中間値と右および後方の頂点とが 4 . 5 d B だけ減じられ、その結果 c s が増加するとき中心が 2 つの勾配で値 1 . 4 1 に増加するデコーダ・バージョン 1 . 1 1 における中心左マトリックス要素を比較のため示すグラフである。

【 0 3 6 6 】

【 図 3 5 】

指向が前方に増加するとき入力信号の中心成分のエネルギーが前方の 3 チャンネルで保持されるならば、本発明による L F L および L F R の値に対して必要となる中心の減衰を実線カーブとして示し、かつ標準的デコーダに対する中心値を点線カーブとして示すグラフである。

10

【 0 3 6 7 】

【 図 3 6 】

本発明による中心減衰 G C により一定のエネルギー比に対して必要となる G F 値を実線カーブとして示し、かつ点線カーブが $\sin(c s)$ を示すが、 $\sin(c s) * \text{corr1}$ (前の L F R 要素) の値を点線カーブとして示し、c s が 3 0 度に達するまで G F がゼロに近く次いで急激に増加することを示すグラフである。

【 0 3 6 8 】

【 図 3 7 】

l r = 0 軸に沿って中心レベルに対する補正を持つ左前方右 (L F R) マトリックス要素を示し、面の中間において値がゼロであり (指向がない) かつ c s が l r = 0 軸に沿って 2 2 . 5 度まで増加するときはゼロのままであり、左から中心および右から中心への境界に沿って前の値と一致するようオフとなることを示すグラフである。

20

【 0 3 6 9 】

【 図 3 8 】

本発明による付加される中心ブースト関数を持つ中心左 (C L) マトリックス波長をそれぞれ示し、かつ左と中心間の境界に沿ったパンの補正をも示すグラフである。

【 0 3 7 0 】

【 図 3 9 】

補正により中心のパン動作が、完全ではないが、左出力の逆数 (c s 軸における値が逆) に妥当に近いことを示す中心から左への信号パンとして中心の出力と左の出力のレベルを示すグラフである。

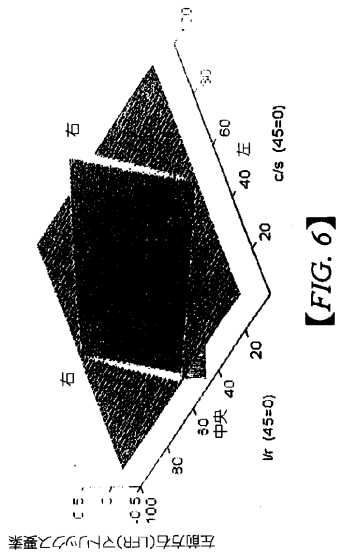
30

【 0 3 7 1 】

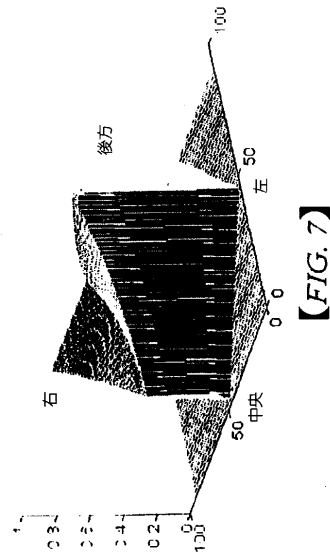
【 図 4 0 】

本発明によるアクティブ・エンコーダを示すブロック図である。

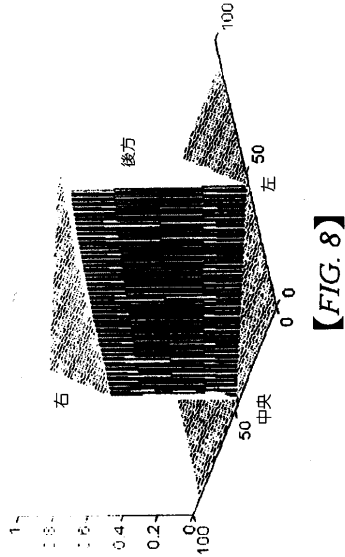
【図 6】



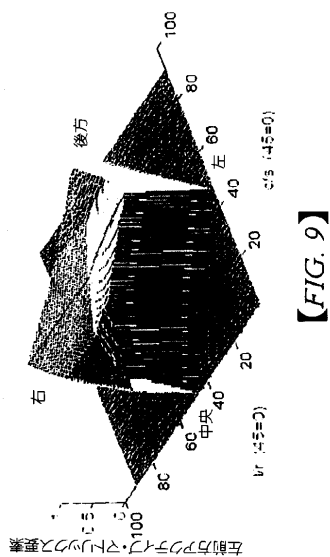
【図 7】



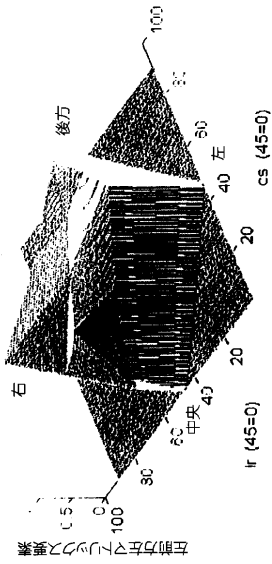
【図 8】



【図 9】

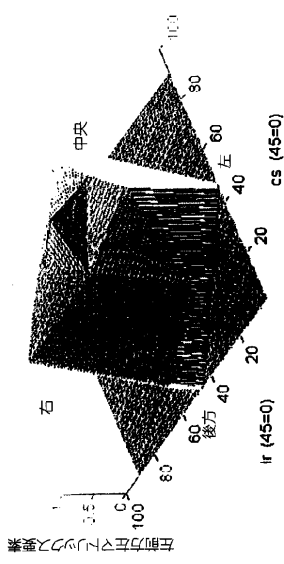


【図 10】



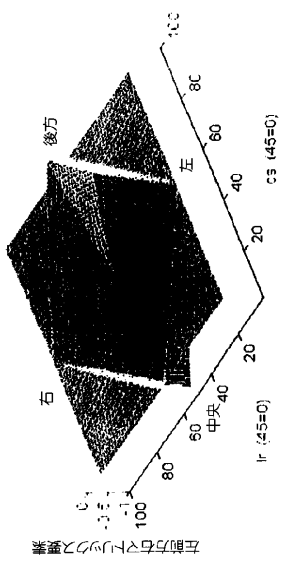
【FIG. 10】

【図 12】



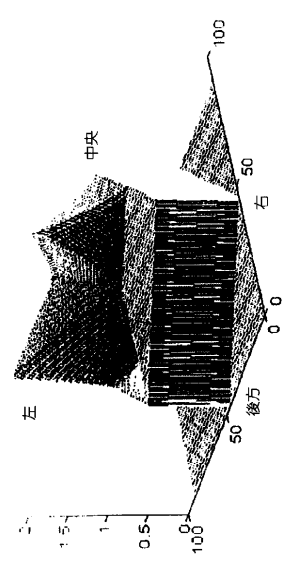
【FIG. 12】

【図 13】



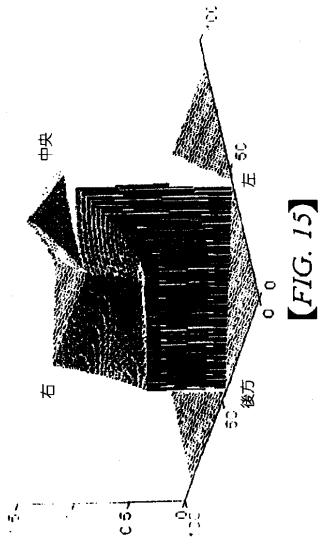
【FIG. 13】

【図 14】

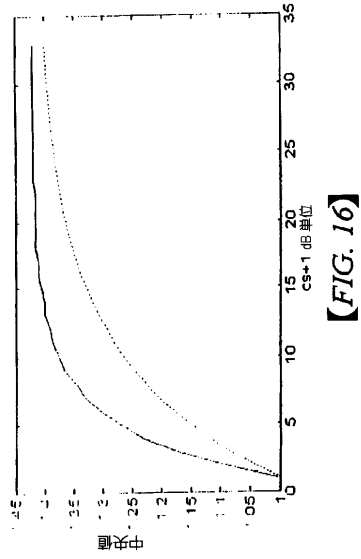


【FIG. 14】

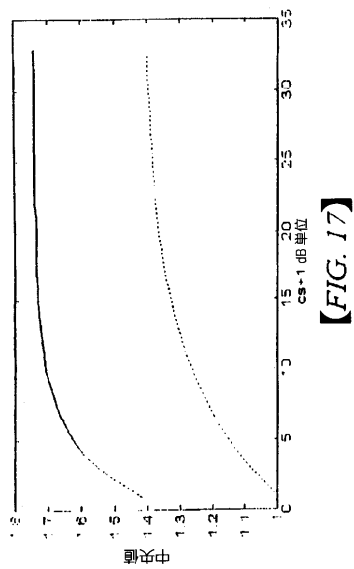
【図 15】



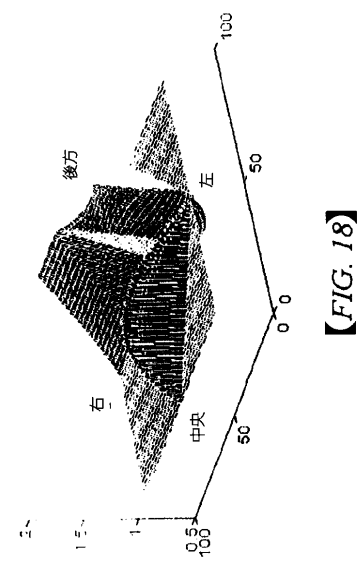
【図 16】



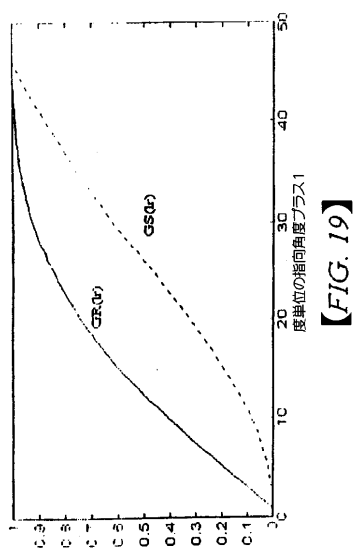
【図 17】



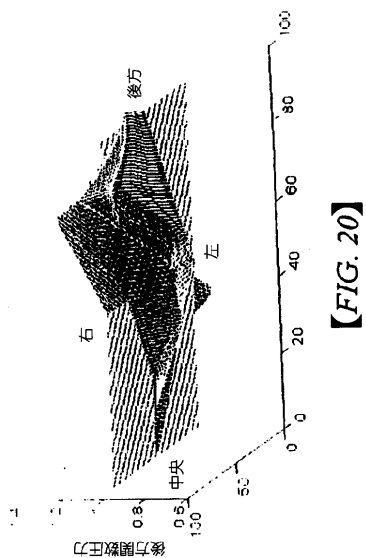
【図 18】



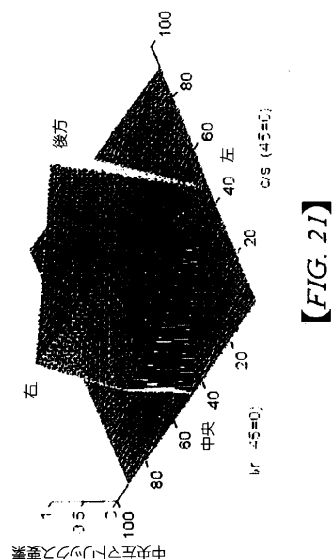
【 図 1 9 】



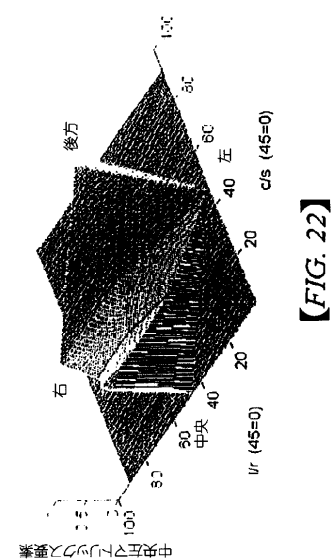
【 図 2 0 】



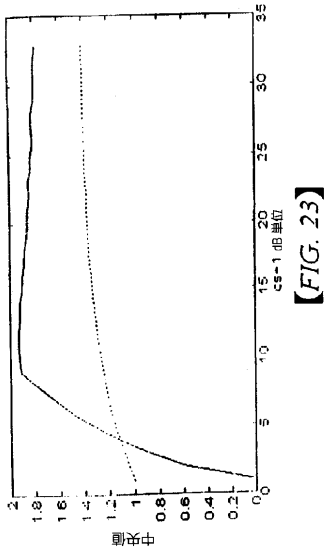
【 図 2 1 】



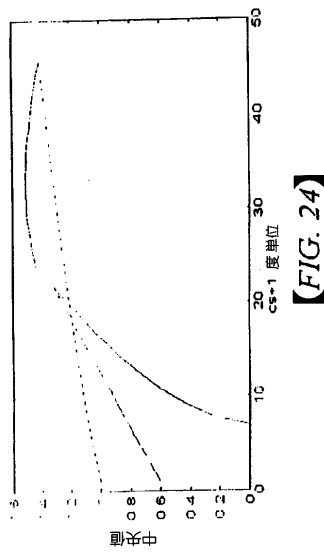
【 図 2 2 】



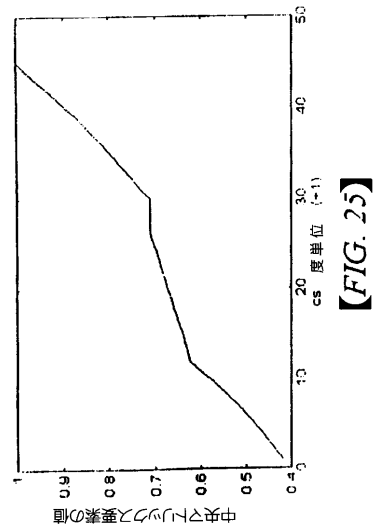
【図 23】



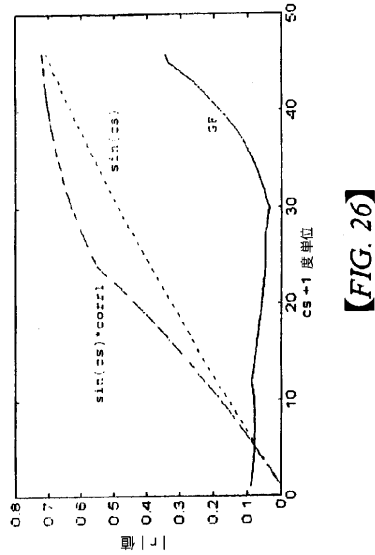
【図 24】



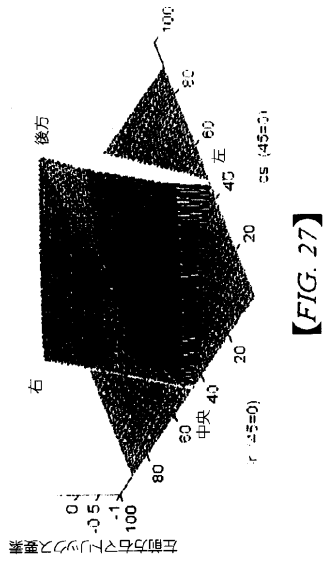
【図 25】



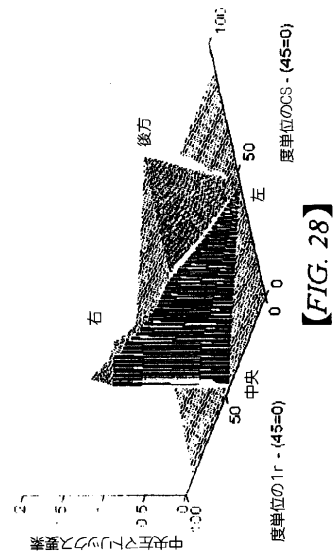
【図 26】



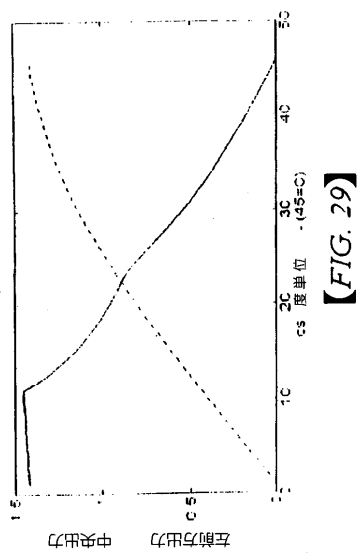
【図 27】



【図 28】



【図 29】



【国際公開パンフレット】

PCT

WORLD INTELLECTUAL PROPERTY ORGANIZATION
International Bureau

INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

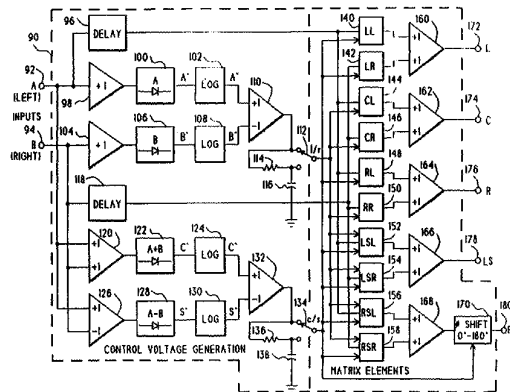
(51) International Patent Classification ⁶ : H04R 5/00		A1	(11) International Publication Number: WO 99/12386
(21) International Application Number: PCT/US98/18390		(43) International Publication Date: 11 March 1999 (11.03.99)	
(22) International Filing Date: 3 September 1998 (03.09.98)		(81) Designated States: AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN, YU, ZW, ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, SD, SZ, UG, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).	
(30) Priority Data: 60/058,169 5 September 1997 (05.09.97) US Not furnished 3 September 1998 (03.09.98) US		Published With international search report. Before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of the receipt of amendments.	
(71)(72) Applicant and Inventor: GRIESINGER, David, H. [US/US]; 23 Bellevue Avenue, Cambridge, MA 02140 (US).			
(74) Agents: MCCOMBS, David, L. et al.; Haynes and Boone, L.L.P., 3100 NationsBank Plaza, 901 Main Street, Dallas, TX 75202-3789 (US).			

(54) Title: 5-2-5 MATRIX ENCODER AND DECODER SYSTEM

(57) Abstract

A sound reproduction system for converting stereo signals on two input channels (92, 94), at least one signal component being directionally encoded and correlated and at least one signal component that is not directionally encoded and uncorrelated in the two input channels, into signals for several output channels, including decoding apparatus (90) for enhancing the correlated component of the input signals in the desired direction and reducing the strength of such signals in channels not associated with the encoded direction, while preserving the separation between the respective left and right output channels (172, 176) and the total energy of the uncorrelated component of the input channels in each output channel, such that

instruments recorded on the right input channel stay on the right side of the output channels and the instruments recorded on the left stay on the left side, and the apparent loudness of all the instruments stays the same regardless of the direction of the directionally encoded component of the input signals, and encoding means to encode five input channels so they will encode with correct direction and level in decoders according to the invention, and in decoders according to the current film standard.



FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

AL	Albania	ES	Spain	LS	Lesotho	SI	Slovenia
AM	Armenia	FI	Finland	LT	Lithuania	SK	Slovakia
AT	Austria	FR	France	LU	Luxembourg	SN	Senegal
AU	Australia	GA	Gabon	LV	Latvia	SW	Swaziland
AZ	Azerbaijan	GB	United Kingdom	MC	Monaco	TD	Chad
BA	Bosnia and Herzegovina	GE	Georgia	MD	Republic of Moldova	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagascar	TJ	Tajikistan
BE	Belgium	GN	Guinea	MK	The former Yugoslav	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Greece		Republic of Macedonia	TR	Turkey
BG	Bulgaria	HU	Hungary	ML	Mali	TT	Trinidad and Tobago
BJ	Benin	IE	Ireland	MN	Mongolia	UA	Ukraine
BR	Brazil	IL	Israel	MR	Mauritania	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Iceland	MW	Malawi	US	United States of America
CA	Canada	IT	Italy	MX	Mexico	UZ	Uzbekistan
CF	Central African Republic	JP	Japan	NE	Niger	VN	Viet Nam
CG	Congo	KE	Kenya	NL	Netherlands	YU	Yugoslavia
CH	Switzerland	KG	Kyrgyzstan	NO	Norway	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Democratic People's	NZ	New Zealand		
CM	Cameroon		Republic of Korea	PL	Poland		
CN	China	KR	Republic of Korea	PT	Portugal		
CU	Cuba	KZ	Kazakhstan	RO	Romania		
CZ	Czech Republic	LC	Saint Lucia	RU	Russian Federation		
DE	Germany	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DK	Denmark	LK	Sri Lanka	SE	Sweden		
EE	Estonia	LR	Liberia	SG	Singapore		

WO 99/12386

PCT/US98/18390

5-2-5 MATRIX ENCODER AND DECODER SYSTEMCross-Reference to Related Applications

This application is based upon the U.S. Provisional Patent Application No. 60/058,169, entitled "5-2-5 Matrix Encoder and Decoder System," filed September 5, 1997, which is a continuation-in-part of U. S. Patent Application No. 08/742,460 entitled "Multichannel Active Matrix Encoder and Decoder with Maximum Lateral Separation," filed November 1, 1996, which is a continuation-in-part of U.S. Patent Application No. 08/684,948, entitled "Multichannel Active Matrix Sound Reproduction with Maximum Lateral Separation," filed July 19, 1996.

Field of the Invention

This invention relates to sound reproduction systems involving the decoding of a stereophonic pair of input audio signals into a multiplicity of output signals for reproduction after suitable amplification through a like plurality of loudspeakers arranged to surround a listener.

More particularly, the invention concerns an improved set of design criteria and their solution to create a decoding matrix having optimum psychoacoustic performance, with high separation between left and right components of the stereo signals while maintaining non-directionally encoded components at a constant acoustic level regardless of the direction of directionally encoded components of the input audio signals.

Additionally, this invention relates to the encoding of multi-channel sound onto two channels for reproduction by decoders according to the invention. In particular, it relates to improved matrixing coefficients for a 5-2-5 matrix encoder and decoder system.

Background of the Invention

Apparatus for decoding a stereophonic pair of left and right input audio signals into a multiplicity of output signals is commonly referred to as a surround sound decoder or processor. Surround sound decoders work by combining the left and right input audio signals in different proportions to produce the multiplicity N

WO 99/12386

PCT/US98/18390

of output signals. The various combinations of the input audio signals may be mathematically described in terms of a N row by 2 column matrix, in which there are $2N$ coefficients each relating the proportion of either left or right input audio signals contained in a particular output signal.

5 The matrix coefficients may be fixed, in which case the matrix is called passive, or they may vary in time in a manner defined by one or more control signals, in which case the matrix is described as active. The coefficients in a decoding matrix may be real or complex. Complex coefficients in practice involve the use of precise phase quadrature networks, which are expensive, and therefore most recent surround sound decoders do not include them, so that all of the
10 matrix coefficients are real. In the bulk of the work described in this patent application, the matrix elements are also real. Real coefficients are inexpensive and will optimally decode a five channel film encoded with the active encoder described in this patent.

15 However, real coefficients are not optimal when decoding a film encoded from a five channel original using a passive encoder such as the one described in this application, and are also not optimal when decoding a film made with the standard four channel encoder of the prior art. A modification to the decoder design which will optimally decode such films is also described. Although the
20 description is of a phase corrector to the inputs of the decoder, the correction could also be accomplished by making the matrix elements complex.

 In a passive matrix, which is defined as a matrix in which the coefficients are constant, such as the Dolby Surround matrix, several ideal properties are achieved by suitable choice of the coefficients. These properties include the
25 following:

 Signals encoded with a standard encoder will be reproduced by a passive matrix decoder with equal loudness regardless of their encoded direction.

 Signals where there is no specific encoded direction, such as music that has been recorded so that the two inputs to the decoder have no correlation, that is,
30 decorrelated signals, will be reproduced with equal loudness in all output

WO 99/12386

PCT/US98/18390

channels.

When the input signals are a combination of a directionally encoded component and a decorrelated component there is no change in either the loudness or the apparent separation of the decorrelated component as the encoded direction of the directionally encoded component changes.

A disadvantage of passive decoders is that the separation of both directional and decorrelated components of the input signals is not optimal. For example, a signal intended to come from front center is also reproduced in the left and right front output channels usually with a level difference of only 3dB. Therefore, most modern decoders employ some variation of the matrix coefficients with the apparent direction of the predominant sound source, that is, they are active rather than passive.

In the original Dolby Surround decoder format, only one rear channel output is provided, which typically is reproduced on more than one loudspeaker, all such loudspeakers being driven in parallel, so that there is no left-right separation in the rear channels. However, there is high separation between signals that are encoded in opposite directions.

Previous patents have described many aspects of active matrix surround sound decoders for conversion of a stereophonic audio signal pair into multiple output signals. The prior art describes how the apparent direction of a directionally encoded signal component can be determined from the logarithm of the ratio of the amplitudes of the component in the left and right channels of the stereophonic pair, along with the logarithm of the ratio between the sum of these amplitudes and the difference therebetween. This art will be assumed in this patent application, along with a great deal of art which pertains to smoothing the directional control signals thus or otherwise derived. We assume that these two directional control signals exist in a usable form. For the purposes of this invention, these directional control signals can be possibly derived from directional information recorded on a subchannel of a digital audio signal.

This invention concerns the use to which these directional control signals

WO 99/12386

PCT/US98/18390

are put in controlling an active matrix which takes the signals on the two inputs and distributes them to a number of output channels in appropriately varying proportions dependent upon the directional control signals.

A simple example of such a matrix is given by Scheiber in U. S. Patent No. 3,959,590. Another matrix in common use is that of Mandell, described in U. S. Patent No. 5,046,098. A matrix with four outputs is described in detail in Griesinger, U.S. Patent No. 4,862,502, and a complete mathematical description of this matrix, along with a mathematical description of a six output matrix, is given in Griesinger, U. S. Patent No. 5,136,650. A different six output matrix is described in Fosgate, U. S. Patent No. 5,307,415. All of these prior matrices distribute the input audio signals among the various outputs under control of the directional control signals as described above.

Each of these matrices is constructed somewhat differently, but in each case each output is formed by a sum of the two input signals, each input signal having been first multiplied by a coefficient. Thus each matrix in the prior art can be completely specified by knowing the value of two coefficients for each output and how these coefficients vary as a function of the directional control signals which provide directional information as described above. These two coefficients are the matrix elements of a N by 2 matrix, where N is the number of output channels, which completely specifies the character of the decoder. In most prior art these matrix elements are not explicitly stated, but can be inferred from the descriptions given. In a particular embodiment they can also be easily measured.

Griesinger, U. S. Patent No. 5,136,650, issued August 4, 1992, gives the complete functional dependence of each matrix element on the directional control signals.

Since the above-referenced Griesinger patent issued, the film industry has developed a "five plus one" discrete sound standard. Many theater movie releases and some home releases are made with soundtracks comprising five separate full bandwidth audio channels, namely center, left front, right front, left rear, and right rear, with a reduced bandwidth sixth audio channel intended for very low

WO 99/12386

PCT/US98/18390

frequency effects. Reproduction of such soundtracks requires special digital hardware to demultiplex and decompress the audio tracks into the 5+1 output channels. However, there is a very large selection of previously released film prints and videos which employ a two channel soundtrack matrix encoded format, both analog and digital. Such soundtracks are encoded during the mixing process using a standardized four channel to two channel encoder.

While earlier work by Griesinger and others has described the outputs of the decoder in terms of a complicated sum of various signals: the input signals, their sum and their difference, and the same four signals after passing through variable gain amplifiers controlled by the directional control signals, it is possible to collect the terms of each output that are related to a particular input and thereby to describe the matrix completely in closed form, so that the decoder can be realized either in digital or analog hardware components.

In a standard film decoder, a boost is applied to the front channels when a strongly steered signal such as dialog is present. This upsets the balance between such signals and background effects or music, relative to the balance between such signals in the discrete 5 channel movie theater system. An improved active encoder described herein is needed to correct the balance between the strongly steered front signals and music. There is also a need to improve both encoder and decoder performance in regard to left side and right side signals. A further improvement in the decoder is to limit the effects of abrupt changes in the directional control signals to provide better dynamic response to rapid changes therein.

In addition, the present invention constitutes further improvements to the decoder of the previous Griesinger U. S. Patent Applications referenced above.

Summary of the Invention

The present invention is concerned with realization of the active matrix having certain properties which optimize its psychoacoustic performance.

The invention is a surround sound decoder having variable matrix values so constructed as to reduce directionally encoded audio components in outputs which

WO 99/12386

PCT/US98/18390

are not directly involved in reproducing them in the intended direction; enhance directionally encoded audio components in the outputs which are directly involved in reproducing them in the intended direction so as to maintain constant total power for such signals; while preserving high separation between the left and right channel components of non-directional signals regardless of the steering signals; and maintaining the loudness defined as the total audio power level of non-directional signals effectively constant whether or not directionally encoded signals are present and regardless of their intended direction if present.

In a preferred embodiment, a surround sound decoder is provided for redistributing a pair of left and right audio input signals including directionally encoded and non-directional components into a plurality of output channels for reproduction through loudspeakers surrounding a listening area, and incorporating circuitry for determining the directional content of the left and right audio signals and generating therefrom at least a left-right steering signal and center-surround steering signal.

The decoder includes delay circuitry for delaying each of the left and right audio input signals to provide delayed left and right audio signals; a plurality of multipliers equal to twice the number of output channels, organized in pairs, a first element of each pair receiving the delayed left audio signal and a second element receiving the delayed right audio signal, each of the multipliers multiplying its input audio signal by a variable matrix coefficient to provide an output signal; the variable matrix coefficient being controlled by one or both of the steering signals. A plurality of summing devices are provided, one for each of the plurality of output channels, with each of the summers receiving the output signals of a pair of the multipliers and producing at its output one of the plurality of output signals. The decoder has the variable matrix values so constructed as to reduce directionally encoded audio components in outputs which are not directly involved in reproducing them in the intended direction; and so constructed to enhance directionally encoded audio components in the outputs which are directly involved in reproducing them in the intended direction so as to maintain constant

WO 99/12386

PCT/US98/18390

total power for such signals; while preserving high separation between the left and right channel components of non-directional signals regardless of the steering signals; and so constructed to maintain the loudness defined as the total audio power level of non-directional signals effectively constant whether or not

5 directionally encoded signals are present and regardless of their intended direction if present.

This invention also includes improved active encoder embodiments which correct the balance between strongly steered front signals and decorrelated music signals due to the boost of front signals which occurs in a standard film decoder, and which also increase the separation between encoder outputs when
10 uncorrelated left and right side inputs are presented to the encoder. It also encompasses modified performance in the film decoder specifications with regard to left or right side encoded signals. A further improvement in the decoder relates to the effects of abrupt changes in the directional control signals and limits the
15 more slowly changing signal to provide better dynamic response to the rapidly changing signal.

Although the invention is primarily described in terms of analog embodiments, an advantage of the invention is that it can be implemented as a digital signal processor.

20 An advantage of the present invention is that the design of the decoding matrix provides high left to right separation in all output channels.

A further advantage of the invention is that it maintains this high separation regardless of the direction of the dominant encoded signal.

Another advantage of the invention is that the total output energy level of
25 any non-encoded decorrelated signal remains constant regardless of the direction of the dominant encoded signal.

Another advantage of the invention is that it can reproduce conventionally encoded soundtracks in a way which closely matches the sound of a 5+1 channel discrete soundtrack release.

30 Yet another advantage of the invention is that it provides a simple passive

WO 99/12386

PCT/US98/18390

matrix encoding into two channels of a five channel soundtrack that will decode into five or more channels with very little subjective difference from the five channel original.

Another advantage of the invention is that it provides an active encoder
5 which has better performance in respect to the left and right surround inputs than that achievable with a passive five channel encoder.

While the decoder of the invention operates optimally when the active five channel encoder, another advantage of the invention is that with an added phase correction network it can also optimally reproduce movie soundtracks encoded
10 with either the standard four channel passive encoder of the prior art or the five channel passive matrix encoder which is an aspect of the present invention.

An advantage of the active matrix encoder of the invention is that it provides dynamic control of the balance between strongly steered front signals and non-directional music to compensate for the boost applied to such steered signals
15 in standard film decoders.

A further advantage of the encoder is that it provides improved separation of simultaneous left side and right side signals when decoded with a standard film decoder.

An advantage of the decoder of the invention is that it provides more of a
20 level change in the front loudspeakers relative to the rear when a signal is panned on either side of the listener, improving the apparent motion of such signal sources.

Another advantage of the decoder according to this invention is to limit the absolute value of one of the two steering signals when the other is rapidly
25 changing, so that dynamic effects are better reproduced.

More particularly, the present invention is concerned with improvements to the derivation of suitable variable matrix coefficients as previously disclosed in Griesinger's U.S. Patent Nos. 4,862,502 (1989), 5,136,650 (1992), the July 1996 Griesinger U.S. Patent Application No. 08/684,948, and the November 1996
30 Griesinger U.S. Patent Application No. 08/742,460, as disclosed in the Provisional

WO 99/12386

PCT/US98/18390

Patent Application filed September 1997. The previously used coefficients were implemented in a decoder referred to here as version 1.11. The present invention includes two principal changes to the coefficients derived in the previous patent application No. 08/684,948 of July 19, 1996. The first is a change to the "TV matrix" correction in the rear channels. There is no change when the steering is in the rear direction, but it was found that the results were better if the 3dB reduction in rear output level was maintained as steering went forward. The output level rises back to the original level when the absolute value of the control signal $|lr|$ rises from zero to 22.5 degrees, but is independent of the value of the control signal $|cs|$. This change is described in the section on the TV matrix correction, and is illustrated in the revised figures for LRL and LRR. An advantage claimed for this revision is that there is less variation of the relative sound level of the rear channels when steering occurs in the forward direction, providing a more natural and smoother decoding.

The second change is in the treatment of the front channels and the center channel. Extensive listening to the decoder version 1.11 showed that it is necessary to consider the power in all channels in determining the treatment of the center channel. The mathematics in the section on the center channel in the previous (1996) patent application has been modified to reflect this change. The assumption is that the ratio of the power in the center input channel of the encoder to the power in the other channels should be preserved in the total acoustic power at the output of the decoder. The changes in the center channel require a different strategy for implementing the LRL matrix element. The strategy given here is mathematically elegant, but involves a divide. An implementation of this division uses a two dimensional look-up table instead.

Specifically, this invention comprises the following improvements to the coefficient values derived in the previous three patents and applications.

Firstly, adding interpolation to the LRL matrix element in the left rear quadrant near the $cs=0$ boundary.

Secondly, correcting a software error in the LRR matrix element in the left

WO 99/12386

PCT/US98/18390

rear quadrant along the $lr=0$ boundary.

Thirdly, adding complexity to the LFL and LFR matrix elements in the left rear quadrant, such that an input steered to the left rear output is eliminated from the left front output.

- 5 Fourthly, repairing the LFL and LFR matrix elements so they follow the curve of sin and cos along the boundary from left to center, and from right to center, while retaining a boost along the $lr=0$ axis.

- Fifthly, recalculating the mathematical analysis for the LFL and LFR elements in the front left quadrant. The object of the redesign (which goes beyond the 1991 patent) is to make the sum of the squares of the elements equal to 1 along the $cs=0$ axis. An advantage of this invention is to reduce unwanted variations of total power as a result of steering.

- Sixthly, including a redesigned center channel boost function, which increases at a lower rate than the one in decoder version 1.11. In this aspect of the invention, an advantage is that the center boost function has been chosen carefully on the basis of listening tests to give a minimal sense of motion of vocals or dialog between the left and right main speakers and the center speaker, while maximizing the left - right separation of instruments which are present along with the vocals.

- 20 Seventhly, adding a special function CF which replaces the previous boost in LFR along the $lr=0$ axis with a cut, the cut designed to preserve in the sum of the powers from the outputs of the decoder the ratio of the power of the center component of signals to the encoder to the total power of signals to the encoder. An advantage of this aspect of the invention is that this procedure makes vocals in music, and dialog in films, have the identical balance in the decoded environment that they did in the material before encoding. This procedure also preserves the balance in recordings which were originally mixed for two channel playback. The new function CF remains close to zero - that is there is no subtraction of the right input to the decoder from the left input of the decoder
- 25 when forming the left front output, and this low value is maintained until cs
- 30

WO 99/12386

PCT/US98/18390

reaches about 30 degrees toward the front. As the control signal *cs* increases over this range the center channel level rises rapidly at first to a value about 3dB lower than the value for Dolby Pro-Logic, and then holds constant. As *cs* rises beyond 30 degrees, the center level rises rapidly to the same maximum used for

5 Dolby Pro-Logic. The CF function also decreases rapidly over this range, increasing the subtraction, and removing the center component from the left and right front outputs. The value of CF also drops rapidly to the previous value when the absolute value of control signal *lr* approaches the boundary.

10 Eighthly, incorporating a panning correction to the new center matrix elements which corrects the level along the boundaries. This aspect of the invention conveys an advantage in reducing level fluctuations during steering in these directions.

The principal advantage of this invention is a reduction in the variations of various directional signals in the presence of strong steering, especially in the rear

15 signals when steering is to the front, and in center signals when steering is in other directions. This is seen particularly in the corrections to TV matrix decoding.

An additional advantage of this invention is that it provides a smoother and more transparent reproduction of the surround sound effects without unwanted

20 variations of the total acoustic output of center front signals due to steering activity.

Another advantage of this invention is to more accurately balance the levels of vocals in music and dialog in films with respect to the non-directional sounds so that the balance is identical in the decoded environment to that in the material

25 before encoding.

Another advantage of the invention is to preserve the balance in recordings that were originally mixed for two channel playback.

Brief Description of the Drawings

The novel features believed characteristic of the present invention are set

30 forth in the appended claims. The invention itself, as well as other features and

WO 99/12386

PCT/US98/18390

advantages thereof, will best be understood by reference to the following detailed description of an illustrative embodiment when read in conjunction with the accompanying drawing figures, wherein:

- FIG. 1 is a block schematic of a passive matrix Dolby surround decoder
 5 according to the prior art;
- FIG. 2 is a block schematic of a standard Dolby matrix encoder according to the prior art;
- FIG. 3 is a block schematic of a five channel encoder for producing Dolby matrix compatible encoding of discrete five channel soundtracks according to the
 10 present invention;
- FIG. 4 is a block schematic of a five channel embodiment of the decoder according to the invention;
- FIGs. 5a and 5b show detailed schematics for a typical phase shifter that may be used in the circuit of FIG. 4;
- 15 FIGs. 6a-6e show the relationships between various signals in the decoder of FIG. 4;
- FIG. 7 shows a block schematic of an active encoder according to the invention;
- FIG. 8 shows a phase sensitive detection circuit for generation of an ls/rs
 20 signal for use with the phase correction circuit of FIG. 9;
- FIG. 9 shows an input phase correction circuit to be applied ahead of the decoder of FIG. 4 for optimal decoding of passively encoded movie soundtracks including a graph showing the relationship between the control signal ls/rs and the steering angle Θ_{ls} ;
- 25 FIG. 10 shows a block schematic of a simplified active encoder according to the invention, also including a graph of the steering angle Θ_{rs} against the control signal rs/ls;
- FIG. 11 shows a block schematic of an active matrix encoder having amplitude compensation for strongly steered front signals and better separation

WO 99/12386

PCT/US98/18390

for simultaneous side inputs, according to the invention;

FIGs. 12a-12c show graphically the variation of the GL, GC and GR signals for front quadrant steering and of the left-left (LL) and left-right (LR) matrix elements as steering goes from left to left side in the encoder of FIG. 11; and

5 FIG. 13 shows graphically the maximum permissible values of each of control signals l/r and c/s as the other changes, for signals steered between left and center, as applied to the decoder of FIG. 4 or the seven channel variant thereof.

10 FIG. 14 is a perspective graphical view showing the value of the left rear left (LRL) matrix element in decoder version 1.11 of the general type shown in FIG. 4, illustrating a discontinuity near the left vertex;

FIG. 15 similarly shows the left rear right (LRR) matrix element of decoder version 1.11, illustrating a discontinuity in the rear along the $lr=0$ axis;

15 FIG. 16 shows in perspective graphical view the LRL matrix element as it was intended to be in decoder version 1.11, as contrasted with the flawed matrix element in FIG. 14 which was actually implemented;

FIG. 17 similarly shows the left front left (LFL) matrix element from U.S. Patent No. 4,862,502 and Dolby Pro-Logic, scaled so the maximum value is one;

20 FIG. 18 similarly shows the left front right (LFR) matrix element from U.S. Patent No. 4,862,502 and Dolby Pro-Logic, scaled by .71 so the minimum and maximum values are ± 0.5 ;

25 FIG. 19 graphically represents in perspective the square root of the sum of the squares of LFL and LFR from U.S. Patent No. 4,862,502, scaled so the maximum value is one, showing that the value is constant at 0.71 along the axis from unsteered to right, while the unsteered to left rises 3dB to the value 1, and the unsteered to center or to rear falls by 3dB to the value 0.5, in which graph the rear direction profile is identical to that of the center direction;

30 FIG. 20 similarly represents the square root of the sum of the LFL and LFR matrix elements from the previous U.S. Patent Application No. 08/742,460, scaled

WO 99/12386

PCT/US98/18390

so the maximum value is 1, illustrating the constant value of .71 in the entire right half of the plane, and the gentle rise to one toward the left vertex;

FIG. 21 shows in perspective graphically the left front left (LFL) matrix element in the decoder version 1.11, illustrating that the boost as the steering
5 moves toward center is applied both along the $lr=0$ axis, and along the left to center boundary, and also the reduction in level as the steering moves to the rear;

FIG. 22 similarly shows the left front left matrix (LFL) element having the correct amplitude along the left to center boundary, as well as along the center to right boundary;

10 FIG. 23 is a graph showing the behavior of LFL and LFR along the rear boundary between left and full rear, where the slight glitch is due to the absence of a point at 22.5 degrees.

FIG. 24 shows in graphical perspective the left front left (LFL) matrix element as viewed from the left rear, illustrating the large correction along the
15 left-rear boundary, which causes the front left output to go to zero when steering goes from left to left rear, while the output remains zero as the steering progresses to full rear, but along the $lr=0$ axis and in the right rear quadrant the function is identical to the Dolby matrix;

FIG. 25 shows similarly the left front right (LFR) matrix element, where
20 the large peak in the left to rear boundary works in conjunction with the LFL matrix element to reduce the front output to zero along this boundary as steering goes from left rear to full rear, and once again in the rear direction along the $lr=0$ axis and in the rear right quadrant the element is identical to the Dolby matrix;

FIG. 26 illustrates the root mean squared sum of LFL and LFR, according
25 to the present invention;

FIG. 27 shows the square root of the sum of the squares of LFL and LFR including the correction to the rear level, viewed from the left rear, showing that the unsteered (middle) to right axis has the value one, the center vertex has the value 0.71, the rear vertex has the value 0.5, and the left vertex has the value
30 1.41, and showing the peak along the middle to center axis;

WO 99/12386

PCT/US98/18390

FIG. 28 is a graph showing as a solid curve the center matrix value as a function of CS in dB, assuming sound power ratios identical to stereo, and using Dolby matrix elements with 3dB less power in the rear than typically used, and as a dotted curve the actual value of the center matrix elements in Pro-Logic, illustrating that while the actual values give reasonable results for an unsteered signal and a fully steered signal, they are about 1.5dB too low in the middle;

FIG. 29 similarly shows as a solid curve the value of the center matrix elements assuming equal power ratios to stereo, given the matrix elements and calibration actually used in Dolby Pro-Logic, and as a dotted curve the actual values of the center matrix elements in Pro-Logic, illustrating that the actual values are more than 3dB too low for all steerings.

FIG. 30 shows the square root of the sum of the squares of LRL and LRR, using the elements implemented in decoder version 1.11 illustrating that in the front left quadrant there is a 3dB dip along the line from the middle to the left vertex, and nearly a 3dB boost in the level along the boundary between left and center, also showing the "mountain range" in the rear quadrant and including the "TV matrix" dip of 3dB at the center of the plane, which is hard to see in this projection;

FIG. 31 illustrates graphically the numerical solution for GS and GR for constant power level along the $cs=0$ axis, and zero output along the boundary between left and center;

FIG. 32 shows in perspective graphically the square root of the sum of the squares of LRL and LRR using the values for GR and GS according to the present invention, illustrating that except for the valley created by the "TV matrix" correction, the sum of the squares is close to one and continuous;

FIG. 33 shows similarly the center left (CL) matrix element of the four channel decoder (and the Pro-Logic decoder), which is also the graph of the center right (CR) matrix element if left and right are interchanged, showing that the middle of the graph and the right and rear vertices have the value 1, the center vertex has the value 1.41, but in practice this element is scaled so the maximum

WO 99/12386

PCT/US98/18390

value is one;

FIG. 34 shows for comparison the center left matrix element in the decoder version 1.11, in which the middle value and the right and rear vertices have been reduced by 4.5dB, so that as cs increases, the center rises to the value of 1.41 in two slopes;

FIG. 35 shows graphically as a solid curve the center attenuation needed for the LFL and LFR values according to the present invention if the energy of the center component of the input signal is to be preserved in the front three channels as steering increases toward the front, and also shows as a dotted curve the center values for a standard decoder;

FIG. 36 shows graphically as a solid curve the value of GF needed for constant energy ratios with center attenuation GC, according to the invention, and as a dashed curve the value of $\sin(cs)*\text{corr1}$ (the previous LFR element), while the dotted curve shows $\sin(cs)$, illustrating that GF is close to zero until cs reaches 30 degrees, and then increases sharply;

FIG. 37 shows the left front right (LFR) matrix element with the correction for center level along the $lr=0$ axis, indicating that the value is zero in the middle of the plane (no steering) and remains zero as cs increases to 22.5 degrees along the $lr=0$ axis, falling off to match the previous value along the boundary from left to center and from right to center;

FIG. 38 shows in perspective the center left (CL) matrix element with the added center boost function according to the invention, also showing the correction for panning along the boundary between left and center;

FIG. 39 illustrates graphically the levels of the center output and the left output as a signal pans from center to left showing that with the correction the panning of the center, while not perfect, is reasonably close to the inverse of the left output (the values on the cs axis are inverted); and

FIG. 40 shows a block schematic of an active encoder according to the present invention.

Detailed Description of the Invention

WO 99/12386

PCT/US98/18390

Preferred embodiments of the invention include a five channel and a seven channel decoder with maximum lateral separation, although reference will be made to general design principles that may be applied to decoders with other numbers of channels as well.

5 In designing a passive matrix, the encoding will be assumed to follow the standard Dolby Surround matrix, and the decoder has four outputs such that the left output signal from the decoder comprises the left input times one; the center is the left input times 0.7 (strictly $\sqrt{0.5}$ or 0.7071) plus the right input times 0.7; the right output signal is the right input signal times one; and the rear output is
10 the sum of the left input times 0.7 and the right input times -0.7.

Referring to FIG. 1, there is a simplified schematic of a passive Dolby surround matrix decoder 1 according to the prior art, in which these signal relationships are maintained. The A (LEFT) and B (RIGHT) audio signals are applied respectively to the input terminals 2, 4, and are buffered by unity gain
15 buffer amplifiers 6 and 8 respectively. They are also combined in the above-specified ratios by signal combiners 10 and 12. The outputs of buffers 6, 8 appear at the LEFT (L) and RIGHT (R) output terminals 14, 16, respectively, and the outputs of signal combiners 10, 12, appear at the CENTER (C) and SURROUND (S) output terminals 18, 20.

20 As stated previously, this matrix has constant gain in all directions, and all outputs are equal in amplitude when inputs are decorrelated.

It is possible to extend the passive matrix design to more than four channels. If we wish to have a left rear speaker, the appropriate signal can be made by using suitable matrix elements, but additional conditions are required to
25 form a unique solution; the loudness of the decorrelated component of the signal should be equal in all outputs, and the separation should be high in opposite directions.

The matrix elements are given by sines and cosines of the direction angle of the output. For example if the angle α is defined such that $\alpha = 0$ for a full left

WO 99/12386

PCT/US98/18390

output and is 90° for an output at front center, then the front center matrix elements are:

$$\text{Left matrix element} = \cos(a/2) \quad \dots(1)$$

$$\text{Right matrix element} = \sin(a/2) \quad \dots(2)$$

5 Thus for $a = 90^\circ$, both matrix elements are 0.71, as specified by the standard Dolby Surround matrix.

The matrix elements as defined by equations (1) and (2) are valid for $a = 0$ (full left) to $a = 180^\circ$ (full right), where the sign of the matrix element for left changes. For the left rear quadrant, a goes from 0° to -90° , so that the sign of the right component is negative. For the right rear quadrant, however, the left matrix element sign is negative. At center rear, $a = 270^\circ$ or -90° , and the two components are equal and opposite in sign; conventionally the right signal coefficient is negative in this case. This could be specified by stating the range of a in equations (1) and (2) as $[-90^\circ, 270^\circ]$, where a square bracket implies inclusion of the adjacent limit value and a parenthesis implies that the limit is not included in the range.

The separation between two outputs is defined as the difference between the levels of a signal in one output and the signal in the other, expressed in decibels (dB). Thus if there is a full left signal, the right input component is zero, and the components in the left and center outputs are 1 and 0.71 respectively

20 times the left input signal. The separation is a level ratio of 0.71 or -3dB (the minus sign is normally dropped.)

The separation between any two directions which have an angle difference of 90° is always 3dB for this matrix. For directions separated by less than 90° , the separation will be less than 3dB. For example, outputs at full rear ($a = -90^\circ$) and left rear ($a = -45^\circ$) will have a separation given by:

$$\begin{aligned} \text{Separation} &= \cos(45^\circ) * L / (\cos(22.5^\circ) * L) = 0.77 \\ &= 2.3\text{dB} \quad \dots(3) \end{aligned}$$

This situation can be improved with an active matrix. The object of an

30 active matrix is to increase separation between adjacent outputs when there is a

WO 99/12386

PCT/US98/18390

directionally encoded signal at the decoder inputs. We can also raise the question of how such a decoder behaves when the inputs consist entirely of decorrelated "music", and how the decoder behaves when there is a mixture of a directional signal and music. In this context, we shall use the word "music" to denote any
5 decorrelated signal of such complexity that both the directional control signals referred to previously and assumed to be derived from the stereophonic audio input signals are effectively zero.

The following design criteria may be applied to any active matrix, noting that they are fulfilled with various degrees of success by decoders in the current
10 art.

A. When there is no decorrelated signal, there should be a minimum output from those channels not related to the ones involved in reproducing the directional signal. For example, a signal which is intended to be reproduced at a location halfway between right and center should produce no output in the left
15 and rear channels. Likewise a signal intended for center should have no output in either left or right outputs. (This is the principle of pairwise mixing, as extended to surround sound reproduction.)

B. The output from the decoder for directional signals should have equal loudness regardless of the encoded direction. That is, the sum of the squares of
20 the various outputs should be constant if a constant level directional component is moved through all directions. Most current art decoders do not achieve this criterion perfectly. There are loudness errors in all, but these errors are not significant in practice. This is the constant loudness criterion.

C. The loudness of a music (i.e. decorrelated) component of an input
25 signal should be constant in all output channels regardless of how the directional component of the input is moved, and regardless of the relative levels of the directional component and the music. This requirement means that the sum of the squares of the matrix elements for each output should be constant as the matrix elements change with direction. Decoders in the current art disobey this
30 criterion in ways which are often noticeable. This may be called the constant

WO 99/12386

PCT/US98/18390

power criterion.

- D. The transition between the reproduction of a decorrelated music component only, and the reproduction of a directional signal only, as their relative levels change, should occur smoothly and involve no shifts in the apparent
5 direction of the sound. This criterion is also violated in various significant ways by decoders in the current art. It may be called the constant direction criterion.

In a film decoder which must obey the specification for Dolby Pro-Logic, a surround sound reproduction system in common use, criterion D above does not apply, and instead the following criterion E must be satisfied:

- 10 E. The signal intended to come from any direction in the front of the room, from left through center to right, should be boosted in level by 3dB relative to the level such a signal would have in a passive Dolby Surround matrix when there is little or no decorrelated component of the input signals (i.e. no music is present.) When music is the dominant input signal (no correlated components
15 present,) the level is not boosted. Thus as the decoder makes the transition from a music only signal to a pure directionally encoded signal, the level of the directional signal in the front hemisphere should be raised.

- The optimal design of a decoder which matches the Dolby Pro-Logic specification should have decorrelated music constant in all channels except in
20 outputs where there is a strong directionally encoded signal, and the music in these channels can rise in level a maximum of 3dB proportional to the strength of the directional signal relative to the music. Music level should never decrease in any output where there is no directionally encoded signal. This may be called the minimal gain-riding criterion.

- 25 In all current active matrix decoders an implied principle of operation is that in the absence of a directionally encoded signal the matrix should revert to the passive matrix described above, as implemented for the desired number of output channels. This assumption appears at first glance reasonable; however, it is neither necessary nor desirable from the point of view of psychoacoustic
30 perception. Decoders according to this invention replace the above assumption

WO 99/12386

PCT/US98/18390

with a requirement:

5 F. An active decoder matrix should have maximum lateral separation at all times, both during reproduction of decorrelated music signals and for music signals in the presence of a directionally encoded signal. For example if the music
10 signal has violins only on the left and cellos only on the right, these locations should be maintained regardless of the strength or direction of a concurrently present directional signal. This requirement can only be relaxed when a strong directionally encoded signal is being removed from an output which should not reproduce it. Under these conditions, the music will drop in level unless the
15 matrix elements are altered to add more energy to the affected channel from the direction opposite to the steered direction. This will reduce separation, but this separation reduction is difficult to hear in the presence of a strong directionally encoded signal.

15 The need for high separation (especially when there is no directionally encoded signal) comes from psychoacoustics. Prior art has conceived of the matrix as inherently symmetric, with all directions being treated as equally important. However, this is not the case in practice. Humans have two ears, and in watching film or listening to music they generally face forward. Thus frontal and lateral sounds are perceived differently.

20 There is a dramatic difference between a sound field having up to 4dB of separation and one which has more. (This fact was recognized in the CBS SQ matrix, which had lateral separation exceeding 8dB in the passive decoder, while sacrificing front to rear separation.) In the inventor's opinion, the difference
25 between a discrete five channel film reproduction and a conventional matrix reproduction is due to the low lateral separation between the surround channels.

Griesinger, U. S. Patent No. 5,136,650, recognizes the value of this requirement (F) and describes a six channel decoder where the two additional channels are designed to be placed at the sides of the listener. These outputs have the desired properties for a left rear and a right rear output channel, as long
30 as the directional component of the output is steered to the front hemisphere.

WO 99/12386

PCT/US98/18390

That is, they reduce the level of the steered component, regardless of its direction, and they have full left-right separation when there is no directionally encoded signal. The outputs described in the above-referenced patent do not have constant level for non-directionally encoded music in the presence of a steered signal, and
 5 that defect is corrected in the present invention.

The encoder design in the above-referenced patent was used with some modification to make a number of commercially available decoders. The matrix design in the rear hemisphere for these decoders was developed heuristically, but generally meets the requirements stated above fairly well. There is, however,
 10 more "pumping" with music than would be optimal, and the leakage of steered signals between the left and right rear outputs is more than the desired level. In this context, "pumping" is audible variation of the music signal due to variation of the directional control signals responding to the direction of the directionally encoded signal.

15 For both reasons, it was necessary to improve the decoder design, and this invention resulted from this design effort. It turns out that the requirements A through F above uniquely specify a matrix, which will be mathematically described below.

For mathematical simplification, the encoder assumed in the design of the
 20 decoder is a simple left-right pan pot. When steering from left to center to right a standard sine-cosine curve is used, as described by equations (1) and (2) above. These may be restated in the form:

$$L = \cos t \quad \dots(4)$$

$$R = \sin t \quad \dots(5)$$

25 where

$$t = \alpha / 2 \quad \dots(6)$$

In the frontal steering mode above, the angle t varies from 0 to 90°. For steering in the rear half of the room, from left to rear (surround) to right, the right channel pan pot output polarity is inverted. This can be described by the pair of
 30 equations:

WO 99/12386

PCT/US98/18390

$$L = \cos t \quad \dots(7)$$

$$R = -\sin t \quad \dots(8)$$

Full rear steering occurs when $t = 45^\circ$, and steering to left surround, a position intermediate between left and rear, occurs when $t = 22.5^\circ$.

- 5 Note the similarity of this encoding to the matrix elements of the passive matrix described above. Here, however, the steering angle is divided by two and the sign change for rear steering is included explicitly.

- 10 In designing the decoder, it must first be decided what outputs will be provided, and how the amplitude of the steered component of the input will vary in each output as the input encoding steering angle varies. In the mathematical description below, this function can be arbitrary. However, in order to satisfy requirement B, the constant loudness criterion, so that loudness is preserved as a signal pans between two outputs, there are some obvious choices for these amplitude functions.

- 15 Assuming that there will be front left, right and center outputs, the amplitude function for each of these outputs is assumed to be the sine or cosine of twice the angle t . For example, as t varies from left, $t = 0^\circ$, to center, $t = 45^\circ$, the output amplitudes should be:

$$\text{Left output} = \cos 2t \quad \dots(9)$$

- 20 Center output = $\sin 2t$...(10)

$$\text{Right output} = 0 \quad \dots(11)$$

As t goes from center to right, $t = 45^\circ$ to 90° ,

$$\text{Left output} = 0 \quad \dots(12)$$

$$\text{Center output} = \sin(2t - 90^\circ) = -\cos 2t \quad \dots(13)$$

- 25 Right output = $\cos(2t - 90^\circ) = \sin 2t$...(14)

These functions result in optimum placement of sources between left and center, and between right and center. These functions also result in very simple solutions to the matrix problem. In either of the above cases, any output signals intended for reproduction in the rear of the room should be identically zero.

- 30 In designing the five channel version of the improved decoder, a signal

WO 99/12386

PCT/US98/18390

steered in the rear hemisphere between left and left surround, $t = 0$ to $t = 22.5^\circ$, should have:

$$\text{Left rear output} = \sin 4t \quad \dots(15)$$

$$\text{Right rear output} = 0 \quad \dots(16)$$

- 5 and when steered between left surround and full rear the total rear output should stay the same. The matrix coefficients used to achieve this are not constant, but vary such that at full rear steering the matrix element for the right input into the left rear output goes to zero.

- 10 In the seven channel embodiment, as t goes from 0 to 22.5° , the output in both the left side and left rear outputs should be equal and smoothly rising, proportional to $\sin 4t$. As t goes from 22.5° to 45° , the output in the left side goes down 6dB and the output in the left rear goes up 2dB, keeping the total loudness, the sum of the squares of each output, constant.

- 15 As mentioned above, in the improved decoder even when the steered signal is fully to the rear, the left rear and right rear outputs have maximum separation for decorrelated music, since the matrix elements for the right input to the left rear output (and for the left input into the right rear output) are zero resulting in complete separation. Although the right rear has zero output to a steered signal as the steering angle t goes from 0 to 22.5° , the matrix elements used to achieve this signal cancellation are adjusted so that the music output is constant and has
20 minimum correlation with the music signal in the left rear.

To additionally decrease the correlation in the surround field, the seven channel embodiment includes a time delay of about 15ms in the side channels, and in both versions the rear channels are delayed by about 25ms.

- 25 Once the loudness functions are chosen for the various outputs under steered conditions, these functions having left to right symmetry, the functional dependence of the matrix elements on the steering angle can be computed.

- A standard Dolby surround installation has all the surround loudspeakers wired in phase, and Dolby screening theaters are similarly equipped. However,
30 the standard passive matrix, described above with reference to FIG. 1, has a

WO 99/12386

PCT/US98/18390

problem with the left rear and right rear outputs. A pan from left to surround results in a transition between L and L-R, and a pan from right to surround goes from R to R-L. Thus the two rear outputs are out of phase when they are fully steered rear. The Fosgate 6-axis decoder described in U.S. Patent No. 5,307,415, among others, has this phase anomaly. In listening to such decoders, this phase inversion was felt to be unacceptable, as a rear-steered sound, such as a plane fly-by, became both thin and phasey in the rear. The decoder of the present invention includes a phase shifter to flip the sign of the right rear output under full rear steering. The phase shift is made a function of the log ratio of center over surround, and is inactive when there is forward steering. Typical phase shifters for this purpose are described below with reference to FIGs. 5a and 5b.

Real world encoders are not as simple as the pan pot mentioned above. However, by careful choice of the method of detecting the steering angle of the inputs, the problems with a standard four-channel encoder can be largely avoided. Thus even a standard film made with a four channel encoder will decode with a substantial amount of directional steering in the rear hemisphere.

Referring to FIG. 2, which represents a standard encoder 21 according to the prior art, as shown in FIG. 1 of the prior Griesinger U. S. Patent No. 5,136,650, there are four input signals L, R, C and S (for left, right, center and surround, respectively,) which are applied to corresponding terminals 22, 24, 26 and 28 and signal combiners and phase shifting elements as shown. The left (L) signal 23 from terminal 22 and center (C) signal 25 from terminal 24 are applied to a signal combiner 30 in ratios 1 and 0.707 respectively; the right (R) signal 27 from terminal 26 and the center (C) signal 25 are similarly applied with the same ratios to signal combiner 32. The output 31 of signal combiner 30 is applied to a phase shifter 34, and the output 33 of signal combiner 32 is applied to a second identical phase shifter 38. The surround (S) signal 29 from terminal 28 is applied to a third phase shifter 36, which has a 90° phase lag relative to the phase shifters 34, 38. The output 35 of phase shifter 34 is applied to signal combiner

WO 99/12386

PCT/US98/18390

40, along with 0.707 times the output 37 of phase shifter 36. Similarly, the output 39 of phase shifter 38 is combined with -0.707 times the output 37 of phase shifter 36 in the signal combiner 42. The outputs A and B of the encoder are the output signals 41 and 43 of the signal combiners 40 and 42 respectively.

5 Mathematically, these encoder outputs can be described by the equations:

$$\text{Left output (A)} = L + 0.707C - 0.707jS \quad \dots(17)$$

$$\text{Right output (B)} = R + 0.707C + 0.707jS \quad \dots(18)$$

Although a standard four channel encoder will not work with five channel discrete film, it is possible to design a five channel encoder which will work very well with the improved decoder according to the present invention. Such an encoder is described with reference to FIG. 3.

The additional elements of the new encoder 48 are applied ahead of the standard encoder 21 of FIG. 2, described above.

The left, center and right signals 51, 53 and 55 are applied to terminals 50, 52 and 54, respectively, of FIG. 3. In each of the left, center, and right channels, an all-pass phase shifter, 56, 58 and 60 respectively, having a phase shift function $\phi(f)$ (shown as ϕ) is inserted in the signal path. The left surround signal 63 is applied to input terminal 62 and then through an all-pass phase shifter 66 with phase shift function $\phi-90^\circ$. The right surround signal 65 from input terminal 64 is applied to a $\phi-90^\circ$ phase shifter 68.

The signal combiner 70 combines the left phase-shifter output signal 57 from phase shifter 56 with 0.83 times the left surround phase-shifted output signal 67 from phase shifter 66 to produce the output signal 71 labeled L, which is applied via terminal 76 to the left input terminal 22 of standard encoder 21.

25 Similarly, the signal combiner 72 combines the right phase-shifter output signal 61 from phase shifter 60 with -0.83 times the right surround phase-shifted output signal 69 from phase shifter 68 to produce the output signal 73 labeled R, which is applied via terminal 82 to the right input terminal 26 of standard encoder 21.

WO 99/12386

PCT/US98/18390

Similarly, the signal combiner 74 combines -0.53 times the left surround phase-shifter output signal 67 from phase shifter 66 with 0.53 times the right surround phase-shifted output signal 69 from phase shifter 68 to produce the output signal 75 labeled S, which is applied via terminal 80 to the surround input terminal 28 of standard encoder 21.

The output signal 59 of the center phase shifter 58, labeled C, is applied via terminal 78 to the center input terminal 24 of standard encoder 21.

The encoder of FIG. 3 has the property that a signal on any of the discrete inputs LS, L, C, R and RS will produce an encoded signal which will be reproduced correctly by the decoder of the present invention. A signal which is in phase in the two surround inputs LS, RS, will produce a fully rear steered input, and a signal which is out of phase in the two surround inputs will produce an unsteered signal, since the outputs A and B of the standard encoder will be in quadrature.

The mathematical description of the encoder of FIG. 3 used in conjunction with the standard encoder of FIG. 2 may be given in the form:

$$A = (L - j0.83LS) + 0.71C + 0.38(RS - LS) \quad \dots(19)$$

$$B = (R + j0.83RS) + 0.71C - 0.38(RS - LS) \quad \dots(20)$$

All current surround decoders which use active matrices control the matrix coefficients based on information supplied from the input signals. All current decoders, including that of the present invention, derive this information by finding the logarithms of the rectified and smoothed left and right input signals A and B, their sum A+B and their difference A-B. These four logarithms are then subtracted to get the log of the ratio of the left and right signals, l/r, and the log of the ratio of the sum and difference signals, which will be identified as c/s, for center over surround. In this description, l/r and c/s are assumed to be expressed in decibels, such that l/r is positive if the left channel is louder than the right, and c/s is positive if the signal is steered forward, i.e. the sum signal is larger than the difference signal. The attenuation values in the five channel passive encoder

WO 99/12386

PCT/US98/18390

above are chosen to produce the same value of l/r when the LS input only is driven, it being understood that the simplified encoder is used to design the decoder when the angle t has been set to 22.5° (rear). In this case, l/r is 2.41, or approximately 8dB.

5 For a monaural signal which has been distributed with the simplified encoder between the two input channels such that $A = \cos t$ and $B = \pm \sin t$, l/r and c/s are not independent. To find the steering angle t , we need only find the arctangent of the left level divided by the right level, or if we define full left as $t = 0$, then:

$$10 \quad t = 90^\circ - \arctan(10^{(l/r)/20}) \quad \dots(21)$$

degrees if l/r is in dB as stated above.

However, since the two levels are compared in magnitude only, to determine whether the steering is front or back we need to know the sign of c/s , which is positive for forward steering and negative for rear steering.

15 In the real world, the input signals to the decoder are not derived from a pan pot but from an encoder as shown in FIG. 2, which utilizes quadrature phase shifters. In addition, there is almost always decorrelated "music" present along with steered signals.

In the following description, the problem of specifying the matrix elements is divided into four sections, depending on what quadrant of the encoded space is being used, i.e. left front, left rear, right front or right rear.

We will assume a seven channel decoder with left front, center, right front, left side, right side, left rear and right rear outputs. Two matrix elements must be specified for each output, and these will be different depending on the quadrant for the steering. The right front and right rear quadrant coefficients can be found by reflection about the front-back axis, as the matrix has left-right symmetry, so only the left front and left rear steering effects will be derived here.

For the front quadrant, we will assume that requirement D above, rather than requirement E for Dolby surround, is used, and add the correction later.

30 Front steering is similar to Griesinger (U. S. Patent No. 5,136,650) but the

WO 99/12386

PCT/US98/18390

functions which describe the steering in the present invention are different, and unique. To find them we must consider each output separately.

The left output should decrease to zero as the angle t varies from 0 to 45° , since we do not want any center steered signals to appear in the left front
5 channel. If $t = 0$ is full left, we define an angle

$$ts = \arctan(10 \wedge ((c/s) / 20)) - 45^\circ \quad \dots(22)$$

The left output is the matrix element LL times the left input plus the matrix element LR times the right input. A fully steered signal from the simplified encoder results in the left input $A = \cos ts$ and the right input $B = \sin ts$ over this
10 range. We want the level in the left output to smoothly decrease as t increases, following the function $FL(ts)$, which in our example decoder is assumed to be equal to $\cos(2ts)$. Thus the left output is described by:

$$\begin{aligned} \text{Left output} &= LL \cos ts + LR \sin ts \\ &= FL(ts) = \cos(2ts) \end{aligned} \quad \dots(23)$$

15 If the output to decorrelated music is to be constant, the sum of the squares of the matrix coefficients must be one, i.e.

$$LL^2 + LR^2 = 1 \quad \dots(24)$$

These equations, which are basically in the same form for all outputs, result in a quadratic equation for LFR, which has two solutions. In every case, one of
20 these solutions is greatly preferred over the other. For the left output,

$$LR = \sin ts \cos(2ts) +/ - \cos ts \sin(2ts) \quad \dots(25)$$

$$LL = \cos ts \cos(2ts) -/+ \sin ts \sin(2ts) \quad \dots(26)$$

Choosing the preferred sign, which is minus in equation (25) and plus in equation (26), and applying mathematical identities, these simplify further to:

$$25 \quad LL = \cos ts \quad \dots(27)$$

$$LR = - \sin ts \quad \dots(28)$$

The right output should be zero over the same range of the angle ts , i.e.

$$\text{Right output} = RL \cos ts + RR \sin ts = 0 \quad \dots(29)$$

Once again, the decorrelated music should be constant, so

$$30 \quad RL^2 + RR^2 = 1 \quad \dots(30)$$

WO 99/12386

PCT/US98/18390

and these lead by similar reasoning to the result

$$RL = -\sin ts \quad \dots(31)$$

$$RR = \cos ts \quad \dots(32)$$

The center output should smoothly decrease as steering moves either left or right, and this decrease should be controlled by the magnitude of l/r , not the magnitude of c/s . Strong steering in the left or right directions should cause the decrease. This will result in quite different values for the center left matrix element CL and the center right element CR, which will swap when the steering switches from right to left. The l/r based steering angle will be called tl here. It is assumed to go from 0 at full left to 45° when steering is full center or when there is no steered signal.

$$tl = 90^\circ - \arctan(10^{((l/r)/20)}) \quad \dots(33)$$

where l/r is expressed in dB.

The center output should smoothly increase as tl varies from 0 (full left) to 45° (center). The function for this increase will be called $FC(tl)$, which is equal to $\sin(2tl)$ in this embodiment. By the above method,

$$\begin{aligned} \text{Center output} &= CL \cos tl + CR \sin tl = FC(tl) \\ &= \sin(2tl) \end{aligned} \quad \dots(34)$$

Once again, for constant loudness of the music,

$$CL^2 + CR^2 = 1 \quad \dots(35)$$

which yields the solutions

$$CR = \sin tl \sin(2tl) \mp \cos tl \cos(2tl) \quad \dots(36)$$

$$CL = \cos tl \sin(2tl) \pm \sin tl \cos(2tl) \quad \dots(37)$$

The preferred sign is plus in equation (36) and minus in equation (37). The matrix elements for the rear outputs during front steering are not as simple to derive as those for the front outputs. To derive them, we use the argument and formulae presented in Griesinger (U. S. Patent No. 5,136,650.)

The problem is that we want the left rear LRL matrix element to be 1 when there is no steering, and yet we want no directional output from this channel during either left or center steering. If we follow the method used above, we get

WO 99/12386

PCT/US98/18390

matrix elements which give no output when the signal is steered to the left or center, but when there is no steering, the output will be the sum of the two input signals. This is a conventional solution, where there is poor separation when steering stops. We want full separation, which means LRL must be one and LRR must be zero with no steering.

To solve this problem, the matrix must be made dependent both on the value of l/r and that of c/s . A solution is given in Griesinger (U. S. Patent No. 5,136,650) in which side left and right outputs are the "supplemental outputs". The solution derived there solves the problem of canceling the directional component at all angles in the left side output, but the music component of the output decreases by 3dB as the steering goes to full center.

We can correct the coefficients to avoid this defect by multiplying them by the factor $(\cos ts + \sin ts)$, where ts is an angle which is zero when c/s is one, and which increases to 45° when c/s is large and positive. In the following equations, the angles ts and tl are derived from c/s and l/r respectively:

$$ts = \arctan(c/s) - 45^\circ \quad \dots(38)$$

$$tl = \arctan(l/r) - 45^\circ \quad \dots(39)$$

Note that tl here is different from the angle defined previously for the center output.

In the terminology of the previous patent, the control signals developed at the inputs to several variable gain amplifiers (VGAs) are called GL, GC, GR and GS for left, center, right and surround respectively, and two supplemental signals GSL and GSR are derived from these for the left and right surround VGA's. The coefficients here described use a linear combination of the G values to provide the left and right coefficients as a function of the two angles ts , derived from c/s , and tl , derived from l/r , respectively.

By the definitions therein,

$$GL = ((\cos tl - \sin tl)/\cos tl) = 1 - \tan tl \quad \dots(40)$$

$$GC = 2 (\sin ts/(\cos ts + \sin ts)) \quad \dots(41)$$

(there is a factor of two that was omitted in the printing of the earlier patent),

WO 99/12386

PCT/US98/18390

$$= 0 \quad \text{GS} = (\cos ts + \sin ts) \cdot \frac{c}{c} \left(1 - \frac{(1 - \sin tl)}{\cos tl} \right) \cdot \frac{(\cos tl - \sin tl)}{\cos tl} - 0.5 \cdot \frac{2 \sin ts}{(\cos ts + \sin ts)} \cdot \frac{c}{c}$$

...(42)

5 (since this is a front quadrant), and

$$\begin{aligned} \text{GSL} &= \text{GL} \cdot (1 - \sin tl) / \cos tl \\ &= \text{GL} (\sec tl - \tan tl) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= (1 - \tan tl) (\sec tl - \tan tl) = (\cos ts + \sin ts) \cdot \frac{c}{c} \left(\frac{\cos tl - \sin tl}{\cos tl} \right) - 0.5 \cdot \frac{2 \sin ts}{(\cos ts + \sin ts)} \cdot \frac{c}{c} \\ &= \tan tl \end{aligned}$$

...(43)

and the left and right supplemental signals are given by:

$$\text{LS} = \text{A} (1 - \text{GSL}) - 0.5 (\text{A} + \text{B}) \text{GC} - 0.5 (\text{A} - \text{B}) \text{GS} - \text{B} \times \text{GL} \quad \dots(44)$$

$$15 \quad \text{RS} = \text{B} (1 - \text{GSR}) - 0.5 (\text{A} + \text{B}) \text{GC} + 0.5 (\text{A} - \text{B}) \text{GS} - \text{A} \times \text{GR} \quad \dots(45)$$

Thus, the coefficients LSL and LRL are given by:

$$\text{LSL} = \text{LRL} = (\cos ts + \sin ts) (1 - \text{GSL} - 0.5 \text{GC}) \quad \dots(46)$$

which becomes, after some manipulation,

$$20 \quad \text{LSL} = \text{LRL} = (\cos ts + \sin ts) (\sec tl - 1) \times (\sec tl - \tan tl) - \sin ts \quad \dots(47)$$

The coefficients LSR and LRR are also equal, given by:

$$\text{LSR} = \text{LRR} = (\cos ts + \sin ts) (-0.5 \text{GC} - \text{GL})$$

...(48)

which becomes, after some manipulation,

$$25 \quad \text{LSR} = \text{LRR} = (\cos ts + \sin ts) (\tan tl - 1) - \sin ts \quad \dots(49)$$

The right side and rear outputs when the input is steered between left and center can be found with the previous method, but the steering angle used must

WO 99/12386

PCT/US98/18390

be ts , derived from c/s , so that it will revert to the right input when there is no steering. We need only remove signals which are steered to center. The equations to solve are:

$$\text{Right rear output} = \text{RRL} \cos ts - \text{RRR} \sin ts = 0 \quad \dots(50)$$

5 and

$$\text{RRL}^2 + \text{RRR}^2 = 1 \quad \dots(51)$$

which yield the solution:

$$\text{RRR} = \text{RSR} = \cos ts$$

$$\text{RRL} = \text{RSL} = \sin ts \quad \dots(52)$$

10 The above equations completely specify the matrix elements for front steering. For rear steering, when c/s is negative the following are true:

The left and right main elements are the same as for front steering, except that the angle ts is determined from the absolute value of $\log(c/s)$ which yields:

$$ts = \arctan(10^{(s/c) / 20}) - 45^\circ \quad \dots(53)$$

15 and the sign of the cross matrix element is reversed, yielding:

$$\text{LL} = \cos ts \quad \dots(54)$$

$$\text{LR} = \sin ts \quad \dots(55)$$

and

$$\text{RL} = \sin ts \quad \dots(56)$$

$$\text{RR} = \cos ts \quad \dots(57)$$

The center matrix elements are identical in rear steering as they depend only on angles derived from l/r , and are not dependent on the sign of c/s .

The side left and side right outputs should have full separation when steering is low or zero. However, the signal on the left side and rear outputs must
25 be removed when there is strong left steering.

We use the previous definition for tl for center steering,

$$tl = 90^\circ - \arctan(10^{((l/r) / 20)}) \quad \dots(58)$$

as tl varies from 0 to 22.5° . Under strong steering, the left side and left rear outputs are zero when $tl = 0^\circ$, but increase with tl according to the value $\sin 4tl$.

30 In the presence of uncorrelated music, represented by the signals $A = \cos t$, $B =$

WO 99/12386

PCT/US98/18390

$-\sin t$, the coefficients LSL, LRL, LSR and RSR must satisfy:

$$\text{LSL} = \text{LRL} \quad \dots(59)$$

$$\text{LSR} = \text{LRR} \quad \dots(60)$$

to have equal outputs at the sides and rear, and the amplitude during steering

5 follows $\text{FS}(tl) = \sin 4tl$, so that

$$\text{LSL} \cos tl - \text{LSR} \sin tl = \text{FS}(tl) \quad \dots(61)$$

For the music to have constant level,

$$\text{LSL}^2 + \text{LSR}^2 = 1 \quad \dots(62)$$

Solving as before,

$$10 \quad -\text{LSR} = \sin tl \text{FS}(tl) +/\!-\cos tl \sqrt{1 - \text{FS}(tl)^2} \quad \dots(63)$$

$$\text{LSL} = \cos tl \text{FS}(tl) -/\!+\sin tl \sqrt{1 - \text{FS}(tl)^2} \quad \dots(64)$$

Simplifying and using the preferred sign, as before,

$$-\text{LSR} = \sin tl \sin 4tl + \cos tl \cos 4tl \quad \dots(65)$$

$$\text{LSL} = \cos tl \sin 4tl - \sin tl \cos 4tl \quad \dots(66)$$

15 which may be further reduced to:

$$-\text{LSR} = \cos 3tl \quad \dots(67)$$

$$\text{LSL} = \sin 3tl \quad \dots(68)$$

The right side and right rear outputs are inherently free of the left input when there is steering in the left rear quadrant, but we must remove signals

20 steered center or rear, so terms must be included that are sensitive to c/s . Right side and right rear outputs are equal, except for different delays, and we have to solve:

$$\text{Right rear/side output} = \text{RSL} \cos ts + \text{RSR} \sin ts = 0 \quad \dots(69)$$

$$\text{RSL}^2 + \text{RSR}^2 = 1 \quad \dots(70)$$

25 which yield the solution:

$$\text{RSL} = \sin ts \quad \dots(71)$$

$$\text{RSR} = \cos ts \quad \dots(72)$$

So far, the decoder design meets all of the requirements set out at the start. Signals are removed from outputs where they do not belong, full separation is

WO 99/12386

PCT/US98/18390

maintained when there is no steering, and the music has constant level in all outputs regardless of steering. Unfortunately, we cannot meet all of these requirements for the rear output in the rear quadrant. One of the assumptions must be broken, and the least problematic one to break is the assumption of

5 constant music level as the steering goes to full rear. The standard film decoder does not boost the level to the rear speaker, and thus a standard film decoder does not increase the music level as a sound effect moves to the rear. The standard film decoder has no separation in the rear channels. We can get the rear separation we want only by allowing the music level to increase by 3dB during

10 strong rear steering. This is in practice more than acceptable. Some increase in music level under these conditions is not audible — it may even be desirable.

We have been finding the matrix elements to the rear based on a steering angle tl derived from the l/r level ratio. As we move from $tl = 22.5^\circ$ to $tl = 45^\circ$, this ratio expressed in dB decreases to zero, while the log of the center to

15 surround ratio (c/s) becomes a large negative value.

Consider what happens when a directional signal at $tl = 22.5^\circ$ is faded down into non-directional music. In this case, again, the log of l/r decreases to zero as the non-directional music becomes predominant. We need to distinguish this case from that above, where the steering goes strongly to the rear. The best solution is

20 to make the matrix elements relax to high separation when l/r goes to zero, while keeping the music level constant. The result is easy to derive:

$$tl = 90^\circ - \arctan(l/r) \quad \dots(73)$$

$$LRL = \cos(45^\circ - tl) \quad \dots(74)$$

$$LRR = -\sin(45^\circ - tl) \quad \dots(75)$$

25 where tl goes from 22.5° to 45° . These matrix elements keep the music level constant, but they cause the output of a steered signal to decrease by 3dB when the signal goes to the rear. We can fix this by adding a dependency on c/s , by boosting the LRL value by an amount proportional to the increase in the log of the c/s ratio. Solving for the value of boost needed to keep the rear output level

30 constant, we can express the results in a table:

WO 99/12386

PCT/US98/18390

	c/s in dB	RBOOST
	-32	0.41
	-23	0.29
	-18	0.19
5	-15	0.12
	-13	0.06
	-11	0.03
	-9	0.01
	-8	0.00

10 **TABLE 1: Variation of RBOOST with c/s**

In terms of these results, the left rear output matrix coefficients in the five channel version are:

$$\text{LSL} = \cos(45^\circ - tl) + \text{RBOOST}(\log c/s) \quad \dots(76)$$

$$\text{LSR} = -\sin(45^\circ - tl) \quad \dots(77)$$

15 and similarly for the right channel,

$$\text{RSL} = \sin(45^\circ - tl) \quad \dots(78)$$

$$\text{RSR} = \cos(45^\circ - tl) + \text{RBOOST}(\log c/s) \quad \dots(79)$$

For the seven channel embodiment of the invention, we add an additional dependency on c/s to take into account the desired reduction of output in the left side and right side channels as the steering goes to full rear, remembering that left side and left rear coefficients were equal in the case of steering from full left to left rear. The reduction of side output is accompanied by a boost in the corresponding rear output to maintain constant power in the steered signal. It may also be desirable to increase the cross term, which reduces the separation a little, but apparently this is not audible.

We define a rear side boost function RSBOOST(*ts*) using an angle *ts* derived from the value of c/s:

$$ts = 90^\circ - \arctan(s/c)$$

where *ts* varies from 22.5° to 45°, so that the RSBOOST function rises from zero at

30 *ts* = 22.5° to 0.5 at *ts* = 45°.

WO 99/12386

PCT/US98/18390

Then

$$\text{RSBOOST} = 0.5 \sin(2(ts - 22.5^\circ)) \quad \dots(80)$$

and for the side outputs,

$$\text{LSL} = \cos(45^\circ - tl) + \text{RBOOST}(\log c/s) - \text{RSBOOST}(ts) \quad \dots(81)$$

$$5 \quad \text{LSR} = -\sin(45^\circ - tl) \quad \dots(82)$$

$$\text{RSL} = \sin(45^\circ - tl) \quad \dots(83)$$

$$\text{RSR} = \cos(45^\circ - tl) + \text{RBOOST}(\log c/s) - \text{RSBOOST}(ts) \quad \dots(84)$$

and for the rear outputs,

$$\begin{aligned} \text{LRL} &= \cos(45^\circ - tl) + \text{RBOOST}(\log c/s) \\ &+ 0.5 \text{RSBOOST}(ts) \end{aligned} \quad \dots(85)$$

$$10 \quad \text{LRR} = -\sin(45^\circ - tl) \quad \dots(86)$$

$$\text{RRL} = \sin(45^\circ - tl) \quad \dots(87)$$

$$\begin{aligned} \text{RRR} &= \cos(45^\circ - tl) + \text{RBOOST}(\log c/s) \\ &+ 0.5 \text{RSBOOST}(ts) \end{aligned} \quad \dots(88)$$

15 For the film decoder mode, we have to replace criterion D above by criterion

E, which entails boosting the levels in front channels by 3dB in all front

directions. The matrix can be made to perform this way by adding similarly

derived boost terms to the front elements during front steering. For example,

during left steering the LL matrix element, here called LFL, should be increased

20 by a boost function depending on l/r , where we define two angles:

$$tlr = 90^\circ - \arctan(l/r) \quad \dots(89)$$

$$trl = 90^\circ - \arctan(r/l) \quad \dots(90)$$

Then (cf. eq. (27) above),

$$\text{LFL} = \cos ts + \text{LFBOOST}(tlr) \quad \dots(91)$$

25 and for steering to the right,

$$\text{RFR} = \cos ts + \text{LFBOOST}(trl) \quad \dots(92)$$

Both center matrix elements are also boosted during center steering:

$$\text{CL} = \sin tl + 0.71 \text{LFBOOST}(ts) \quad \dots(93)$$

$$\text{CR} = \cos tl + 0.71 \text{LFBOOST}(ts) \quad \dots(94)$$

30 These equations completely specify the additional requirements for a film

WO 99/12386

PCT/US98/18390

decoder.

When there is no center channel loudspeaker, the Dolby specification suggests that the center channel output should be added to the left front and right front outputs with a gain of -3dB or 0.707 . While this reproduces the center channel dialog at the proper level, it reduces the separation between left and right. For example, when there is no steering, the center output is $0.71L + 0.71R$. Adding this to left and right yields a left output of $1.5L + 0.5R$ and a right output of $1.5R + 0.5L$, so that the separation is reduced to $0.5/1.5 = 9.5\text{dB}$.

To avoid this effect, it would be better to modify the left and right matrix elements when there is center steering, using the angle ts derived from c/s , so that:

$$LFL = 1 + LFBOOST(ts) \quad \dots(95)$$

$$RFR = 1 + LFBOOST(ts) \quad \dots(96)$$

$$LFR = RFL = 0 \quad \dots(97)$$

Unlike the previously derived matrix coefficients, these do not remove the dialog from the left and right channels, and also keep it at the proper loudness in the room, while maintaining full left-right separation for music as long as the steering is in the front hemisphere.

In a preferred five channel embodiment shown in FIG. 4, five of the seven channels described above are implemented, and the decoder provides the left, center, right, left rear and right rear outputs, the left side and right side outputs being omitted. It is understood from the above mathematical description that the circuitry for the left rear and right rear outputs of the seven channel decoder can be obtained by similar circuitry to that for the left and right surround outputs shown, with an additional 10ms delay similar to the blocks 96 and 118 which implement 15ms delays.

The addition of the RBOOST, RSBOOST and LFBOOST functions as described for the seven channel decoder, the film decoder mode and the missing center channel mode in the last section will be simple modifications apparent to those skilled in the art. In the digital implementation, they consist merely of

WO 99/12386

PCT/US98/18390

adding the appropriate boost expressions derived from the angles ts and tl with appropriate definitions based on the steered direction to the corresponding matrix coefficients before performing the multiplications and additions required to generate the matrixed output signals.

- 5 In the decoder **90** of FIG. 4, the input terminals **92** and **94** respectively receive the left and right stereophonic audio input signals labeled A and B, which may typically be outputs from the encoders of FIGs 2, 3, or 7, directly or after transmission/recording and reception/playback through typical audio reproduction media.
- 10 The A signal at terminal **92** passes through a short (typically 15ms) delay before application to other circuit elements to be described below, so as to permit the signal processing which results in the l/r and c/s signals to be completed in a similar time period, thereby causing the control signals to act on the delayed audio signals at precisely the right time for steering them to the appropriate
- 15 loudspeakers.
- The A signal from terminal **92** is buffered by a unity gain buffer **98** and passed to a rectifier circuit **100** and a logarithmic amplifier **102**.
- Similarly, the B signal from terminal **94** is passed through a buffer **104**, a rectifier **106** and a logarithmic amplifier **108**.
- 20 The outputs of the logarithmic amplifiers **102** and **108**, labeled A" and B" respectively, are combined by subtractor **110** to produce the l/r directional control signal, which is passed through switch **112** to the matrix circuitry described below. In the alternate position of switch **112**, a time constant comprising resistor **114** and capacitor **116** is interposed in this path to slow down the output transitions of
- 25 the l/r signal.
- The B signal from terminal **94** is also passed through a 15ms delay for the reason stated above.
- The A and B signals from terminals **92** and **94** are combined in an analog adder **120**, rectified by rectifier **122** and passed through logarithmic amplifier **124**.

WO 99/12386

PCT/US98/18390

Similarly, the A and B signals are subtracted in subtractor **126**, then passed through rectifier **128** and logarithmic amplifier **130**. The signals from the logarithmic amplifiers **124** and **130** are combined in subtractor **132** to produce the signal *c/s*, which is passed through switch **134**. In the alternative position of switch **134**, the signal passes through the time constant formed by resistor **136** and capacitor **138**, which have identical values to the corresponding components **114** and **116**. Thus far, the control voltage generation circuit has been described. As is typical of such circuits, the *l/r* and *c/s* signals vary in proportion to the logarithms of the ratios between the amplitudes of left A and right B, and of center (sum) and surround (difference) of these signals.

The matrix elements are represented by the circuit blocks **140 - 158**, which are each labeled according to the coefficient they model, according to the preceding equations. Thus, for example, the block **140** labeled LL performs the function described by equation (27), (54), (91) or (95) as appropriate. In each case, this function depends on the *c/s* output, which is shown as an input to this block with an arrow, to designate it as a controlling input rather than an audio signal input. The audio input is the delayed version of left input signal A after passing through the delay block **96**, and it is multiplied by the coefficient LL in block **140** to produce the output signal from this block.

The outputs of the several matrix elements are summed in summers **160 - 168** thus providing the five outputs L, C, R, LS and RS at terminals **172, 174, 176, 178, and 180** respectively. As mentioned above, the RS signal is passed through a variable phase shifter **170** before being applied to the output terminal **180**. Phase shifter **170** is controlled by the *c/s* signal to provide a phase shift which changes from 0° to 180° as the signal *c/s* steers from front to rear.

In the seven channel version of the decoder, circuit elements **152 - 158, 166, 168 and 170** are duplicated, being fed from the same points as their corresponding elements shown in FIG 4, but with the coefficients LRL, LRR, RRL and RRR in blocks corresponding to **152 - 158** respectively, and with additional 10ms delays

WO 99/12386

PCT/US98/18390

similar to blocks **96** and **118**, which may be inserted either ahead of these blocks or after the corresponding summer elements to blocks **166** and **168**.

Although an analog implementation is shown in FIG. 4, it is equally possible, and may be physically much simpler, to implement the decoder functions
5 entirely in the digital domain, using a digital signal processor (DSP) chip. Such chips will be familiar to those skilled in the art, and the block schematic of FIG. 4 will be readily implemented as a program operating in such a DSP to perform the various signal delays, multiplications and additions, as well as to derive the signals l/r and c/s and the angles tl and ts from these signals, to be used in the
10 equations previously disclosed, so as to provide the full functionality of the decoder according to the present invention.

Turning to FIG. 5a, an analog version of the phase shifter **170** is shown. In this phase shifter circuit, the input signal RS' is buffered by an operational amplifier **182** and then inverted by a second operational amplifier **184** with the
15 input resistor **186** and equal feedback resistor **188** defining unity gain. The outputs of amplifiers **182** and **184** are respectively applied through variable resistor **190** and capacitor **192** to a third operational amplifier **196**, which buffers the voltage at the junction of the variable resistor **190** and capacitor **192** to provide the output signal RS to terminal **180** of FIG. 4. This circuit is a
20 conventional single pole phase shifter having an all-pass characteristic.

The variable resistor **190** is controlled by the c/s signal in such manner that the turnover frequency of the phase shifter is high when the signal is steered to the front, so that the rear output signals are out of phase (due to the matrix coefficients) but reduces as the signal steers to the rear, so that the rear output
25 signals become in phase due to inversion of the right rear output RS. Although the phase shift is not the same at all frequencies, the psychoacoustic effect of this phase shifter is acceptable and reduces the phasiness of the rear signals substantially. As will be apparent to those skilled in the art, more complex multi-pole phase shifters could be used, but would require additional circuitry in all of

WO 99/12386

PCT/US98/18390

the output channels, so it does not provide a cost-effective way of smoothly reversing the phase of the one rear channel where this is desired.

In FIG. 5b is shown a conventional variable digital delay element that may be used in implementing a digital embodiment of the delay block **170** of the circuit of FIG. 4. In this circuit, the gain value g is controlled by the value of control signal c/s so as to perform the same function as for the analog phase shifter of FIG. 5a. In this circuit, the signals applied to adder **200** are summed and delayed by delay block **202**, the output of which is fed back through a multiplier **204** of gain g to one of the inputs of adder **200**. The RS' signal is applied to the other input of adder **204** and also to multiplier **206**, where it is multiplied by a coefficient $-g$. The output signal from delay block **202** is multiplied by $(1 - g^2)$ in multiplier **208**, and added to the signal from multiplier **206** in adder **210** to provide the RS signal at the output of adder **210**.

While the performance of this phase shifter is not quite identical to that of its analog counterpart in FIG. 5a, it is sufficiently similar to provide the desired effect.

FIGs. 6a through 6e show graphically the variations of the various matrix coefficients of the decoder of FIG. 4 and its enhancements that are described by equations in the preceding section to the description of FIG. 4, for further clarification of the operation of this decoder.

In FIG. 6a, the curves A and B represent the variation of coefficients LL (LFL) and -LR (-LFR) respectively as the value of c/s ranges from 0dB to about 33dB. These curves follow the sine - cosine law as derived in equations (27) and (28). The variation of RR (RFR) and RL (RFL) is similar in form for steering in the right front quadrant.

The curves C and D respectively show the corresponding values of LFL and LFR for the decoder according to the previous Griesinger Patent No. 5,136,650 for comparison. In these curves, which approach the value 0.5 under strong center steering, the music component is 3dB too low, hence the new decoder curves A and

WO 99/12386

PCT/US98/18390

B which meet at 0.71 provide constant music level, while the old curves do not.

In FIG. 6b are shown the curves E and F representing the center coefficients CL and CR under l/r steering from center (0dB) to left (33dB). The left coefficient CL increases by 3dB while the right coefficient CR decreases to zero as the steering moves to the left. Similar considerations apply but in the opposite sense when the steering is to the right.

The curves G and H represent CL and CR respectively in the decoder of Griesinger's previous patent referenced above, showing that again the music level is not maintained constant, as the curve G does not increase by the required 3dB.

Turning to FIG. 6c, Curves J and K represent the values of the coefficients LSL and LSR respectively as the ratio l/r goes from 0dB (no steering or center steering) to 33dB, representing full left steering. The LSL curve J reduces to zero, as it is removing left signal from the left surround channel, while the LSR signal increases so that the level of the music remains constant in the room. It is clear from the curves that there is a break point at 8dB, corresponding to a steering angle of 22.5° to the rear. Here the matrix elements must total (in r.m.s. fashion) to 1 when the input has only a directional signal. This is achieved if they have values of $\cos 22.5^\circ$ or 0.92 and $\sin 22.5^\circ$ or 0.38, as can be seen from the curves.

In this context, note that l/r can be zero dB either when the signal is steered fully rear, or when there is no steered component of the signal. In either case, the matrix relaxes to the full left-right separation that is desired.

In FIG. 6d, the curve L represents the RBOOST value tabulated above in TABLE 1 and used in equations (76) and (79), and subsequently. The value of LSL is too small when steering to full rear, so the value of RBOOST is added to it to keep the music level constant. Only LSL is boosted, so complete separation is maintained. The value of RBOOST depends only on c/s, as c/s varies from -8dB to -33dB (full rear) i.e. the x-axis of the graph is -c/s, with c/s in dB.

Also shown in FIG 6d is the curve M which represents the value of RSBOOST. In the seven-channel version of the decoder, this value is subtracted from the left side coefficient and half of it is added to the left rear component,

WO 99/12386

PCT/US98/18390

when steering between left rear (-8dB) to full rear (-33dB). Again, the axis is $-(c/s \text{ in dB})$, and this curve goes from zero to 0.5, as expressed in equation (80) above.

Finally, in FIG. 6e is shown the curve N which represents the variation of the correction factor ($\sin ts + \cos ts$) with the control signal c/s applied to the rear and side surround channels to keep the level of music constant, as described above subsequent to equation (39).

Turning to FIG. 7, there is shown an active encoder suitable for use in movie soundtrack encoding generally, and particularly with reference to the decoder embodiments presented above.

In FIG. 7, the same five signals LS, L, C, R and RS are applied to the correspondingly numbered terminals **62, 50, 52, 54, 64** respectively as in the encoder of FIG. 3. For each of these signals there is a corresponding level detector and logarithmic amplifier to provide signals proportional to the logarithms of the amplitudes of each of these signals. These elements are numbered **212-230**. The logarithmic signals are respectively labeled lsl, ll, cl, rl and rsl , corresponding to the inputs LS, L, C, R and RS. These signal levels are then compared in a comparator block (not shown), whose action is described below.

Attenuators **254** and **256** attenuate the LS signal by factors of 0.53 and 0.83 respectively, and attenuators **258** and **260** attenuate the RS signal by factors of 0.83 and 0.53 respectively.

Each of the five input signals passes through an all-pass phase shift network, the blocks labeled **232, 234**, providing phase shift functions ϕ and $\phi-90^\circ$ respectively for the attenuated LS signal from attenuators **254** and **256** respectively, blocks **236, 238**, and **240** providing the phase shift function ϕ to each of L, C and R signals respectively. A signal combiner **242** sums $0.38LS$ with $-0.38RS$ to provide a center surround signal to phase shifter block **244**, which has a phase shift function ϕ . The phase shifter blocks **246** and **248** provide phase shift functions $\phi-90^\circ$ and ϕ respectively in the RS channel from attenuators **258**

WO 99/12386

PCT/US98/18390

and 260 respectively.

A signal combining matrix 250 sums the $LS(\phi)$ signal attenuated by the attenuator 254, with gain $\sin \Theta_{LS}$, the $LS(\phi-90^\circ)$ signal attenuated by the attenuator 256, with gain $\cos \Theta_{LS}$, the $L(\phi)$ signal, the $C(\phi)$ signal with gain 0.707, and the surround signal $S = (0.38LS-0.38RS)$ with phase ϕ , which is labeled $S(\phi)$, to produce the left output signal A at terminal 44.

A similar matrix 252 sums the $RS(\phi)$ signal with gain $\sin \Theta_{RS}$, the $RS(\phi-90^\circ)$ signal with gain $\cos \Theta_{RS}$, the $R(\phi)$ signal, the $C(\phi)$ signal with gain 0.707, and the $S(\phi)$ signal, to produce the right output B at terminal 46.

The steering angles Θ_{LS} and Θ_{RS} are made dependent upon the log amplitude signals lsl , ll , cl , rl and rsl in the following manner in this embodiment of the invention:

Whenever lsl is larger than any of the remaining signals, then Θ_{LS} approaches 90° , otherwise, Θ_{LS} approaches 0. These values may be extremes of a smooth curve. Similarly, if rsl is larger than any of the other signals, Θ_{RS} approaches 90° , otherwise Θ_{RS} approaches 0.

The particular advantage of this mode of operation is that when a signal is applied to the LS or RS input only, the output of the encoder is real, and produces an l/r ratio in the decoder of 2.41:1 (8dB), which is the same value produced by the simplified encoder and the passive encoder.

Turning to FIG. 8, which shows a part of a decoder according to the invention having complex rather than real coefficients in the matrix, the figure illustrates a method for generating a third control signal ls/rs (in addition to the signals l/r and c/s generated by the decoder in FIG. 4), which is used for varying the additional phase shift network of FIG. 9 that is placed ahead of the decoder of FIG. 4 in order to effect the generation of complex coefficients in the matrix.

It will be seen that the A and B signals are now applied to terminals 300 and 302 respectively, instead of to terminals 92 and 94 of FIG. 4. An all-pass

WO 99/12386

PCT/US98/18390

phase shift network **304** having the phase function $\phi(f)$ of frequency f , and a second all-pass phase shift network **306** having the phase function $\phi(f)-90^\circ$ receive the A signal from terminal **300**. The phase shifted signal from **304** is attenuated by a factor -0.42 in attenuator **308** and the lagging quadrature phase shifted signal from **306** is attenuated by the factor 0.91 in attenuator **310**. The outputs of attenuators **308** and **310** are summed in summer **312**.

The B signal at terminal **302** is passed through an all-pass phase shift network **314** so that the output of summer **312** is signal A shifted by 65° relative to signal B at the output of phase shifter **314**.

The output of summer **312** is passed through attenuator **316** with an attenuation factor 0.46 , and to one input of a summer **318**, where it is added to the phase-shifted signal B from shifter **314**. Similarly, the output of phase shifter **314** is attenuated by attenuator **320** with the same factor 0.46 and passed to summer **322** where it is added to the output of summer **312**, the phase-shifted A signal. The particular choices of coefficients in attenuators **308**, **310**, **316** and **320** are made so that signals applied to the LS input only of the passive encoder will produce no output at the summer **308** and a signal applied to the RS input only will produce no output at the summer **322**. The object thus is to design a circuit that will recognize as input of the decoder the case when the signal is only being applied to the left side or right side of the encoder. It does this by a cancellation technique, such that one or the other of the two signals goes to zero when the condition exists.

The output of summer **318** is passed into level detection circuit **324** and log amplifier **326**, while the output of summer **322** is passed through level detector **328** and logarithmic amplifier **330**. The outputs of log amplifiers **326** and **330** are passed to subtractor **332** which produces an output proportional to their log ratio. This output may be selected by switch **334**, or the output from the R-C time constant formed by resistor **336** and capacitor **338**, which have values identical to the corresponding components shown in FIG. 4, may alternatively be selected by

WO 99/12386

PCT/US98/18390

switch **334** and passed to terminal **340** as the steering signal ls/rs.

Thus the signal ls/rs will either be a maximum positive value when a signal is applied to the LS input of the passive encoder, or a maximum negative value when a signal is applied to the RS input.

5 The purpose of the signal ls/rs is to control the input phases applied to the decoder of FIG. 4. For this reason, the network of FIG. 9 is interposed between the A and B signals applied to terminals **92** and **94** of FIG. 4.

The circuit shown in FIG. 9 includes a phase shifter **342** of phase function ϕ , which may be the same shifter as **304** in FIG. 8, followed by an attenuator **344** 10 having the attenuation value $\cos \Theta_{\text{RS}}$, while the phase shifter **346**, which may be the same shifter as **306** in FIG. 8, of phase function $\phi-90^\circ$, is passed through attenuator **348** with attenuation factor $\sin \Theta_{\text{RS}}$. The outputs of attenuators **344** and **348** are summed by summer **350** to provide a modified A signal at terminal **352**, which is to be directly connected to terminal **92** of FIG. 4.

15 In the lower part of FIG. 9, the B signal is applied to terminal **302** as in FIG. 8, and in one branch passes through phase shifter **354** of phase function ϕ and attenuator **356** of attenuation factor $\cos \Theta_{\text{LS}}$, while in the other branch it passes through phase shifter **358** of phase function $\phi-90^\circ$ and attenuator **360** of attenuation factor $\sin \Theta_{\text{LS}}$. The signals from attenuators **356** and **360** are 20 combined in subtractor **362** to provide a modified B signal at terminal **364**, which is to be directly connected to the terminal **94** in FIG. 4. The result in the change of phase is to produce better separation between the LS and RS outputs of the decoder (as well as the LR and RR outputs in a 7-channel version) when only the LS or RS inputs of the passive encoder are being driven with signals.

25 The relationship between the control signal ls/rs and the steering angle Θ_{LS} is shown in the inset graph of FIG. 9. As ls/rs reaches 3dB, the angle Θ_{LS} begins to change from 0° rising towards 65° at high values of ls/rs. An exactly complementary relationship applies to the other steering angle Θ_{RS} which is

controlled by the inverse of ls/rs , which we call rs/lr , so that when rs/lr exceeds 3dB, the value of Θ_{rs} begins to increase from 0° , moving towards an asymptote at -65° when rs/lr is at its maximum value. As Θ_{ls} and Θ_{rs} vary, the matrix coefficients effectively become complex due to the phase changes at the inputs to the main part of the decoder shown in FIG. 4.

FIG. 10 illustrates an alternative embodiment of an encoder that differs from that of FIG. 7 by simplifying the phase shift networks. The number of phase shift networks can be reduced by combining the real signals before sending them through the ϕ phase shifter, thus resulting in only two ϕ and two $\phi-90^\circ$ phase shift networks. The description of Θ_{ls} and Θ_{rs} is also simplified. Θ_{ls} approaches 90° when ls/lr is greater than 3dB, and otherwise is zero (just as in the decoder design). Likewise, Θ_{rs} approaches 90° when rs/lr is greater than 3dB, and otherwise is zero.

In FIG. 10, elements corresponding to those in the right half of FIG. 7, namely the attenuators **254-260** and the $\phi-90^\circ$ phase shifters **234** and **246** have been correspondingly numbered. In order to provide a more detailed discussion of the difference between this encoder and that of FIG. 7, the elements of FIG. 10 not so corresponding have also been numbered. It will be seen that the coefficients shown in signal combiner elements **242**, **250** and **252** of FIG. 7 have been extracted from the signal combiners and applied separately to each of the relevant signals in attenuator elements **262-274**, and that these signals thus modified are combined in simple summing devices **276-284**, while the five ϕ phase shifters **232**, **236-240** and **248** have been replaced by two phase shifters **286-288**.

In FIG. 10, the signal path for the LS signal from terminal **62** of FIG. 7 passes as before through attenuator element **256** and $\phi-90^\circ$ phase shifter **234**, then passing through the actively controlled attenuator **270** having attenuation factor $\cos \Theta_{ls}$, this being the coefficient formerly shown in signal combiner **250** of FIG. 7. This signal is summed in summer **276** as one component of the signal output labeled A at terminal **44** of FIG. 7.

WO 99/12386

PCT/US98/18390

The signal path for the RS signal at terminal 64 in FIG. 7 similarly passes through attenuator 258 and phase shifter 246, then through active attenuator 274 having attenuation coefficient $\cos \Theta_{RS}$, formerly part of signal combiner 252 of FIG. 7, to summer 280 where it is one component of the signal labeled B at terminal 46 of FIG. 7.

The signal path for the center signal C from terminal 52 of FIG. 7 passes first through attenuator 266 with attenuation coefficient 0.71, after which it is applied to summers 278 and 282. The L signal from terminal 50 of FIG. 7 is applied directly to summer 278. The R signal from terminal 54 of FIG. 7 is applied directly to summer 282. The LS signal is also applied through attenuator 254, and through active attenuator 268 with attenuation coefficient $\sin \Theta_{LS}$ to the summer 278. The RS signal is also passed through attenuator 260 and active attenuator 272 with attenuation coefficient Θ_{RS} to the summer 282. Finally, the LS signal passes through attenuator 262 of coefficient 0.38 and the RS signal passes through attenuator 264 of coefficient -0.38, both attenuated signals being summed in summer 284, before the result is applied to summer 278 with positive sign and summer 282 with negative sign.

The output of summer 278 is passed through ϕ phase shifter 286 to summer 276, and the output of summer 282 is passed through ϕ phase shifter 288 to summer 280, summers 276 and 280 respectively providing the signals A and B to terminals 44 and 46 of FIG. 7.

Examination of the attenuation and summation of each of the signals LS, L, C, R and RS into each of the outputs A and B will show that these output signals are identical in content to those of FIG. 7, but with three fewer of the expensive phase shifters relative to FIG. 7.

In FIG. 10 is also shown graphically the relationship between the angle Θ_{RS} and the value of rs/ls (or $-ls/rs$) for signals steered in the right side quadrant. This angle affects the circuit elements 272 and 274, as indicated by the arrows. An exactly similar relationship exists between the steering angle Θ_{LS} and the

WO 99/12386

PCT/US98/18390

value of l/s , this angle affecting circuit elements 268 and 270.

Turning to FIG. 11, an encoder is shown, that is very similar in construction to the encoder of FIG. 10. Those elements that are comparable in function are therefore numbered correspondingly. There are several new
 5 elements, the four gain control elements, variable attenuators 290-293, and two control signal generator elements 294, 295. The input and output terminals have been numbered in correspondence with FIG. 7.

The purpose of the added gain control elements is to correct both the balance between strongly steered front signals and music, and the reduction of
 10 separation in response to simultaneous left side and right side signals. When strongly steered signals occur in the left, center, or right channels, the Dolby Pro-Logic compatible type of decoder, i.e. in this case one that meets criterion E, rather than criterion D, applies a boost of 3dB in the front channels. This boost is quite audible as a shift in the balance between dialog and music, for example.
 15 Typically, in mixing a soundtrack for playback with a Dolby-compatible decoder, the recording levels of dialog and other strongly steered front channels is compensated by the sound mixer who listens to the sound track through a decoder which applies this boost. However, five-channel films encoded through either a passive encoder or the type of active encoder discussed previously with reference
 20 to FIGs. 7 and 10, will not be so compensated.

In the new encoder, the three front signals L, C and R, are passed through three variable attenuators 290-292 respectively having gain coefficients G_L , G_C and G_R . These coefficients are controlled by steering control signals derived from the outputs of the encoder. To do this, the output signals A and B are fed into the
 25 inputs of a steering signal voltage generator 294 which comprises identical circuitry to that of the decoder of FIG. 4. The two steering voltages l/r and c/s are thus derived, and will be identical to those generated in an active decoder. These two steering voltages affect the gain coefficients in the manner shown in FIGs. 12a and 12b. The signal l/r and inverse r/l control gains G_L and G_R respectively

WO 99/12386

PCT/US98/18390

of elements **290** and **292**, while gain GC of element **291** is controlled by c/s .

When l/r is positive (steering is to the left), the value of GL is reduced from 1 according to the curve shown in FIG. 12a, while the value of GR remains at 1. Similarly, when l/r is negative, the value of GR is reduced according to the same curve (in relation to $|l/r|$) while the value of GL is constant at 1. Likewise, when the front/rear steering c/s is positive (steered to the front), the gain GC varies with c/s according to the curve of FIG. 12a, but GC remains at 1 when the c/s signal is negative. The curve in FIG. 12a is the inverse of the curve N shown in FIG. 6e.

Since the l/r and c/s signals are generated within a feedback loop, because changing a gain also affects the steering voltage, the correction applied to each of the front signals will exactly match the boost applied to them in the film decoder. The result of this is that dialog, music and strong left or right sound effects maintain the balance of the original discrete mix when the original five channels are encoded to two and then decoded back to five or seven channels. There is in fact very little loss of subjective quality when the two channel version is compared to the five channel original. Most of the time, there is no apparent difference at all.

A further improvement in the encoder of FIG. 11 is the addition of the gain coefficient GS of variable attenuator **293**, which is controlled by the control voltage generation circuit **295**. The gain coefficient GS acts upon the signal from summer **284**, which is the difference signal between the left side and right side input signals (multiplied by 0.38). The purpose of this side difference signal is to provide the proper negative value of the c/s signal when there is a strongly steered left side or right side input to the encoder. However, this side difference signal reduces the separation between left side and right side inputs when both are present at the same time. This reduction in separation is particularly important in the case when the LS and RS inputs are nearly equal but uncorrelated, such as during music, applause, or surround effects like rain.

During these unsteered effects, we would like to disable the difference signal, and this can be accomplished by reducing the value of GS whenever there

WO 99/12386

PCT/US98/18390

is no strong correlation between the left side and right side signals applied to the encoder.

The presence of correlation can be determined from the steering voltages derived from the left side and right side inputs to the encoder, using a control voltage generation circuit 295 similar to that in element 294, which thus produces the control signals ls/rs and cs/ss . The ls/rs steering voltage was also derived on the original version of the active encoder shown in FIG. 7, to control the values of Θ_{LS} and Θ_{RS} . While this feature is retained in the encoder of FIG. 11, additional circuitry determines the front-back components of the side signals. Both the ls/rs and cs/ss signals control the gain GS of attenuator element 293. The ls/rs signal also controls the steering angle ls in attenuators 270 and 272, and its inverse, rs/rs , controls the steering angle rs in attenuators 272 and 274.

The value of GS is then determined by taking the larger of the absolute values of signals ls/rs and cs/ss , limiting this value to 7dB, dividing by 7, then subtracting the result from 1. Thus any signal with correlation of 7dB or more will result in $GS = 1$ so that the encoder works as before, but when uncorrelated signals are applied to LS and RS, the value of GS will diminish accordingly and the decoder will revert to the high separation between these inputs.

In the process of comparisons of encoded/decoded signals versus unencoded multichannel sound, it became apparent that the output from the left front or right front channels during side steering was not reduced enough. According to the Dolby Pro-Logic specification, which does not include left and right side channels, the left front output of the decoder reduces in amplitude by only 2.5dB. This behavior of the front channels is intentional, in order to follow the Dolby specification, but in the standard Dolby specification there are no side channels to decode, and only a single rear output. There is therefore a need to modify the Dolby specification for the left and right front outputs during rear steering when there are side speakers.

In the modified specification, the left front and right front outputs are

WO 99/12386

PCT/US98/18390

reduced by an additional 3dB when there is rear steering on the same side. Thus the front left signal is reduced by this amount as a signal pans from left to left side, and the right front signal is similarly reduced as a signal pans from right to right side. With the side speakers installed, this clearly improves the apparent motion of a signal moving from the front to either side, and then to the rear; however, it is not so large a departure that it makes much audible difference with a standard Pro-Logic encoded film. The variation in gain for the LL and LR matrix elements for left to left side steering is shown in FIGs 12b and 12c respectively. Similar curves apply to the right side steering.

Another aspect of the decoder improvements is a special limiting correction that may be applied digitally to the l/r and c/s directional control signals. This has the advantage of improving the speed and the accuracy of the steering. During a pan from left to center of a strongly steered signal, the l/r and c/s signals are not independent, but follow a complementary path, shown in FIG. 13. If the logarithmic detectors act rapidly, this curve will be followed dynamically, but when a time constant is included, the value of the rising signal can increase rapidly, but the falling signal is usually changing at a slower speed. The result is that the falling signal is higher than it should be, reducing the dynamic separation. To correct this problem, the signal that is changing more rapidly is used to limit the other signal to follow the curve of FIG. 13. Although some prior art decoders included circuits for limiting control voltage excursions during rapid changes, these circuits were not based on the rate of change of the control signals but rather their absolute values. A particular advantage of the rate of change method is that the increasing signal is enabled to rise rapidly while the falling signal, which represents steering the matrix in a previous direction, is forced to yield to the more rapidly changing signal.

Remembering the definitions of these signals, it is quite easy to work out the relationships between the control signals, that can only occur as a maximum limit, which will not be reached in the presence of decorrelated music.

If we consider a pan from left to center, $L = \cos t$ and $R = \sin t$, then the

WO 99/12386

PCT/US98/18390

control signals are

$$l/r = 20 * \log_{10}(\cos t / \sin t) \quad \dots(98)$$

$$c/s = 20 * \log_{10}((\cos t + \sin t) / (\cos t - \sin t)) \quad \dots(99)$$

These relationships are plotted against each other in FIG.13.

5 FIG. 14 shows for reference the form of the left rear left (LRL) matrix
 element coefficient used in the matrix of FIG. 4, as implemented in the decoder
 according to the prior patent application No. 08/684,948. The value of this
 coefficient is plotted in three-dimensional format as the height of the ordinates
 with respect to the *cs* and *lr* control signals, which are derived from the usual log-
 10 ratio detectors in the decoder of FIG. 4. The *cs* signal represents the ratio of
 center front to rear surround signal amplitudes and the *lr* signal represents the
 ratio of left to right signal amplitudes. Each of these signals is encoded as an
 angle ranging from zero to 90 degrees. As can be seen in the illustration, there is
 a discontinuity in the value of this element near the left vertex, forming a small
 15 "cliff" as the signal moves towards the rear. There is also a central "valley" in this
 representation. FIG. 15 similarly shows the value of the left rear right matrix
 element, which has a similar discontinuity along the *lr*=0 axis towards the rear.

These discontinuities are due to an error in the theory described in the
 previous patent application. The problem is that there is a correction applied to
 20 the matrix element in the left rear quadrant which was done by a table indexed
 through a variable called *lr bounded*. It turns out this type of correction only
 works when the error being corrected is symmetric. The correction along the *cs*
 axis is symmetric, but the correction along the *lr*=0 boundary is not. A better way
 to do this correction is through an interpolation, as was done in the theory in the
 25 previous paper for the LRR matrix element along the *lr* axis. In practice the
 interpolation can be performed through two additional lookup tables at little
 computational cost. The equations for this interpolation will be shown later.
 The LRR matrix element is correctly interpolated along the *lr* axis. However as
 can be seen in FIG. 15, there is a discontinuity along the *cs* axis. This
 30 discontinuity was due to a programming error in the decoder version 1.11. The

WO 99/12386

PCT/US98/18390

theory presented in the previous patent application produces the matrix element shown in FIG. 16.

FIG. 16 shows the left rear right matrix element as it should have been implemented in the decoder of version 1.11 according to the previous patent application, in which the discontinuity has been removed. With the correct interpolation and implementation, there are no discontinuities at the $lr=0$ boundary.

Turning now to the TV sound matrix, FIG. 17 shows the LFL matrix element as implemented in U.S. Patent No. 4,862,502, and in Dolby Pro-Logic, scaled so that the maximum value is 1.

Assuming that cs and lr are the steering directions in degrees in the center/surround and left/right axis respectively, in the 1989 patent the equations for the front matrix elements were given as:

In the left front quadrant,

$$\begin{aligned} \text{LFL} &= 1 - 0.5 * G(cs) + 0.41 * G(lr) & \dots(100) \text{LFR} &= -0.5 * G(cs) \\ & & \dots(101) \end{aligned}$$

In the right front quadrant,

$$\text{LFL} = 1 - 0.5 * G(cs) \quad \dots(102)$$

$$\text{LFR} = -0.5 * G(cs) \quad \dots(103)$$

In the left rear quadrant,

$$\text{LFL} = 1 - 0.5 * G(-cs) + .41 * G(lr) \quad \dots(104)$$

$$\text{LFR} = 0.5 * G(-cs) \quad \dots(105)$$

In the right rear quadrant,

$$\text{LFL} = 1 - 0.5 * G(-cs) \quad \dots(106)$$

$$\text{LFR} = 0.5 * G(-cs) \quad \dots(107)$$

The function $G(x)$ is described in U.S. Patent No. 4,862,502, and specified in U. S. Patent No. 5,307,415. It varies from 0 to one as x varies from 0 to 45 degrees. In the previous patent application it is shown to be equal to $1 - \tan(|r|/|l|)$ where $|r|$ and $|l|$ are the right and left input amplitudes.

In FIG. 18, the LFR matrix element from U.S. Patent No. 4,862,502 and Dolby

WO 99/12386

PCT/US98/18390

Pro-Logic is shown, scaled by 0.71 so the minimum value and maximum values are ± 0.5 .

In the previous patent application No. 08/684,948 these elements were improved by adding the requirement that the loudness of unsteered material should be
 5 constant regardless of the direction of the steering. Mathematically this means that the root mean square of the LFL and LFR matrix elements should be a constant. It was pointed out in the application that this goal should be relaxed in the direction of the steering — that is, when the steering is full left, the sum of the squares of the matrix elements should rise by 3dB. We can see that the above
 10 matrix elements do not meet this requirement.

In FIG. 19 is shown the square root of the sum of the squares of LFL and LFR from U.S. Patent No. 4,862,502, scaled so that the maximum value is one. Notice that the value is constant at 0.71 along the axis from unsteered to right. The unsteered to left rises 3dB to the value one, and the unsteered to center or to
 15 rear falls by 3dB to the value 0.5. The rear direction is identical to the center direction, but is not easily seen due to the perspective in this view.

The previous patent application No. 08/684,948 corrected this amplitude error by replacing the function $G(x)$ in the matrix equations with sines and cosines:

20 For the left front quadrant

$$LFL = \cos(cs) + 0.41 * G(lr) \quad \dots(108)$$

$$LFR = -\sin(cs) \quad \dots(109)$$

 For the right front quadrant

$$LFL = \cos(cs) \quad \dots(110)$$

 25
$$LFR = -\sin(cs) \quad \dots(111)$$

 For the left rear quadrant

$$LFL = \cos(-cs) + 0.41 * G(lr) \quad \dots(112)$$

$$LFR = \sin(-cs) \quad \dots(113)$$

 For the right rear quadrant
 30
$$LFL = \cos(-cs) \quad \dots(114)$$

WO 99/12386

PCT/US98/18390

$$\text{LFR} = \sin(-cs) \quad \dots(115)$$

In FIG. 20 is shown the square root of the sum of the LFL and LFR matrix elements from the previous patent application, No. 08/684,948, scaled so the maximum value is 1. Note the constant value of 0.71 in the entire right half of the plane, and the gentle rise to one toward the left vertex.

The decoder version 1.11 made several changes to these matrix elements. Keeping the basic functional dependence, an additional boost was added along the cs axis in the front, and a cut was added along the cs axis in the rear. The reason for the boost was to improve the performance with stereo music which was panned forward. The purpose of the cut in the rear was to increase the separation between the front channels and the rear channels when stereo music was panned to the rear.

For the front left quadrant,

$$\text{LFL} = (\cos(cs) + 0.41 * G(lr)) * \text{boost1}(cs) \quad \dots(116)$$

$$\text{LFR} = (-\sin(cs)) * \text{boost1}(cs) \quad \dots(117)$$

For the right front quadrant,

$$\text{LFL} = (\cos(cs)) * \text{boost1}(cs) \quad \dots(118)$$

$$\text{LFR} = (-\sin(cs)) * \text{boost1}(cs) \quad \dots(119)$$

For the left rear quadrant,

$$\text{LFL} = (\cos(-cs) + 0.41 * G(lr)) / \text{boost}(cs) \quad \dots(120)$$

$$\text{LFR} = (\sin(cs)) / \text{boost}(cs) \quad \dots(121)$$

For the right rear quadrant,

$$\text{LFL} = (\cos(cs)) / \text{boost}(cs) \quad \dots(122)$$

$$\text{LFR} = (\sin(cs)) / \text{boost}(cs) \quad \dots(123)$$

The function $G(x)$ was defined in the previous patent application. It is equal to $G(x) = 1 - \tan(45 - x)$, and is the identical function used in the Dolby matrix.

The function $\text{boost1}(cs)$ as used in the decoder version 1.11 was a linear boost of 3dB total applied over the first 22.5 degrees of steering, decreasing back to 0dB in the next 22.5 degrees. (See corr1 in the pseudocode below.) $\text{Boost}(cs)$ is

WO 99/12386

PCT/US98/18390

given by $\text{corr}(x)$ in the code below, in which comments are preceded by the % symbol:

```

% calculate a boost function of +3dB at 22.5 degrees
% corr(x) goes up 3dB and stays up. corr1(x) goes up then down again
5 for x = 1:24; % x has values of 1 to 24
    corr(x) = 10^(3*(x-1)/(23*20)); % go up 3dB over this range
    corr1(x) = corr(x);
end
for x = 25:46; % go back down for corr1 over this range
10 corr(x) = 1.41;
    corr1(x) = corr(48-x);
end

```

These equations produce the surface shown in FIG. 21 for the LFL matrix element in decoder version 1.11. Note that the boost as the steering moves toward center is applied both along the $lr=0$ axis, and along the left to center boundary. Note also the reduction in level as the steering moves to the rear.

The boost along the boundary creates a panning error. Also the cut in the rear direction is not optimal. There are two areas where the performance can be improved. The first is in the behavior of the steering along the boundaries between left and center, and between right and center. As a strong single signal pans from the left to the center, it can be seen in FIG. 21 that the value of the LFL matrix element increases to a maximum half-way between left and center. This increase in value is an unintended consequence of the deliberate increase in level for the left and right main outputs as a center signal is added to stereo music.

As explained in a previous disclosure, when a stereo signal is panned forward it is desirable that the left and right front outputs should rise in level to compensate for the removal by the matrix of the correlated component from these outputs. However the method used to increase level under these conditions should only occur when the lr component of the inputs is minimal — that is when there is

WO 99/12386

PCT/US98/18390

no net left or right steering. However the method chosen to implement this increase in the decoder of version 1.11 was independent of the value of lr , and resulted in an increase in level when a strong signal panned across the boundary.

The problem is that the boost is only needed along the $lr=0$ axis. When lr is non zero the matrix element should not be boosted. This problem can be solved by using an additive term to the matrix elements, instead of a multiply. We define a new steering index, the boundary limited cs value with the following code:

We assume both lr and $cs > 0$ for a signal in the left front quadrant, also assuming that cs and lr follow the matlab conventions of varying from 1 to 46:

```

10  % find the bounded c/s
    if (cs < 24)
        bcs = cs-(lr-1);
        if (bcs<1) % this limits the maximum value
            bcs = 1;
15    end
    else
        bcs = 47-cs-(lr-1);
        if (bcs <1)
            bcs = 1;
20    end
    end
end

```

If $cs < 22.5$ and $lr = 0$, (in Matlab convention $cs < 24$ and $lr = 1$) bcs is equal to cs . However as lr increases bcs will decrease to zero. If $cs > 22.5$, as lr increases bcs also decreases.

Now to find the correction function needed, we find the difference between the boosted matrix elements and the non boosted ones, along the $lr=0$ axis. We call this difference \cos_tbl_plus and \sin_tbl_plus . (This code is written in a modified Matlab, where variables are multivalued vectors. Comments are preceded by the % symbol..)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

```

a = 0:45 % define a vector in one degree steps. a has the values of 0 to 45
degrees
aI = 2*pi*a/360; % convert to radians
% now define the sine and cosine tables, as well as the boost tables for the
5 front
sin_tbl = sin(aI);
cos_tbl = cos(aI);
cos_tbl_plus = cos(aI).*corr1(a+1);
cos_tbl_plus = cos_tbl_plus-cos_tbl; % this is the one we use
10 cos_tbl_minus = cos(aI)./corr(a+1);
sin_tbl_plus = sin(aI).*corr1(a+1);
sin_tbl_plus = sin_tbl_plus-sin_tbl; % this is the one we use
sin_tbl_minus = sin(aI)./corr(a+1);
sin_tbl_plus and cos_tbl_plus are the difference between a plain sine and
15 cosine, and the boosted sine and cosine. We now define
LFL = cos(cs) + 0.41*G(lr) + cos_tbl_plus(bcs) ... (124)
LFR = - sin_tbl_plus(bcs) + sin(cs) ... (125)
LFL and LFR in the front right quadrant are similar, but without the
+0.41*G term. These new definitions lead to the following matrix elements.
20 The steering in the rear quadrant is not optimal either. In the curve above
when the steering is toward the rear the matrix elements are given by
LFL = cos_tbl_minus(-cs) + 0.41*G(-cs) ... (126)
LFR = sin_tbl_minus(-cs) ... (127)
These matrix elements are very nearly identical to the Dolby matrix
25 elements. Consider the case when a strong signal pans from left to rear. The
Dolby elements were designed so that there is complete cancellation of the output
from the front left output only when this signal is fully to the rear. However in a
decoder according to the present invention it is desirable that the output from the
left front output should be zero when the encoded signal reaches the left rear
30 direction (cs = -22.5 and lr = 22.5). The left front output should remain at zero as

```

-60-

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

the signal pans further to full rear. The matrix elements used in the version 1.11 decoder — the ones above — result in the output in the front left channel being about -9dB when a signal is panned to the left rear position. This level difference is sufficient for good performance of the matrix, but it is not as good as it could be.

- 5 This performance can be improved by altering the LFL and LFR matrix elements in the left rear quadrant. Notice here we are concerned with how the matrix elements vary along the boundary between left and rear. The mathematical method given in the AES paper ("Multichannel Matrix Surround Decoders for Two-Eared Listeners," David Griesinger, AES preprint No. 4402, 10 October, 1996) can be used to find the behavior of the elements along the boundary. Let us assume that the amplitude of the left front output should decrease with the function $F(t)$ as t varies from 0 (left) to -22.5 degrees (left rear). The method gives the matrix elements:

$$\text{LFL} = \cos(t) * F(t) -/+ \sin(t) * (\sqrt{1 - F(t)^2}) \quad \dots(128)$$

$$15 \quad \text{LFR} = -(\sin(t) * F(t) +/- \cos(t) * (\sqrt{1 - F(t)^2})) \quad \dots(129)$$

If we choose $F(t) = \cos(4*t)$ and choose the correct sign, these simplify to:

$$\text{LFL} = \cos(t) * \cos(4*t) + \sin(t) * \sin(4*t) \quad \dots(130)$$

$$\text{LFR} = -(\sin(t) * \cos(4*t) - \cos(t) * \sin(4*t)) \quad \dots(131)$$

- 20 These elements work well — the front left output is reduced smoothly to zero as t varies from 0 to -22.5 degrees. FIG. 22 shows that the left front left matrix element has the correct amplitude along the left to center boundary, as well as along the center to right boundary.

We want the output to remain at zero as the steering continues from 22.5 degrees to 45 degrees (full rear.) Along this part of the boundary,

$$25 \quad \text{LFL} = -\sin(t) \quad \dots(132)$$

$$\text{LFR} = \cos(t) \quad \dots(133)$$

Note that these matrix elements are a far cry from the matrix elements along the $lr=0$ boundary, where in the previous patent application the values were

$$\text{LFL} = \cos(cs) \quad \dots(134)$$

$$30 \quad \text{LFR} = \sin(cs) \quad \dots(135)$$

WO 99/12386

PCT/US98/18390

FIG. 23 shows the behavior of LFL and LFR along the rear boundary between left and full rear. The slight glitch is due to the absence of a point at 22.5 degrees.

We need a method of smoothly transforming the above equations into the equations along the boundary as *lr* and *cs* approach the boundary. A linear interpolation could be used. In the processor typically used in these decoders, where multiplies are expensive, a better strategy is to define a new variable – the minimum of *lr* and *cs*:

```

% new - find the boundary parameter
10  bp = x;
    if (bp > y)
        bp = y;
    end

and a new correction function which depends on bp:
15  for x = 1:24
        ax = 2*pi*(46-x)/360;
        front_boundary_tbl(x) = (cos(ax)-sin(ax))/(cos(ax)+sin(ax));
    end
    for x = 25:46
20      ax = 2*pi*(x-1)/360;
        front_boundary_tbl(x) = (cos(ax)-sin(ax))/(cos(ax)+sin(ax));
    end

We then define LFL and LFR in this quadrant as:
LFL = cos(cs)/(cos(cs)+sin(cs)) - front_boundary_table(bp) + 0.41*G(lr)
25  ... (136)
LFR = sin(cs)/(cos(cs)+sin(cs)) + front_boundary_table(bp) ... (137)

Note the correction of cos(cs)+sin(cs). When we divide cos(cs) by this factor
we get the function 1 - 0.5*G(cs), which is the same as the Dolby matrix in this
quadrant.
30  In the right rear quadrant,
```

WO 99/12386

PCT/US98/18390

$$\text{LFL} = \cos(cs)/(\cos(cs)+\sin(cs)) \quad \dots(138)$$

$$\text{LFR} = \sin(cs)/(\cos(cs)+\sin(cs)) \quad \dots(139)$$

FIG. 24 shows the left front left matrix element as viewed from the left rear. Note the large correction along the left-rear boundary. This causes the front left output to go to zero when steering goes from left to left rear. The output remains zero as the steering progresses to full rear. However, along the $lr=0$ axis and in the right rear quadrant the function is identical to the Dolby matrix.

FIG. 25 shows the left front right matrix element. Note the large peak in the left to rear boundary. This works in conjunction with the LFL matrix element to reduce the front output to zero along this boundary as steering goes from left rear to full rear. Once again in the rear direction along the $lr=0$ axis and in the rear right quadrant the element is identical to the Dolby matrix.

One of the major design goals of the design of the improved matrix of the present invention is that the loudness in any given output of unsteered material presented to the inputs of the decoder should be constant, regardless of the direction of a steered signal which is present at the same time. As explained previously, this means that the sum of the squares of the matrix elements for each output should be one, regardless of the steering direction. As explained before, this requirement must be relaxed when there is strong steering in the direction of the output in question. That is, if we are looking at the left front output, the sum of the squares of the matrix elements must increase by 3dB when the steering goes full left.

We can test the success of our design by plotting the square root of the sum of the squares of the matrix elements.

FIG. 26 shows the root mean squared sum of LFL and LFR, using the new design. (For this plot we deleted the $1/(\sin(cs)+\cos(cs))$ correction in the rear quadrant, so we could see how accurately the resulting sum came to unity.) Note the 3dB peak in the left direction, and the somewhat lesser peak as a signal goes from unsteered to 22.5 degrees in the center direction. This peak is a result of the deliberate boost of the left and right outputs during half-front steering. Note that

WO 99/12386

PCT/US98/18390

in the other quadrants the rms sum is very close to one, as was the design intent. The value in the rear left quadrant is not quite equal to one, as the method used to produce the elements is an approximation, but the match is pretty good.

FIG. 27 shows the square root of the sum of the squares of LFL and LFR including the correction to the rear level, viewed from the left rear. The unsteered (middle) to right axis has the value one, the center vertex has the value 0.71, the rear vertex has the value 0.5, and the left vertex has the value 1.41. Note the peak along the middle to center axis.

The next concern addressed in the present invention is correcting the values of the rear matrix elements during front steering.

The rear matrix elements in Griesinger's 1989 U.S. Patent No. 4,862,502 are given by:

For the front left quadrant:

$$\text{LRL} = .71 - .71 * G(lr) + .41 * .71 * G(cs) \quad \dots(140)$$

$$\text{LRR} = -.71 * G(lr) + .41 * .71 * G(cs) \quad \dots(141)$$

For the rear left:

$$\text{LRL} = .71 - .71 * G(lr) + .41 * .71 * G(-cs) \quad \dots(142)$$

$$\text{LRR} = .71 * G(lr) + .41 * .71 * G(-cs) \quad \dots(143)$$

(the right half of the plane is identical but switches LRL and LRR.)

The rear matrix elements in the Dolby Pro-Logic are

For the front left quadrant:

$$\text{LRL} = .71 - .71 * G(lr) + .41 * .71 * G(cs) \quad \dots(144)$$

$$\text{LRR} = -.71 * G(lr) + .41 * .71 * G(cs) \quad \dots(145)$$

For the rear left:

$$\text{LRL} = .71 - .71 * G(lr) \quad \dots(146)$$

$$\text{LRR} = .71 * G(lr) \quad \dots(147)$$

(the right half of the plane is identical but switches LRL and LRR.)

A brief digression on the surround level in Dolby Pro-Logic — note that the Dolby elements are identical in the front but do not include the boost dependent on *cs* in the rear. This difference is in fact quite important. The equations above

WO 99/12386

PCT/US98/18390

somewhat disguise the way these decoders are actually used. We derive all the matrix elements with a relatively arbitrary scaling. In most cases the elements are presented as if they had a maximum value of 1.41. In fact, for technical reasons the matrix elements are all eventually scaled so they have a maximum value of one. In addition, when the decoder is finally put to use, the gain of each output to the loudspeaker is adjusted so the sound power is the same at the listening position when a signal is presented to the decoder which has been encoded from the four major directions – left, center, right, and rear. In practice this means that the actual level of the matrix elements is scaled so the four outputs of the decoder are equal under conditions of full steering.

The lack of a level boost in the rear direction in the Dolby decoder means that during the calibration procedure the gain of the rear outputs will be raised by 3dB relative to the other outputs. In fact, for the Dolby decoder in practice:

$$\text{LRL} = 1 - \text{G}(\text{lr}) \quad \dots(148)$$

$$\text{LRR} = -1 \quad \dots(149)$$

The difference is not trivial. When the front elements are scaled so they have a maximum value of one when there is full steering in one direction, we find that during unsteered conditions the elements from the 1989 patent have the value 0.71, and the sum of the squares of the elements has the value of one. This is not true of the Dolby rear elements when calibrated. LRL has the unsteered value of one, and the sum of the squares is 2, or 3dB higher than the 1989 outputs. Note that the calibration procedure results in a matrix which does not correspond to a "Dolby Surround" passive matrix when the matrix is unsteered. The Dolby Surround passive matrix specifies that the rear output should have the value of .71*(Ain + Bin), and the Pro-Logic matrix does not meet this specification. If there are two speakers sharing this output each will be 3dB softer, which will make all five speakers have approximately equal sound power when the decoder inputs are uncorrelated. When the matrix elements from the 1989 patent are used, the same calibration procedure results in 3dB less sound power from the rear when the decoder inputs are uncorrelated. The elements for the rear outputs in the new design include a form of level boost when the outputs are

WO 99/12386

PCT/US98/18390

fully steered – either to the left or right sides – or completely to the rear. Thus they follow the 1989 patent in terms of their surround level when they are unsteered.

To see the importance of this issue, consider what happens when we have an input to the decoder which consists of three components, an uncorrelated left and right component, and a separate and uncorrelated center component.

$$A_{in} = L_{in} + .71 * C_{in} \quad \dots(150)$$

$$B_{in} = R_{in} + .71 * C_{in} \quad \dots(151)$$

When A_{in} and B_{in} are played in stereo, the sound power in the room will be proportional to $L_{in}^2 + R_{in}^2 + C_{in}^2$. If all three components have roughly equal amplitudes, the ratio of the center component to the left plus right component will be 1:2.

We would like our decoder to reproduce sound power in the room with approximately the same power ratio as stereo, regardless of the power ratio of C_{in} to L_{in} and R_{in} . We can express this mathematically. Essentially the equal power ratio requirement will specify the functional form of the center matrix elements along the cs axis, if all the other matrix elements are taken as given. If we assume the Dolby matrix elements, calibrated such that the rear sound power is 3dB less than the other three outputs when the matrix is fully steered – i.e. that the unsteered condition of the matrix is identical to Dolby Surround, then the center matrix elements should have the shapes described by FIGs. 28 and 29.

In FIG. 28, the solid curve shows the center matrix value as a function of cs +1 in dB, assuming sound power ratios identical to stereo, and using Dolby matrix elements with 3dB less power in the rear than typically used. The dotted curve is the actual value of the center matrix elements in Pro-Logic. Notice that while the actual values give reasonable results for an unsteered signal and a fully steered signal, they are about 1.5dB too low in the middle.

Similarly, in FIG. 29, the solid curve shows the value of the center matrix elements assuming equal power ratios to stereo given the matrix elements and calibration actually used in Dolby Pro-Logic. The dotted curve shows the actual values of the center matrix elements in Pro-Logic. Notice that the actual values

WO 99/12386

PCT/US98/18390

are more than 3dB too low for all steerings.

These two figures show something mix engineers are often aware of — namely that a mix prepared for playback on a Dolby Pro-Logic system can often need more center loudness than a mix prepared for playback in stereo.

- 5 Conversely, a mix prepared for stereo will lose vocal clarity when played over a Pro-Logic decoder. Ironically, this is not true of a passive Dolby Surround decoder, which is identical to the unsteered condition of the previous figure.

The present invention also includes the creation of two independent rear outputs, as described below.

- 10 The major problem with both the 1989 patent elements and the Dolby elements is that there is only a single rear output. The disclosure given in Griesinger's 1991 U.S. Patent No. 5,136,650 created two independent outputs at the sides, and the math in that patent was incorporated in the front left quadrant of the U.S. Patent Application No. 08/684,948 of July 1996. The goal of the
15 elements in this quadrant was to eliminate the output of a signal steered from left to center, while maintaining some output from the left rear channel for unsteered material present at the same time. To achieve this goal we assumed that the LRL matrix element would have the following form:

For the left front quadrant:

- 20
$$\text{LRL} = 1 - \text{GS}(lr) - 0.5 * \text{G}(cs) \quad \dots(152)$$

$$\text{LRR} = -0.5 * \text{G}(cs) - \text{G}(lr) \quad \dots(153)$$

- As can be seen, these matrix elements are very similar to those of the 1989 Griesinger U.S. Patent 4,862,502, but with the addition of a $\text{G}(lr)$ term in LRR and a $\text{GS}(lr)$ term in LRL. $\text{G}(lr)$ was included to add signals from the B input
25 channel of the decoder to the left rear output, to provide some unsteered signal power as the steered signal was being removed. We then solved for the function $\text{GS}(lr)$, using the criterion that there should be no signal output with a fully steered signal moving from left to center. The formula for $\text{GS}(lr)$ turned out to be equal to $\text{G}^2(lr)$, although a more complicated formula is given in the 1991 patent
30 (5,136,650). The two formulae can be shown to be identical.

In the July 1996 application these elements are corrected by being given a

WO 99/12386

PCT/US98/18390

boost of $(\sin(cs)+\cos(cs))$ to make them closer to constant loudness for unsteered material. While completely successful in the right front quadrant, the correction is not very successful in the left front quadrant.

For the right front quadrant the matrix elements are identical to the rear
5 elements given in the 1989 patent (4,862,502), and were implemented in the version 1.11 decoder.

The left front quadrant problems can be seen in FIG. 30 which shows the square root of the sum of the squares of LRL and LRR, using the matrix elements implemented in decoder version 1.11 as given above. Note that in the front left
10 quadrant, there is a 3dB dip along the line from the middle to the left vertex and a nearly 3dB boost in the level along the boundary between left and center. The mountain range in the rear quadrant will be discussed later. This drawing includes the "TV matrix" dip of 3dB in the middle of the plane, which is hard to see in this projection.

15 First we consider the dip in the sum of the squares along the $cs=0$ axis. This dip exists because of the use of $G(lr)$ in LRR. This choice was entirely arbitrary — although it makes implementation in analog circuitry easy. Ideally, we would like to have a function $GR(lr)$ in this equation, and choose $GS(lr)$ and $GR(lr)$ in such a way as to keep the sum of the squares of LRL and LRR constant
20 along the $cs=0$ axis, and keep the output zero along the boundary between left and center. This can be done. We would also like to be sure the matrix elements are identical to the matrix elements in the right front quadrant along the $lr=0$ axis. Thus we assume that:

$$\text{LRL} = \cos(cs) - \text{GS}(lr) \quad \dots(154)$$

$$25 \quad \text{LRR} = -\sin(cs) - \text{GR}(lr) \quad \dots(155)$$

We want the sum of the squares to be one along the $cs=0$ axis, so

$$(1-\text{GS}(lr))^2 + (\text{GR}(lr))^2 = 1 \quad \dots(156)$$

and the output should be zero to a steered signal, or as t varies from zero to 45 degrees,

$$30 \quad \text{LRL} \cdot \cos(t) + \text{LRR} \cdot \sin(t) = 0 \quad \dots(157)$$

These two equations result in a messy quadratic equation for GR and GS,

Figure 31 shows the numerical solution for GS and GR for constant power level along the $cs=0$ axis, and zero output along the boundary between left and center.

```

% find the minimum of x or y
xymin = x;
15 if (xymin > y)
    xymin = y;
end
if (xymin > 23)
    xymin = 23;
20 end

```

In the front left quadrant

$$25 \quad LRR = (-\sin(cs) - GR(lr))/(1+29*\sin(4*xymin)) \quad \dots(159)$$

$$\text{LRL} = \cos(cs) \quad \dots(160)$$

$$\text{LRR} = -\sin(cs) \quad \dots(161)$$

multiplied by the “TV matrix” correction, which reduces the amplitude when the steering is near the middle of the plane. We will call the correction for TV matrix

WO 99/12386

PCT/US98/18390

$\text{tvcorr}(|lr|+|cs|)$. $\text{Tvcorr}(|lr|+|cs|)$ is -3dB at zero, and 1 when the argument is 22.5 degrees and higher.

FIG. 32 shows the square root of the sum of the squares of LRL and LRR using the new values for GR and GS. This factor shows up in FIG. 32 as a valley centered on zero steering. Note that except for the valley created by the "TV matrix" correction, the sum of the squares is close to one and continuous.

In the present invention, the "TV matrix" correction has been modified to depend only on the absolute value of lr when cs is frontal. This will cause the surface above to remain at .71 along the $lr=0$ axis in the front. In this case the correction for TV matrix becomes $\text{tvcorr}(|lr|)$. $\text{Tvcorr}(|lr|)$ is -3dB at zero, and 1 when the argument is 22.5 degrees and higher.

The rear matrix elements during rear steering were previously discussed with reference to FIGs. 14-16. The rear matrix elements given in the 1991 patent (5,136,650) were not appropriate to a 5 channel decoder, and were modified heuristically in Lexicon's CP-3 product. The July 1996 patent application (08/684,948) used a mathematical method to derive these elements along the boundary of the left rear quadrant. As described in the previous paper this procedure resulted in discontinuities along the $lr=0$ axis, and along the $cs=0$ axis. In the decoder version 1.11 these discontinuities were repaired (mostly) by additional corrections to the matrix elements, which preserved their behavior along the steering boundaries. The software error in the LRR element was shown earlier in this application, as was the small discontinuity along the $cs=0$ boundary for the LRL element (see FIGs. 14, 15).

For the new elements described here these errors have been corrected, first by using an interpolation along the $cs=0$ boundary for LRL, where the value is made to match the value of $GS(lr)$ when cs is zero, and smoothly rises to the value given by the previous math as cs increases negatively toward the rear. In the new software, LRR interpolates along the $cs=0$ axis to $GR(lr)$. In the decoder version 1.11 LRR interpolated to $G(lr)$.

We will first consider the Left Rear Left and Left Rear Right matrix elements when the steering is neutral or anywhere between full right and right

WO 99/12386

PCT/US98/18390

rear. That is, lr can vary from 0 to -45 degrees, and cs can vary from 0 to -22.5 degrees.

Under these conditions the steered component of the input should be removed from the left outputs - there should be no output from the rear left channel when the steering is toward the right or right rear.

The matrix elements given in the 1991 patent (5,136,650) achieve this goal. They are essentially the same as the rear matrix elements in the 4 channel decoder, with the addition of the $\sin(cs) + \cos(cs)$ correction for the unsteered loudness. When this is done the matrix elements are simple. We will define two new functions which are simply equal to \sin and cosine of cs over this range.

$$\text{LRL} = \cos(-cs) = \text{sri}(-cs) \quad \dots(162)$$

$$\text{LRR} = \sin(-cs) = \text{sric}(-cs) \quad \dots(163)$$

To complete LRL and LRR over the range of $cs = 0$ to -22.5 we must add a gain reduction for the "TV matrix" mode. Once again in the "TV matrix" mode we desire 3dB less output when steering is neutral, but rising to the value in the "Logic 7" decoder version when the steering is more than 22.5 degrees to the rear. Performance is somewhat improved by making this reduction sensitive to the sum of $|lr|$ and $|cs|$. This is achieved in the current design by reducing both the RRR and RRL elements by 3dB when the sum is zero, and raising them back to their original values as the sum goes to 22.5 degrees. Once again, the slope of this gain change is relatively arbitrary, as long as both RRR and RRL are altered in the same way. We will call the correction for TV Matrix $\text{tvcorr}(|lr| + |cs|)$.

$\text{Tvcorr}(|lr| + |cs|)$ is -3dB at zero, and 1 when the argument is 22.5 degrees and higher.

$$\text{LRL} = \cos(-cs) * \text{tvcorr}(|lr| + |cs|) = \text{sri}(-cs) * \text{tvcorr}(|lr| + |cs|) \quad \dots(164)$$

$$\text{LRR} = \sin(-cs) * \text{tvcorr}(|lr| + |cs|) = \text{sric}(-cs) * \text{tvcorr}(|lr| + |cs|) \quad \dots(165)$$

Notice that we have defined a new function $\text{sric}(x)$ which is equal to $\sin(x)$ over the range of 0 to 22.5 degrees, and $\text{sri}(x)$ which is equal to $\cos(x)$. We will use these functions again in defining the Left Rear matrix elements during Left steering.

Now consider the same matrix elements as cs becomes greater than -22.5

WO 99/12386

PCT/US98/18390

degrees. As mentioned in Griesinger's earlier AES paper and patents and applications previously cited, LRL should rise to one or more over this range, and LRR should decrease to zero. Simple functions fulfill this:

(remember that cs is negative)

$$5 \quad \text{LRL} = (\cos(45+cs) + \text{rboost}(-cs)) = (\text{sri}(-cs) + \text{rboost}(-cs)) \quad \dots(166)$$

$$\text{LRR} = \sin(45+cs) = \text{sric}(-cs) \quad \dots(167)$$

The Left Rear matrix elements during right steering are now complete.

The behavior of the Left Rear Left and Left Rear Right elements is much more complex. The Left Rear Left element must quickly rise from zero to near maximum as lr decreases from 45 to 22.5 or to zero. The matrix elements given in the amended application of November 1996 perform this, but as we showed earlier, there are problems with continuity at the $cs = 0$ boundary (see FIG. 15.)

For the decoder version 1.11 a solution was found which uses functions of one variable and several conditionals. In Griesinger's AES paper and the patent applications cited previously the problem at the $cs = 0$ boundary arises because on the forward side of the boundary the LRL matrix element is given by $GS(lr)$. On the rear side the function given by the AES paper has the same end points, but is different between them.

The mathematical method in the AES paper provides the following equations for the Left Rear matrix elements over the range $22.5 < lr < 45$: (remember that $t = 45 - lr$)

$$\begin{aligned} \text{LRL} &= \cos(45-lr) \sin(4 \cdot (45-lr)) - \sin(45-lr) \cos(4 \cdot (45-lr)) \\ &= \text{sra}(lr) \quad \dots(168) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{LRR} &= -(\sin(45-lr) \sin(4 \cdot (45-lr)) + \cos(45-lr) \cos(4 \cdot (45-lr))) \\ &= -\text{srac}(lr) \quad \dots(169) \end{aligned}$$

If $cs \leq 22.5$, lr can still vary from 0 to 45. The AES paper defines LRL and LRR when lr has the range $0 < lr < 22.5$, as shown in Figure 6 in the AES paper.

$$\text{LRL} = \cos(lr) = \text{sra}(lr) \quad \dots(170)$$

$$\text{LRR} = -\sin(lr) = -\text{srac}(lr) \quad \dots(171)$$

The two functions $\text{sra}(x)$ and $\text{srac}(x)$ are defined for $0 < lr < 45$.

In the version 1.11 decoder the following technique is used to fix the

WO 99/12386

PCT/US98/18390

discontinuity across the $cs=0$ boundary. In the AES paper near $cs=0$, LRL and LRR are both functions of a single variable. To fix the lack of continuity along the $cs=0$ boundary we add a function of a composite of lr and cs . The new variable is $lr_bounded$, the bounded difference between lr and cs . The definition of this variable is sufficiently complicated that I will present it in pseudo-c (MATLAB) form.

```

    lr_bounded = lr - cs; % find the difference
    if (lr_bounded < 0) % % only if lr > cs
        lr_bounded = 0;
10    if (45 - |cs| < lr_bounded) % use the smaller of the two values
        lr_bounded = 45 - cs;

    We define a new function which is equal to the difference between the
    previous equations when  $cs=0$ . This is rear_active_correct(lr_bounded).
    For  $0 < x < 45$ 
15    Rear_active_correct(x) = sra(x) - (1 - GSL(x)) ... (172)
    LRL = (sri(cs) + sra(lr) - rear_active_correct(lr_bounded) - 1)
        * tvcorr(|lr| + |cs|) ... (173) The

```

important point about this method is that it works when $lr < 22.5$, but it does not work when lr is larger. A better technique, which was not used in the version 1.11 decoder, is the interpolation technique which is used for LRR.

The version 1.11 decoder's LRR coefficient uses a better technique. Here there are two discontinuities. Along the $cs=0$ boundary LRR in the rear must match the LRR for the forward direction, which shows $LRR = -G(lr)$ along the $cs=0$ boundary.

25 The choice used in the version 1.11 of "logic-7" decoder — although somewhat computationally intensive — is to employ an interpolation based on the value of cs over the range of 0 to 15 degrees. In other words, when cs is zero we employ $G(lr)$ to find LRR. As cs increases to 15 degrees we interpolate to the value of $sra(lr)$.

30 There is also the possibility of a discontinuity along the $lr=0$ axis. We can solve this by adding a term to LRR which is found by using $cs_bounded$. The term

First we define `cs_bounded`

```
cs_bounded = lr - cs;
```

```
5      cs_bounded = 0;
```

```
if (45-|lr| < cs_bounded) % use the smaller of the two values
```

end

$$\text{LRR} = (-(\text{srac}(\text{lr}) + (\text{srac}(\text{lr}) - \text{G}(\text{lr})) * (15 - \text{cs}) / 15)$$

for $cs = 15$ to 22.5

15 In the decoder according to the present invention LRL is computed with interpolation, just as for LRR;

$$\text{LRL} = ((\text{sra}(\text{lr}) + (\text{sra}(\text{lr}) - \text{GS}(\text{lr})) * (15 - \text{cs}) / 15)$$

20 for cs = 15 to 22.5

As the steering goes from left rear to full rear the elements follow the ones in the AES paper, with the addition of the corrections for rear loudness.

For $cs > 22.5$, $lr < 22.5$

$$25 \quad \text{LRL} = (\text{sra}(\text{lr}) + \text{sri}(\text{cs}) + \text{rboost}(\text{cs})) \quad \dots(174)$$
$$\text{LRR} = -\text{srac}(\text{lr}) + \text{sric}(\text{cs_bounded}) \quad \dots(175)$$

This completes the LRL and LRR matrix elements during left steering.

The values for right steering can be found by swapping left and right in the definitions.

30 The next improvements to discuss is the implementation of the Center
matrix elements in the present invention.

WO 99/12386

PCT/US98/18390

The center matrix elements in the decoder version 1.11 have major differences from the center elements in the July 1996 patent application. The '89 patent and Dolby Pro-Logic have the following matrix elements.

For front steering

$$5 \quad CL = 1 + .41 * G(cs) - G(lr) \quad \dots(176)$$

$$CR = 1 + .41 * G(cs) \quad \dots(177)$$

For rear steering

$$CL = 1 - G(lr) \quad \dots(178)$$

$$CR = 1 \quad \dots(179)$$

10 Since the matrix elements have a symmetry about the left/right axis, the values of CL and CR for right steering can be found by swapping CL and CR.

FIG. 33 shows the Center Left (CL) matrix element of the four channel and Dolby Pro-Logic decoder plotted in three dimensions. This is also the graph of the Center Right matrix element if we swap left and right. The middle of the graph, 15 and the right and rear vertices have the value 1. The center vertex has the value 1.41. In practice this element is scaled so the maximum value is one.

In the July 1996 patent application these elements are replaced by sines and cosines:

For front steering

$$20 \quad CL = \cos(45-lr) * \sin(2*(45-lr)) - \sin(45-lr) * \cos(2*(45-lr)) + .41 * G(cs) \quad \dots(180)$$

$$CR = \sin(45-lr) * \sin(2*(45-lr)) + \cos(45-lr) * \cos(2*(45-lr)) + .41 * G(cs) \quad \dots(181)$$

These equations were never implemented. The version 1.11 implementation 25 is based on the steering in the 1989 patent, but with a different scaling, and a different function of *cs*. We found that it was important to reduce the unsteered level of the center output, and a value 4.5dB less than the Pro-Logic level was chosen. The boost function (.41*G(*cs*)) was changed to increase the value of the matrix elements back to the Pro-Logic value as *cs* increases toward center. The 30 boost function in the version 1.11 decoder was chosen relatively arbitrarily.

In version 1.11 the new boost function of *cs* starts at zero as before, and

WO 99/12386

PCT/US98/18390

risers with *cs* in such a way as CL and CR increase 4.5dB as *cs* goes from zero to 22.5 degrees. In version 1.11 the increase is a constant number of dB for each dB of increase in *cs*. The function then changes slope, such that in the next 20 degrees the matrix elements rise another 3dB, and then hold constant. Thus

5 when the steering is "half front" (8dB or 23 degrees) the newmatrix elements are equal to the neutral values of the old matrix elements. As the steering continues to move forward, the new and the old matrix elements become equal.

The output of the center channel is thus 4.5dB less than the old output when steering in neutral, but rises to the old value when the steering is fully to

10 the center.

FIG. 33 shows the Center Left matrix element in the Logic 7 decoder version 1.11. Note that, relative to the plot of FIG. 33, the middle value and the right and rear vertices have been reduced by 4.5dB. As *cs* increases the center rises to the value of 1.41 in two slopes.

15 The solution for the center used in version 1.11 is not optimal. Considerable experience with the decoder in practice has shown that the center portion of popular music recordings, and the dialog in some films can tend to get lost when you switch between stereo (two channel) reproduction, and reproduction through the matrix. In addition, as the center channel changes in level a listener

20 who is not equidistant from the front speakers can notice the apparent position of a center voice moving. This problem was extensively analyzed in developing the new matrix presented here. As we will see later, there is also a problem when a signal pans from left to center or from right to center along the boundary. The value above gives too low an output from the center speaker when the pan is half-

25 way between.

We now consider the center channel in the new design.

The center channel output must be derived from the A and B inputs to the decoder. While it is possible to remove either the A or the B input from the center channel output using matrix techniques, any time the steering is not biased either

30 left or right, the center channel must reproduce the sum of the A and B inputs with some gain factor, either a boost or a cut. How loud should it be?

WO 99/12386

PCT/US98/18390

The answer to this question depends on the behavior of the left and right main outputs. The matrix values presented above for LFL and LFR are designed to remove the center component of the input signals as the steering moves forward. We can show that if the input signal has been encoded forward with some kind of cross mixer, such as a stereo width control, the matrix elements given above (the 1989 elements of U.S. Patent No. 4,862,502, the July 1996 patent application elements, the version 1.11 decoder elements, and the new ones according to the present invention) all completely restore the original separation. The version 1.11 elements (with the level boost when cs is approximately 22.5) also restore the original separation.

However, if the input to the decoder consists of uncorrelated left and right channels to which an unrelated center channel has been added:

$$A = \text{Lin} + .71 * \text{Cin} \quad \dots(182)$$

$$B = \text{Rin} + .71 * \text{Cin} \quad \dots(183)$$

then as the level of Cin increases relative to Lin and Rin, the C component of the L and R front outputs of the decoder is not completely eliminated unless Cin is large compared to Lin and Rin. In general there is a bit of Cin left in the L and R front outputs. What does a listener hear?

There are two ways of calculating what a listener hears. If a listener is exactly equidistant from the Left, Right, and Center speakers they will hear the sum of the sound pressures from each speaker. This is equivalent to summing the three front outputs. Under these conditions it is easy to show that any reduction of the center component of the left and right speakers will result in a net loss of sound pressure from the center component, regardless of the amplitude of the center speaker. This is because the center speaker signal is always derived from the sum of the A and B inputs, and as its amplitude is raised the amplitude of the Lin and Rin signals must rise along with the amplitude of the Cin signal.

However if the listener is not equidistant from each speaker, the listener is much more likely to hear the sum of the sound power from each speaker, which is equivalent to the sum of the squares of the three front outputs. In fact, extensive

WO 99/12386

PCT/US98/18390

listening has shown that in fact the sum of the powers of all the speakers is actually what is important, so we must consider the sum of the squares of all the outputs of the decoder.

5 If we want to design the matrix so the ratio of the amplitudes of Lin, Rin, and Cin are preserved when switching between stereo reproduction and matrix reproduction, the sound power of the Cin component from the center output must rise in exact proportion to the reduction in its sound power from the left and right outputs, and its reduction in the rear outputs. An additional complication is that the left and right front outputs have the level boost described above. This will
10 cause the center to need to be somewhat louder to keep the ratios constant. We can write this requirement as a set of equations for the sound power. These equations can be solved for the gain function we need for the center speaker.

We previously gave graphs showing the energy relations for a Dolby Pro-Logic decoder under various conditions. The Pro-Logic decoder is not optimal. We
15 can do the same for our new decoder.

In FIG. 35, the solid curve shows the center attenuation needed for the new LFL and LFR if the energy of the center component of the input signal is to be preserved in the front three channels as steering increases toward the front. The dotted curve shows the center values for a standard decoder.

20 As can be seen in the solid curve, the needed rise in the level of the center channel is quite steep — the rise is many dB of amplitude per dB of steering value. This steep change in amplitude is audible in practice. Also, although the relative balance of the center channel information in a popular recording is well preserved, if one is standing close to the center speaker the sudden changes in
25 level can be annoying. Furthermore the loudness of the center channel is extreme. We tested this curve and found the center balance to be excellent, but the front sound stage was dominated by the center loudspeaker, and left-right separation was minimal.

There is a better solution. The center attenuation shown in figure 35 is
30 derived assuming the matrix elements previously given for LFL and LFR. What if

WO 99/12386

PCT/US98/18390

we used different elements? Specifically, do we need to be aggressive about removing the center component from the left and right front outputs?

Listening tests show that the version 1.11 decoder elements are needlessly aggressive about removing the center component. Acoustically there is no need that they should do so. The energy removed from them must be given to center loudspeaker. If we don't remove this energy it comes from the left and right front speakers, and the soundfield is similar. The trick is to achieve a balance between the center power in the left and right speakers, and the center power in the center speaker.

We create the optimal system by first choosing a gentler function for the increase of level in the center output as cs increases along the $lr=0$ axis. We can then solve for the decrease in level needed in the left and right front outputs to keep the power of the Cin component in the soundfield in the room constant.

Let us assume that the center channel is reduced in level by 4.5 dB below the level in Griesinger's 1989 decoder (4,862,502), or -7.5dB total attenuation. This is a factor of 0.42.

For front steering,

$$CL = .42 - .42 * G(lr) + GC(cs) \quad \dots(184)$$

$$CR = .42 + GC(cs) \quad \dots(185)$$

For rear steering,

$$CL = .42 - .42 * G(lr) \quad \dots(186)$$

$$CR = .42 \quad \dots(187)$$

Several functions were tried for $GC(cs)$. The one given below is specified in terms of the angle cs in degrees, and was obtained by some trial and error.

In MATLAB notation:

center_max = .65;

center_rate = .75;

center_max2 = 1;

center_rate2 = .3;

center_rate3 = .1;

WO 99/12386

PCT/US98/18390

```

if (cs < 12)
    gc(cs+1) = .42*10^(db*center_rate/(20));
    tmp = gc(cs+1);
elseif (cs < 30)
5     gc(cs+1) = tmp*10^((cs-11)*center_rate3/(20));
    if (gc(cs+1) > center_max)
        gc(cs+1) = center_max;
    end
else
10     gc(cs+1) = center_max*10^((cs-29)*center_rate2/(20));
    if (gc(cs+1) > center_max2)
        gc(cs+1) = center_max2;
    end
end
15     This function is plotted in FIG. 36 as the solid curve.
    We can solve for the needed function for LFR if we assume functions for
    LFL, LRL, and LRR. We want to solve for the rate that the Cin component in the
    left and right outputs should decrease, and then design matrix elements which
    provide this rate of decrease. These matrix elements should also provide some
20    boost of the Lin and Rin components, and should have the current shape at the
    left to center boundary, as well as the right to center boundary.
    We assume that:
    LFL = GP(cs)                                ...(188)
    LFR = GF(cs)                                ...(189)
25    CL = .42 - .42*G(lr) + GC(cs)              ...(190)
    CR = .42 + GC(cs)                            ...(191)
    The power from the front left and right speakers is given by:
    PLR = (GP^2+GF^2)*(Lin^2+Rin^2) + (GP-GF)^2*Cin^2
    ...(192)
30    Power from the center speaker is:

```


WO 99/12386

PCT/US98/18390

$$PC = GC^2(Lin^2 + Rin^2) + 2*GC^2*Cin^2 \quad \dots(193)$$

Power from the rear speakers depends on the matrix elements we use. We will assume that the rear channels are attenuated by 3dB during forward steering, and that LRL is $\cos(cs)$ and LRR is $\sin(cs)$. From a single speaker, then,

$$PREAR = (.71*(\cos(cs)*(Lin+.71*Cin) - \sin(cs)*(Rin+.71*Cin)))^2 \quad \dots(194)$$

If we assume that Lin^2 and Rin^2 are approximately equal, for two speakers,

$$PREAR = .5*Cin^2*((\cos(cs)-\sin(cs))^2 + Lin^2) \quad \dots(195)$$

The total power from all speakers is $PLR + PC + PREAR$, thus:

$$PT = (GP^2 + GF^2 + GC^2)*(Lin^2 + Rin^2) + ((GP - GF)^2 + 2*GC^2)*Cin^2 + PREAR \quad \dots(196)$$

The ratio of Cin power to Lin and Rin power is therefore (assuming equal Lin^2 and Rin^2):

$$\begin{aligned} \text{RATIO} &= ((GP^2 + GF^2 + GC^2)*(Lin^2 + Rin^2) + ((GP-GF)^2 + 2*GC^2)*Cin^2 + PREAR)/PREAR \\ &= (((gp(cs)-gf(cs))^2 + 2*gc(cs)^2 + .5*(\cos(cs)-\sin(cs))^2)*Cin^2 / \\ &\quad 2*(gp(cs)^2 + gc(cs)^2 + gf(cs)^2) + 1) * Lin^2 \\ &= (Cin^2/Lin^2)*((gp(cs)-gf(cs))^2 + 2*(gc(cs)^2) + .5*(\cos(cs) \\ &\quad - \sin(cs))^2) / 2*(gp(cs)^2 + gc(cs)^2 + gf(cs)^2) + 1) \quad \dots(197) \end{aligned}$$

For normal stereo, $GC = 0$, $GP = 1$, and $GF = 0$. The center to LR power ratio is then:

$$\text{RATIO} = (Cin^2/Lin^2)*0.5 \quad \dots(198)$$

If this ratio is to be constant regardless of the value of Cin^2/Lin^2 for the active matrix, which is desirable, then:

$$\begin{aligned} &((gp(cs)-gf(cs))^2 - 2*gc(cs)^2) + .5*(\cos(cs)-\sin(cs))^2 \\ &= (gp(cs)^2 + gc(cs)^2 + gf(cs)^2) - .5) \quad \dots(199) \end{aligned}$$

Equation (199) can be solved numerically. If we assume the GC value above, and $GP = LFL$ as before, then FIG. 36 shows the resulting values for GF in the solid curve, $\sin(cs)*\text{corr1}$ (the previous LFR element) in the dashed curve, and

WO 99/12386

PCT/US98/18390

$\sin(cs)$ in the dotted curve. Note that GF remains close to zero until cs reaches 30 degrees, and then increases sharply. In practice we arbitrarily increase GF beyond 30 degrees to reach the value of 0.71 like the dashed and dotted curves.

This causes complete cancellation of the center channel in the left and right during strong steering. Also, GF must smoothly interpolate to the previous value along the boundaries. These curves all have a negative sign in practice.

GF gives the shape of the LFR matrix element along the $lr=0$ axis, as cs increases from zero to center. We need a method of blending this behavior to that of the previous LFR element, which must be preserved along the boundary between left and center, as well as from right to center. A method of doing this when $cs \leq 22.5$ degrees is to define a difference function between GF and $\sin(cs)$. We then limit this function in various ways.

```

In Matlab notation,
gf_diff = sin(cs) - gf(cs);
for cs = 0:45;
    if (gf_diff(cs) > sin(cs))
        gf_diff(cs) = sin(cs);
    end
    if (gf_diff(cs) < 0)
        gf_diff(cs) = 0;
    end
end
% find the bounded c/s
if (y < 24)
    bcs = y-(x-1);
    if (bcs<1) % this limits the maximum value
        bcs = 1;
    end
else
    bcs = 47-y-(x-1);

```

WO 99/12386

PCT/US98/18390

```

        if (bcs < 1) %> 46)
            bcs = 1; %46;
        end
    end
5   The LFR element can now be written:
    % this neat trick does an interpolation to the boundary
    % the cost, of course, is a divide!!!
    if (y < 23) % this is the easy way for half the region
        lfr3d(47-x,47-y) = -sin_tbl(y)+gf_diff(bcs);
10   else
        tmp = ((47-y-x)/(47-y))*gf_diff(y);
        lfr3d(47-x,47-y) = -sin_tbl(y)+tmp;
    end

    Note that the sign of gf_diff is positive in the equation above. Thus gf_diff
15   cancels the value of sin(cs), reducing the value of the element to zero along the
    first part of the  $lr=0$  axis.

    FIG. 37 shows the left front right (LFR) matrix element with the correction
    for center level along the  $lr=0$  axis. Note that the value is zero in the middle of
    the plane (no steering) and remains zero as  $cs$  increases to 22.5 degrees along the
20    $lr=0$  axis. The value then falls off to match the previous value along the boundary
    from left to center and from right to center.

    We now consider the panning error in the center output.

    FIG. 38 shows the center left (CL) matrix element with the new center
    boost function  $GC(cs)$ . Note the correction for panning along the boundary
25   between left and center.

    As it turns out, the new center function (if we write it this way):
    CL = .42 - .42*G(lr) + GC(cs) ... (200)
    CR = .42 + GC(cs) ... (201)

    works well along the  $lr=0$  axis, but causes a panning error along the boundary
30   between left and center, and between right and center. The values in the July

```

WO 99/12386

PCT/US98/18390

1996 patent application give a smooth function of $\cos(2*cs)$ along the left boundary, which creates smooth panning between left and center. We would like our new center function to have similar behavior along this boundary.

We can make a correction to the matrix element which will do the job by

5 adding an additional function of $xymin$ (in Matlab notation):

$center_fix_tbl = .8*(corr1-1);$

$CL = .42 - .42*G(lr) + GC(cs) + center_fix_table(xymin)$

$CR = .42 + GC(cs) + center_fix_table(xymin)$

10 FIG. 39 shows the levels of the center output and the left output as a signal pans from center to left. Note that with the correction the panning of the center, while not perfect, is reasonably close to the inverse of the left output. (The values on the cs axis are inverted).

We now consider a new five channel encoder (termed "Logic 7") which is designed to operate correctly with the decoder specified by the equations and

15 algorithms given above.

There are two major goals for this encoder. Firstly, it should be able to encode a 5.1 channel tape in a way that allows the encoded version to be decoded by a Logic 7 decoder according to the present invention with minimal inaccuracy.

20 Secondly, the encoded output should be stereo compatible — that is, it should sound as close as possible to a manual two-channel mix of the same material. One factor in this stereo compatibility should be that the output of the encoder, when played on a standard stereo system, should give identical perceived loudness for each sound source in an original five-channel mix. The apparent position of the sound source in stereo should also be as close as possible to the apparent position

25 in the five channel original.

In discussions with the Institute for Broadcast Technique (IRT) in Munich it became apparent that the goal of stereo compatibility of the stereo signal as described above cannot be met by a single adjustment of the encoder. A five channel recording where all channels have equal foreground importance must be

30 encoded as described above. This encoding requires that surround channels be

WO 99/12386

PCT/US98/18390

mixed into the output of the encoder in such a way that the energy is preserved. That is, the total energy at the output of the encoder should be the same, regardless of which input is being driven. This technique will include most film sources and 5-channel music sources where instruments have been assigned to all five loudspeakers. Although such music sources are not common at the present time, it is the inventor's opinion that they will become common in the future. But music recordings where the foreground instruments are placed in the front three channels, with primarily reverberation in the rear channels, require a different encoding technique.

After a series of tests at the IRT and elsewhere, it was determined that music recordings of this type were successfully encoded in a stereo compatible form when the surround channels were mixed with 3dB less power than the other channels. This -3dB level has been adopted as a standard for surround encoding in Europe, but the standard specifies that other surround levels can be used for special purposes. As we will see later, the new encoder contains active circuits which detect strong signals in the surround channels. When such signals are occasionally present, the encoder uses full surround level. If the surround inputs are continually -6dB or less compared to the front channels, the surround gain is gradually lowered 3dB to correspond to the European standard.

During tests with the IRT in Munich it was found that a particular tape was encoded incorrectly by the encoder described in the AES paper (preprint No. 4402). A new architecture was developed to solve the problem with this tape. Although the encoding of this particular tape was only marginally improved, the new encoder is superior in its performance on a wide variety of difficult material. The original encoder was developed first as a passive encoder, and it performed reasonably well with a variety of input signals. The new encoder will also work in a passive mode, but is primarily intended to work as an active encoder (i.e. one in which the encoding depends on the types of signal presented to its inputs.) The active circuitry corrects several small errors inherent in the design. However, even without the active correction, the performance is better than that of the

WO 99/12386

PCT/US98/18390

previously described encoder.

After extensive listening, several small problems with the first encoder were discovered. Many, but not all of these problems have been addressed in the new encoder. For example, when stereo signals are applied to both the front and the rear inputs of the encoder at the same time, the resulting encoder output is biased too far to the front. The new encoder compensates for this effect by increasing the rear bias slightly. Likewise, we have found that when a film is encoded with substantial surround content, there is a net rearward bias which can tend to reduce the signal power of dialog in the center channel. This can be important in a film, where dialog intelligibility is of paramount importance. The new encoder compensates for this effect by raising the center channel input to the encoder slightly under these conditions.

The new encoder, shown in block schematic form in FIG. 40, handles the left, center and right channels identically to the previous design, and identically to the Dolby encoder, providing that the center attenuation function f_{cn} in attenuator 302 is equal to 0.71 or -3dB.

In accordance with the previous designs of encoder shown in FIGs 10 and 11, the left (L), center © and right (R) signals are presented to input terminals 50, 52, and 54 of the encoder circuitry, respectively. The left side (LS) and right side (RS) signals are presented to the input terminals 62 and 64 respectively. An additional signal LFE (for low frequency effects in a 5 + 1 mix) is applied to a new input terminal 370. The C and LFE signals pass through attenuator/gain elements 372, 374, respectively, where C is amplified by the factor f_{cn} and LFE by a factor of 2.0. These signals are each applied to both the summing circuits 278 and 282. The L signal is applied directly to summing circuit 278 and the R signal is similarly applied to summing circuit 282. The surround signals are also applied to these summing circuits, but only after some manipulation, which appears to be more complex than it really is. In the surround channel attenuators 376, 378, 380, and 382, the functions f_{cl} and f_{sl} direct the surround channels either to a path (through phase shift elements 234 and 246) with a 90 degree phase shift

WO 99/12386

PCT/US98/18390

relative to the front channels (which proceed through the phase shifters **286** and **288**) or to a path with no relative phase shift. In the basic encoder, f_c is one and f_s is zero, so that the active path is through the 90 degree phase shifters. Thus, the LS signal passes unchanged through block **376** to attenuator **396**, where it is multiplied by a 0.91 factor, then passes to the adder **406**, where it is mixed with the cross-coupled RS signal from the attenuator **404** which has gain of $-crx$. The value of crx is typically 0.38. It controls the amount of negative cross feed for each surround channel. The signal then passes through a 90 degree phase shifter **234** and an adder **276**, where it is mixed with the other signals from phase shifter **286** to this adder, and passes to the output terminal **44** as the "A" signal. As in the previous encoder, when there is only an input to one of the surround channels, the A and B outputs at terminals **44** and **46** respectively have an amplitude ratio of $-.38/.91$, which results in a steering angle of 22.5 degrees to the rear.

The RS signal applied to terminal **64** similarly passes through attenuator **382** with unity gain to the inverting element **400**, and then through an attenuator **402** with a gain of 0.91, as for the LS channel. This signal is then added to $-crx$ times the unmodified RS signal in adder **408**. As for the LS channel, the signal passes through a 90 degree phase shifter element **246** and thence to an adder element **280**. The R, C and LFE signals after combination in summing circuit **282** pass through a phase shift element **288** into the adder **280**, where they mix with the phase-shifted RS and cross-fed LS signals to provide the "B" output signal at terminal **46**.

As usual, for each of the output signals at terminals **44** and **46**, the output level is unity, as the sum of the squares of 0.38 and 0.91 is one.

While the output of the encoder is simple when only one channel is driven, it becomes problematic when both surround inputs are driven at the same time. If we drive the LS and RS inputs with the same signal, a common practice in film, all the signals at the summing nodes are in phase, so the total level in the output is $.38 + .91$, or 1.29. This output is too strong by the factor of 1.29, or 2.2dB.

Active circuitry (not shown, but similar to the active circuitry in the decoder) is

WO 99/12386

PCT/US98/18390

included in the encoder to reduce the gain by the 2.2dB factor when this situation occurs, i.e. when the two surround channels are similar in amplitude and are in phase.

Another error occurs when the two surround inputs are equal in level and out of phase. In this case, the two attenuation factors subtract, so the output level is .91 - .38, or .53. This signal will decode as a center direction signal, at a reduced level. This error is severe. The previous encoder produced an unsteered signal under these conditions, which is reasonable. It is not reasonable that signals applied to the rear input terminals should result in a center oriented signal. Thus, active circuitry (not shown, but similar to that in the decoder) increases the value of f_s when the two rear channels are similar in level but antiphase. The result of mixing both the real path and the phase shifted path for the rear channels is a 90 degree phase difference between the output channels A and B, which represents an unsteered signal, this being the desired effect.

In discussions at the IRT in Munich, it was noted that there is a European standard surround encoder. This encoder simply attenuates the two surround channels by 3dB, and adds them into the front channels. Thus the left rear channel is attenuated 3dB and added into the left front channel. This encoder has many disadvantages when encoding multichannel film sound, or recordings which have specific instruments assigned to the surround channels. Both the loudness and direction of these instruments will be incorrectly encoded. However, this encoder works rather well with classical music, where the two surround channels are primarily reverberation. The 3dB attenuation was carefully chosen through listening tests to produce a stereo compatible encoding. It was decided that the new encoder of the present invention should also incorporate this 3dB attenuation when classical music was being encoded, and that one could detect this condition through monitoring the relative levels of the front and surround channels in the encoder.

A major function, therefore, of the function f_c in the surround channels is to reduce the level of the surround channels in the output mix by 3dB when the

WO 99/12386

PCT/US98/18390

surround channels are much softer than the front channels. Circuitry similar to that in the decoder is provided to compare the front and rear levels, and when the rear is less by 3dB, the value of f_c is reduced to a maximum of 3dB. This maximum 3dB attenuation is reached when the rear channels are 8dB less strong than the front channels. This active circuit appears to work well. It makes the new encoder compatible with the European standard encoder for classical music. However, instruments which are intended to be strong in the rear channels are encoded with full level.

There is another function of the real coefficient mixing path f_s for the surround channels. Note that this path, through attenuators 378 and 380 also passes through cross-feed elements 384 and 386 to adders 392 and 394 in the opposite channels, with 0.91 attenuator elements 388 and 390 in the main signal paths, before being applied to the summing circuits 278 and 282. When a sound is moving from the left front input toward the left rear input, active circuitry (not shown) compares the levels in these inputs and detects that these signals are similar in amplitude and in phase, and under these conditions, f_c is reduced to zero while f_s is increased to one. This change to real coefficients in the encoding results in a more precise encoding of this type of pan. In practice, this function is probably not essential, but it seems to be an elegant refinement.

In summary, then, the active circuits comprise elements for comparing the level and phase between the front and rear channels on each side, and for comparing the relative energy in the front and rear channels. These circuits are easily implemented in the form of log-ratio detectors and are well known to those skilled in the art. Dependent upon the outputs from these detectors, these active circuits

1. Reduce the level of the surround channels by 2.2dB when the signals are in phase;

2. Increase the real coefficient mixing path for the rear channels sufficiently to create an unsteered condition when the two rear channels are out of phase;

WO 99/12386

PCT/US98/18390

3. Decrease the level of the surround channels by up to 3dB when the surround level is much less (-8dB) than the front channels;

4. Increase the level and negative phase of the rear channels when their level is similar to the front channels; and

5 5. Make the surround channel mix use real coefficients when a sound source is panning from a front input to the corresponding rear input.

Additional improvements to the encoder are likely to include a feature for the front channels such that when the two front channels are out of phase the encoder will not cause the decoder to place the sound in the rear, as at present,
10 but will detect this condition and make the encoded output appear to be unsteered (i.e. a quadrature phase shift between the A and B channels will result.)

While the preferred embodiments of the invention have been described and illustrated herein, many other possible embodiments exist, and these and other
15 modifications and variations will be apparent to those skilled in the art, without departing from the spirit of the invention.

WO 99/12386

PCT/US98/18390

1 1. A surround sound decoder for redistributing a pair of left and right
2 audio input signals including directionally encoded and non-directional
3 components into a plurality of output channels for reproduction through
4 loudspeakers surrounding a listening area, and incorporating means for
5 determining the directional content of said left and right audio signals and
6 generating therefrom at least a left-right steering signal and center-surround
7 steering signal, the decoder comprising:
8 delay means for delaying each of said left and right audio input signals to
9 provide delayed left and right audio signals;
10 a plurality of multiplier means equal to twice the number of said plurality
11 of output channels, organized in pairs, a first element of each said pair receiving
12 said delayed left audio signal and a second element receiving said delayed right
13 audio signal, each of said multiplier means multiplying its input audio signal by a
14 variable matrix coefficient to provide an output signal;
15 said variable matrix coefficient being controlled by one or both of said
16 steering signals; and
17 a plurality of summing means one for each of said plurality of output
18 channels each said summing means receiving the output signals of a pair of said
19 multiplier means and producing at its output one of said plurality of output
20 signals,
21 the decoder having said variable matrix values so constructed as to reduce
22 directionally encoded audio components in outputs which are not directly involved
23 in reproducing them in the intended direction; enhance directionally encoded
24 audio components in the outputs which are directly involved in reproducing them
25 in the intended direction so as to maintain constant total power for such signals;
26 while preserving high separation between the left and right channel components of
27 non-directional signals regardless of the said steering signals; and maintaining the
28 loudness defined as the total audio power level of non-directional signals
29 effectively constant whether or not directionally encoded signals are present and
30 regardless of their intended direction if present.

-91-

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

1 2. The decoder of claim 1 wherein said left and right audio input signals were
2 originally encoded from five channels onto two channels and wherein said
3 plurality of output signals is five such that said left and right audio input signals
4 are decoded into five output signals which are reproduced by amplification and
5 application of the said five amplified output signals to five loudspeakers arranged
6 to surround the listener.

1 3. The decoder of claim 2 wherein said loudspeakers are positioned at
2 locations to the left front, center front, right front, left rear and right rear of the
3 listening position, said output signals being typically named according to their
4 intended directional locations relative to the listener's position.

1 4. The decoder of claim 3 wherein a sixth audio output signal of reduced
2 bandwidth, intended for low frequency sound effects, is provided in addition to the
3 five output signals enumerated.

1 5. The decoder of claims 1 thru 4 wherein said left and right audio input
2 signals are decoded into said plurality of output signals by means of analog
3 circuitry.

1 6. The decoder of claims 1 thru 4 wherein said left and right audio input
2 signals are decoded into said plurality of output signals by means of digital signal
3 processing circuitry, after first converting said input signals into digital form, and
4 finally converting said output signals back into analog form suitable for
5 reproduction on a like plurality of loudspeakers surrounding the listener.

1 7. The decoder of claim 3 wherein the said variable matrix coefficients
2 determining the level of the rear output signal is maintained at a 3dB lower level
3 when the said left-right steering signal is of small magnitude and rises to the full
4 magnitude when this signal reaches a magnitude equivalent to a steering angle of

WO 99/12386

PCT/US98/18390

5 22.5 degrees or more, but is independent of the said center-surround steering
6 signal, in a mode of operation intended for television sound reproduction, thereby
7 providing less variation of the sound level of the rear outputs relative to the front
8 outputs when steering occurs in the forward direction resulting in more natural
9 and smoother surround sound effects.

1 8. The decoder of claim 3 wherein the absolute value of one of the said
2 steering signals is limited when the other of said steering signals is rapidly
3 changing, thereby providing improved responsiveness to dynamic effects.

1 9. The decoder of claim 3 wherein in each front quadrant the coefficients
2 calculated for the left and right components of the input signal are made such that
3 the sum of the squares of these elements is equal to one when the center-surround
4 steering signal is close to zero, so as to reduce unwanted variations of the total
5 power delivered to the loudspeakers as a result of steering.

1 10. The decoder of claim 3 wherein a center boost function is provided
2 such as to result in minimal apparent motion of central sound sources in the front
3 while retaining maximum left-right separation of unsteered sounds.

1 11. The decoder of claim 3 wherein a new center front matrix coefficient
2 is made dependent on the said center-surround steering signal in such manner
3 that up to an effective angle of 30 degrees toward the front the center channel
4 output rises to a value of 3dB lower than a standard type of decoder, then rises
5 more rapidly to reach the same maximum level used in the standard type of
6 decoder at full front steering, additionally cutting the level of the center
7 component of the signal in the left and right front channels so as to preserve in
8 the sum of the powers from each output of the decoder the ratio of the power of
9 the center input signal to the total power of all other input signals into the
10 encoder from which the said left and right audio input signals to said decoder
11 were derived: thereby preserving in the outputs of the decoder the same balance

WO 99/12386

PCT/US98/18390

12 between center and other signals as was present before the signals were encoded,
 13 and also preserving the balance between center and other signals in recordings
 14 originally mized for two channel playback.

1 12. An active encoder suitable for encoding five channels of full
 2 bandwidth audio onto two output channels, said five input channels being
 3 respectively left front, center front, right front, left rear or surround, and right
 4 rear or surround, and said output channels comprising left or A and right or B
 5 channels respectively, comprising:
 6 first, second, third, fourth and fifth input terminals for said left front,
 7 center front, right front, left surround, and right surround channels respectively;
 8 an attenuator circuit connected to said second input terminal for
 9 attenuating said center front signal by a factor f_{en} ;
 10 first and second summing circuits, said first summing circuit receiving the
 11 attenuated center front signal from said attenuator circuit and the left front input
 12 from said first input terminal directly, and said second summing circuit also
 13 receiving said attenuated center front signal and the right front signal from said
 14 third input terminal directly;
 15 first functional attenuator with attenuation function $f_c(l, l_s)$ for attenuating
 16 said left surround signal received from said fourth input terminal;
 17 second functional attenuator with attenuation function $f_c(r, r_s)$ for
 18 attenuating said right surround signal received from said fifth input terminal;
 19 third functional attenuator with attenuation function $f_s(l, l_s)$ for attenuating
 20 said left surround signal received from said fourth input terminal;
 21 fourth functional attenuator with attenuation function $f_s(r, r_s)$ for
 22 attenuating said right surround signal received from said fifth input terminal;
 23 first, second, third and fourth cross-feed attenuators having an attenuation
 24 factor $-cx$ each receiving the output signal from said first, second, third and
 25 fourth functional attenuators, respectively;
 26 first, second, third and fourth fixed attenuators having an attenuation
 27 factor of 0.91 each receiving the output signal from said first, second, third and

WO 99/12386

PCT/US98/18390

28 fourth functional attenuators, respectively;
 29 first, second, third and fourth adders each receiving the output signals from
 30 said first, second, third and fourth fixed attenuators, respectively, and adding to
 31 them the output signals from said second, first, fourth and third cross-feed
 32 attenuators, respectively;
 33 first and second phase shifter circuits having a phase shift function -90°
 34 receiving the outputs of said first and second adders respectively;
 35 third and fourth phase shifter circuits having a phase shift function -0°
 36 receiving the outputs of said first and second summing circuits respectively, said
 37 first and second summing circuits also receiving the outputs of said third and
 38 fourth adders respectively and combining them with the left front and right front
 39 input signals respectively together with the attenuated center front signal from
 40 said attenuator circuit connected to said second input terminal;
 41 third summing circuit for summing the output signals from said first and
 42 third phase shifter circuits respectively to provide said left or A output signal to a
 43 first output terminal;
 44 fourth summing circuit for summing the output signals from said second
 45 and fourth phase shifter circuits respectively to provide said right or B output
 46 signal to a second output terminal;
 47 first, second, third, fourth and fifth log amplitude detector means for
 48 detecting the amplitudes of the signals applied to said first, second, third, fourth
 49 and fifth input terminals;
 50 first and second comparing means for comparing the log amplitudes of the
 51 front and rear signals on the left side and on the right side respectively;
 52 means responsive to the output of said first comparing means for reducing
 53 the function $f_c(l,ls)$ of said first functional attenuator from one to zero and
 54 increasing the function $f_s(l,ls)$ of said third functional attenuator from zero to one
 55 in a complementary manner as the predominant signal direction changes from left
 56 front towards left surround;
 57 means responsive to the output of said second comparing means for
 58 reducing the function $f_c(r,rs)$ of said second functional attenuator from one to zero

WO 99/12386

PCT/US98/18390

59 and increasing the function $f_s(r,rs)$ of said fourth functional attenuator from zero
60 to one in a complementary manner as the predominant signal direction changes
61 from right front towards right surround;
62 third comparing means for comparing the log amplitudes of the front signals
63 with those of the rear signals;
64 means responsive to the output signal from said third comparing means for
65 reducing the function f_{cn} by up to 3dB as the front signals exceed the rear signals
66 by up to 8dB or more;
67 fourth comparing means for comparing the phase and amplitude between
68 the left surround and right surround input signals applied to said fourth and fifth
69 input terminals; and
70 means responsive to the output signal from said fourth comparing means
71 for reducing the gain of said first and second functional attenuators by up to
72 2.2dB when the two surround signals are similar in amplitude and in phase, and
73 for increasing the gains of said third and fourth functional attenuators when the
74 two surround signals are similar in amplitude but in antiphase, thereby forcing
75 the A and B outputs to be in quadrature phase relationship representing an
76 unsteered condition.

1 13. The encoder of claim 12 further comprising:
2 a sixth input terminal for receiving a low frequency effects signal;
3 a gain stage of gain 2.0 for amplifying said low frequency effects signal;
4 said amplified low frequency effects signal being applied equally to
5 additional inputs of said first and second summing circuits so as to appear equally
6 and in phase in both A and B outputs at said first and second output terminals
7 respectively.

WO 99/12386

1/16

PCT/US98/18390

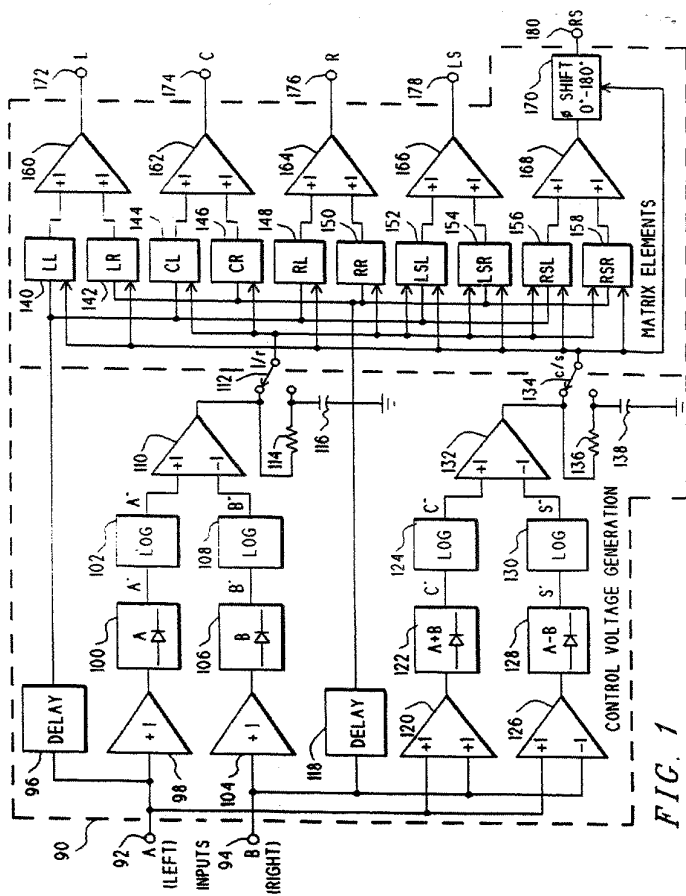


FIG. 1

WO 99/12386

PCT/US98/18390

2/16

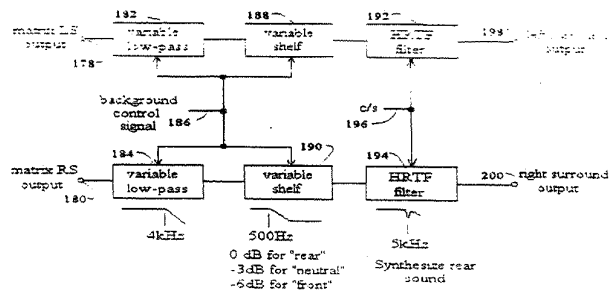


FIG. 2

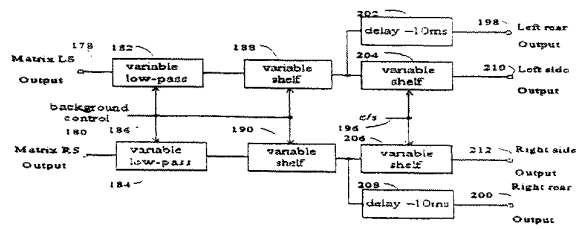


FIG. 3

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

3/16

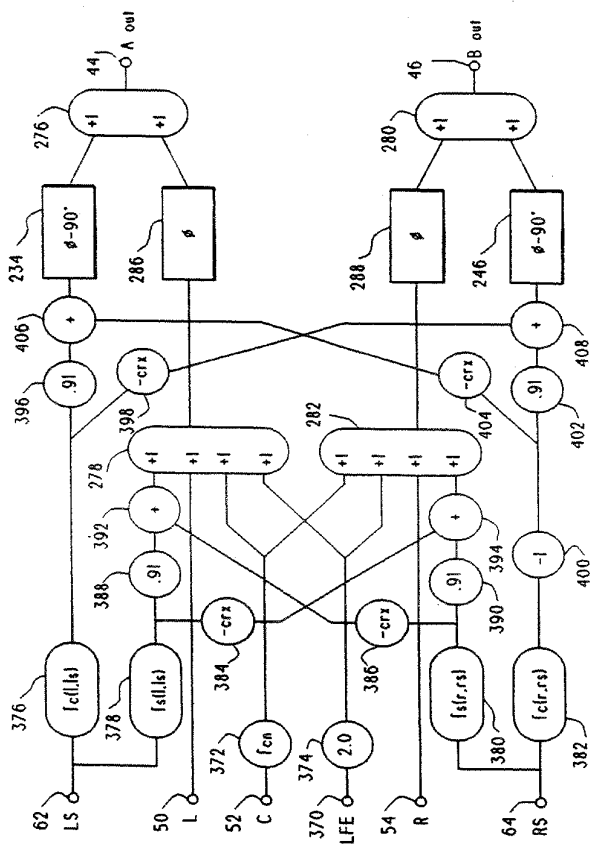


FIG. 4

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

4/16

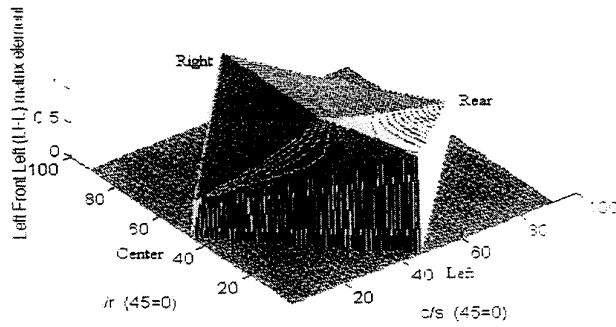


FIG. 5

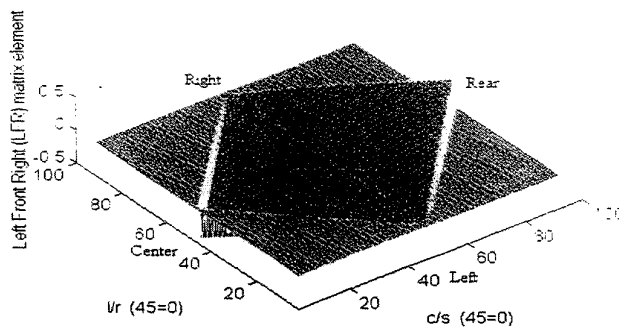


FIG. 6

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

5/16

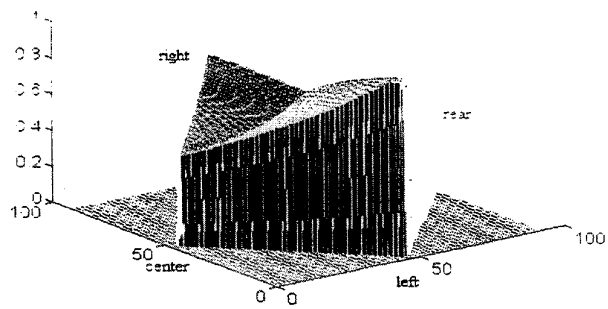


FIG. 7

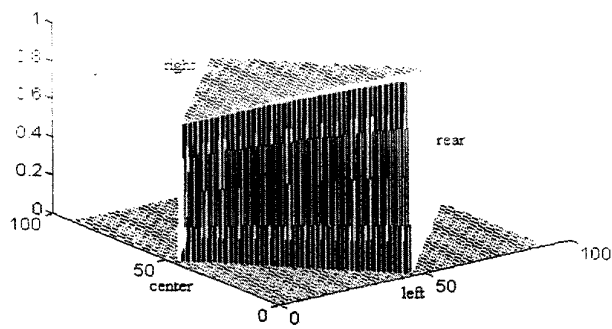


FIG. 8

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

6/16

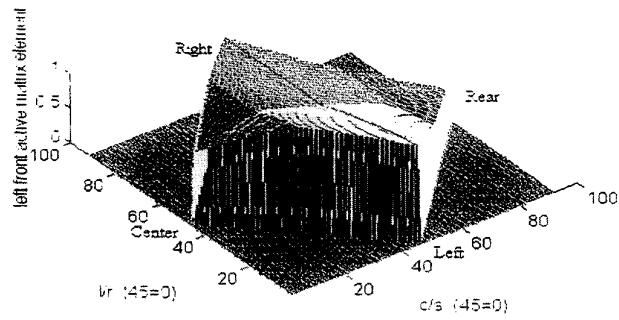


FIG. 9

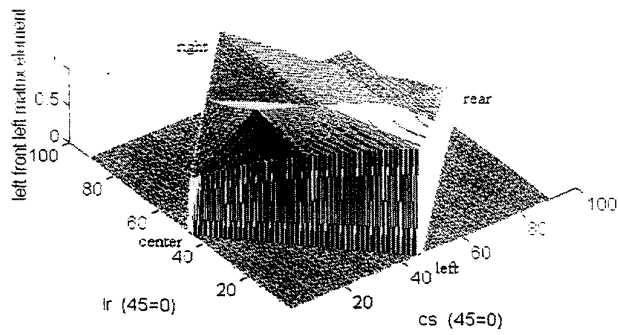


FIG. 10

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

7/16

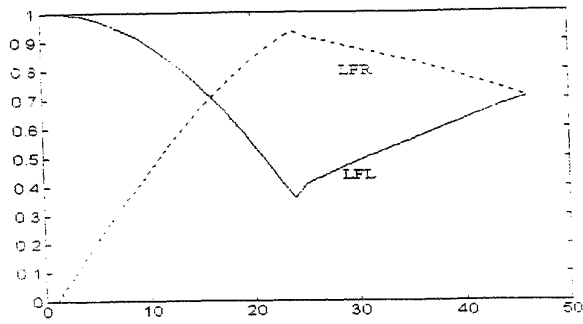


FIG. 11

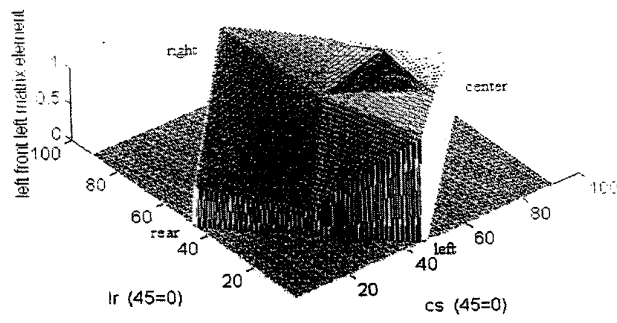


FIG. 12

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

8/16

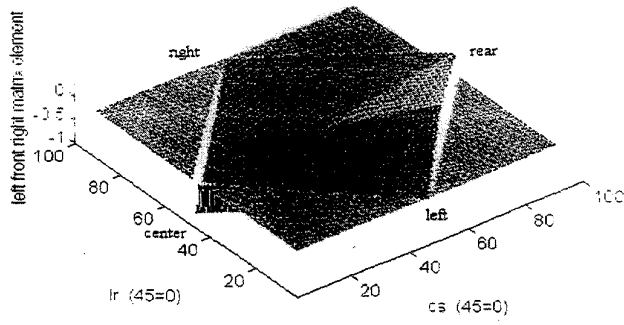


FIG. 13

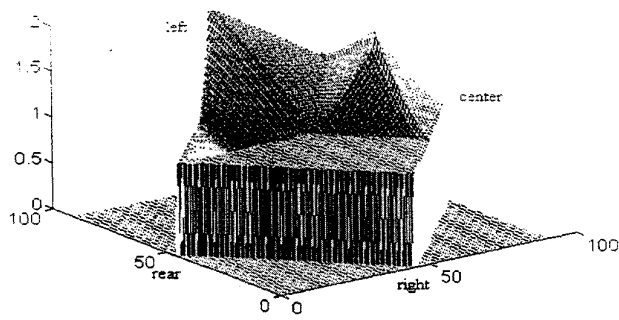


FIG. 14

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

9/16

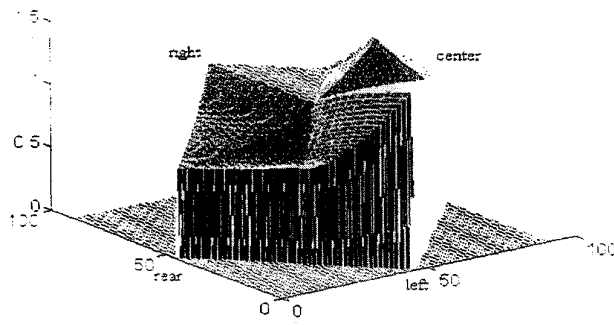


FIG. 15

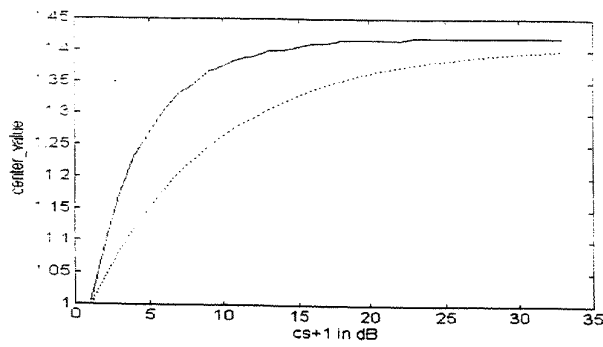


FIG. 16

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

10/16

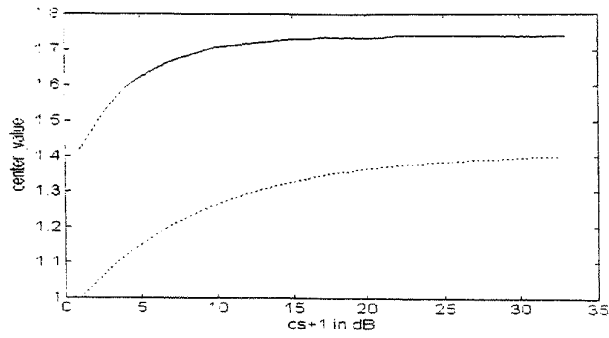


FIG. 17

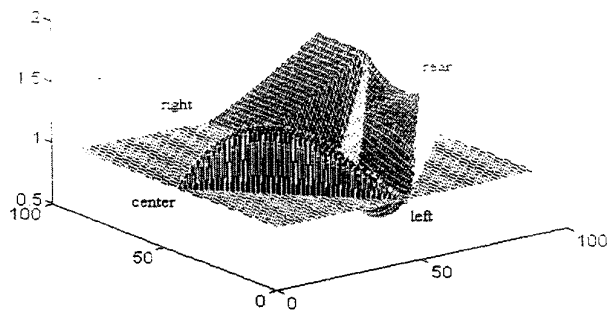


FIG. 18

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

11/16

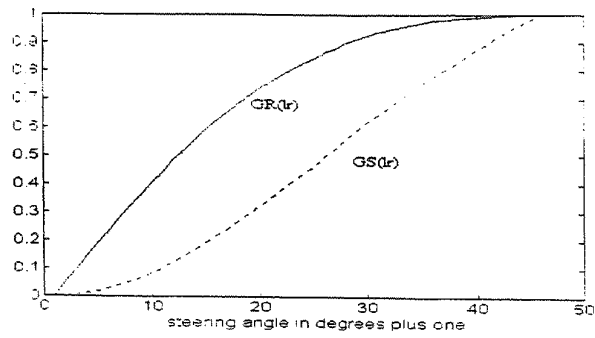


FIG. 19

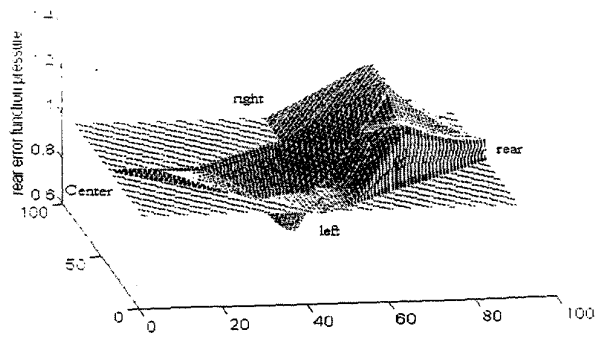


FIG. 20

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

12/16

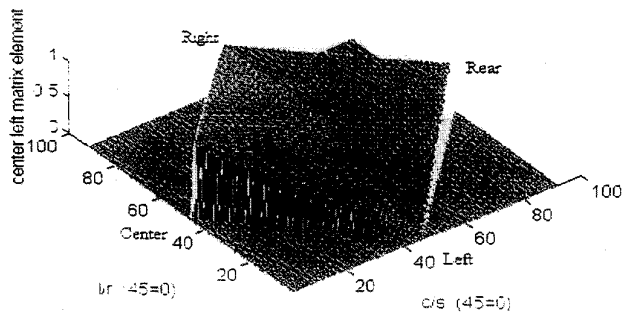


FIG. 21

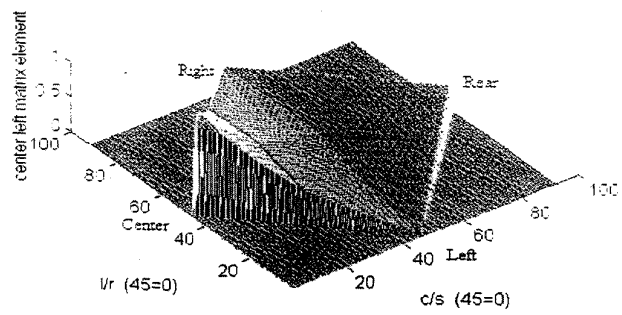


FIG. 22

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

13/16

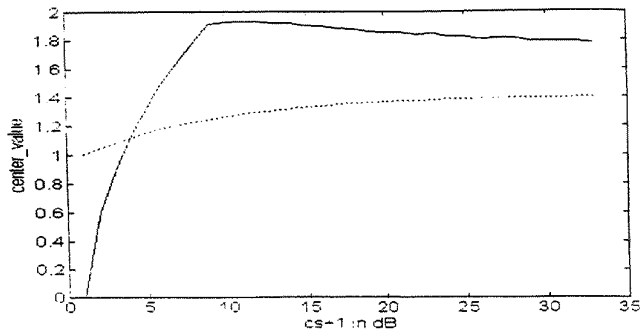


FIG. 23

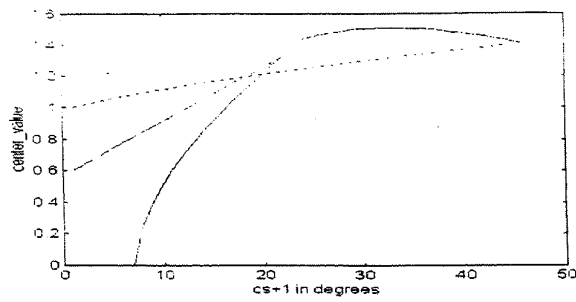


FIG. 24

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

14/16

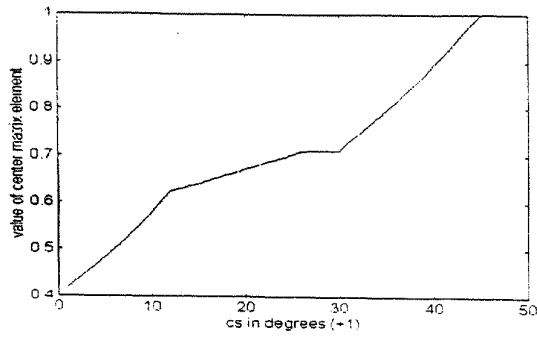


FIG. 25

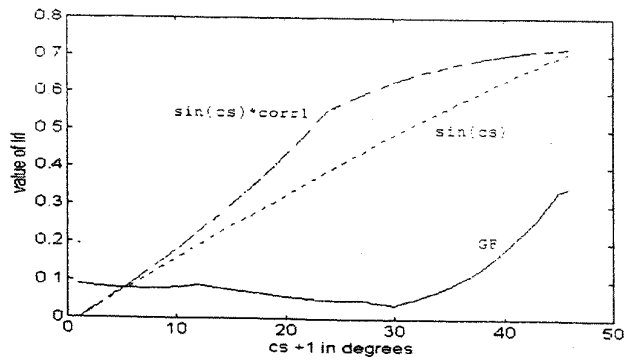


FIG. 26

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

15/16

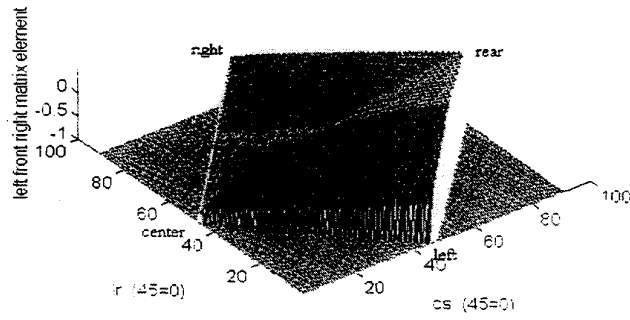


FIG. 27

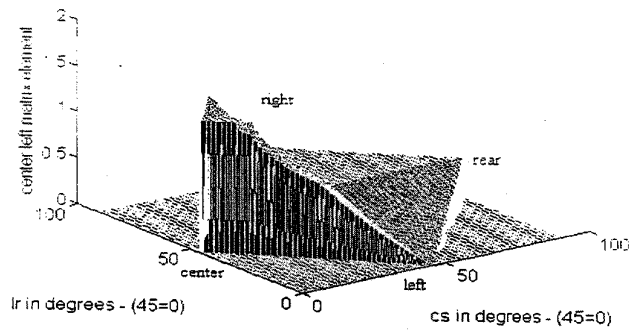


FIG. 28

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

WO 99/12386

PCT/US98/18390

16/16

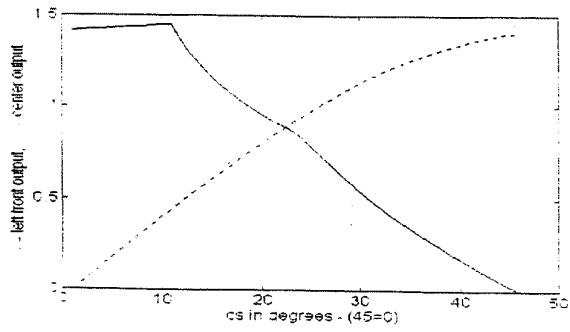


FIG. 29

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/US98/18390
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC(6) :H04R 5/00 US CL :381/21 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. : 381/21, 23, 22, 20, 19, 18 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 3,934,086 A (TAKAHASHI) 20 January 1976, fig. 1.	1-23
A	US 4,152,542 A (COOPER) 01 May 1979, figs. 10-12.	1-23
<input 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 "E" earlier document published on or after the international filing date "I" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" 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 claimed "T" later 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 "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered 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 "A" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 04 NOVEMBER 1998		Date of mailing of the international search report 30 DEC 1998
Name and mailing address of the ISA/US Commissioner of Patents and Trademarks Box PCT Washington, D.C. 20231 Facsimile No. (703) 305-3230		Authorized officer VIVIAN CHANG Joni Hill Telephone No. (703) 308-6739

Form PCT/ISA/210 (second sheet)(July 1992)*

フロントページの続き

(81)指定国 AP(GH,GM,KE,LS,MW,SD,SZ,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),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BY,CA,CH,CN,CU,CZ,DE,DK,EE,ES,FI,GB,GE,GH,GM,HR,HU,ID,IL,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MD,MG,MK,MN,MW,MX,NO,NZ,PL,PT,RO,RU,SD,SE,SG,SI,SK,SL,TJ,TM,TR,TT,UA,UG,UZ,VN,YU,ZW

(74)代理人 100084283

弁理士 秋元 芳雄

(72)発明者 グリージンガー, デイヴィッド・エイチ

アメリカ合衆国マサチューセッツ州 0 2 1 4 0 , ケンブリッジ, ペレブー・アベニュー 2 3

Fターム(参考) 5D020 CC01

5D062 BB10

【要約の続き】

減する復号装置を含み、更に、相関されない左側と右側の入力に対するデコーダにおける分離を改善し、側方と後方との間の明瞭な動きの再生を改善し、音場の前方象限における信号へ印加されるブーストを補償し、方向制御信号の他の1つが変化しつつあるとき該信号の各々の最大エクスカッションを制限する回路を含む。