

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3614457号  
(P3614457)

(45) 発行日 平成17年1月26日(2005.1.26)

(24) 登録日 平成16年11月12日(2004.11.12)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>

F I

H04S 5/02

H04S 5/02

D

H04S 7/00

H04S 7/00

E

請求項の数 20 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願平6-2187	(73) 特許権者	594007962
(22) 出願日	平成6年1月13日(1994.1.13)		ロックトロン・コーポレーション
(65) 公開番号	特開平6-319199		Rocktron Corporation
(43) 公開日	平成6年11月15日(1994.11.15)		n
審査請求日	平成13年1月9日(2001.1.9)		アメリカ合衆国ミシガン州48309, ロ
(31) 優先権主張番号	004591		チェスター・ヒルズ, テクノロジー・ドラ
(32) 優先日	平成5年1月14日(1993.1.14)		イブ 2870
(33) 優先権主張国	米国(US)	(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 忠式
		(74) 代理人	100075236
			弁理士 栗田 忠彦

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多次元音響回路及びその方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

2チャンネルステレオ信号を多チャンネル音響信号に復号するための回路であって、前記2チャンネルステレオ信号の差を取って主信号を発生するための手段と、前記主信号のレベルを動的に変化させて第1動的変化信号を生成するための第1変化手段と、中域より高い周波数の情報に感応する周波数特性を有し、前記2チャンネルステレオ信号の一方のレベルが他方より高いときに前記第1動的変化信号のレベルを上昇させ、前記2チャンネルステレオ信号の前記他方のレベルが前記一方より高いときに前記第1動的変化信号のレベルを低下させるように前記第1変化手段の利得を制御するための第1制御手段と、

を具備することを特徴とする回路。

【請求項2】

請求項1記載の回路において、前記第1制御手段は、中域より高い周波数の情報に感応する周波数特性を有し、前記2チャンネルステレオ信号の一方に比例する第1DC信号を得るための手段と、中域より高い周波数の情報に感応する周波数特性を有し、前記2チャンネルステレオ信号の他方に比例する第2DC信号を得るための手段と、前記第1DC信号と前記第2DC信号との差を取り、前記2チャンネルステレオ信号の一方が優勢なときに正であり、前記2チャンネルステレオ信号の他方が優勢なときに負であるDC制御信号を発生するための手段と、

前記DC制御信号の正及び負の状態にตอบสนองして前記第1変化手段に正及び負の利得を与えるための手段と、  
を含むことを特徴とする回路。

【請求項3】

請求項1記載の回路であって、更に、  
前記主信号のレベルを動的に変化させて第2動的変化信号を生成するための第2変化手段と、

中域より高い周波数の情報に感応する周波数特性を有し、前記2チャンネルステレオ信号の前記他方のレベルが前記一方より高いときに前記第2動的変化信号のレベルを上昇させ、前記2チャンネルステレオ信号の前記一方のレベルが前記他方より高いときに前記第2動的変化信号のレベルを低下させるように前記第2変化手段の利得を制御するための第2制御手段と、

10

を含むことを特徴とする回路。

【請求項4】

請求項1記載の回路であって、前記主信号を動的に変化させる前に前記主信号を増強するための増強手段を更に含むことを特徴とする回路。

【請求項5】

請求項4記載の回路であって、前記増強手段は人間の耳の周波数応答特性を模擬した固定定位等化を行うための手段を含むことを特徴とする回路。

【請求項6】

20

請求項3記載の回路において、前記第2制御手段は、  
中域より高い周波数の情報に感応する周波数特性を有し、前記2チャンネルステレオ信号の一方に比例する第1DC信号を得るための手段と、

中域より高い周波数の情報に感応する周波数特性を有し、前記2チャンネルステレオ信号の他方に比例する第2DC信号を得るための手段と、

前記第1DC信号と前記第2DC信号との差を取り、前記2チャンネルステレオ信号の一方が優勢なときに正であり、前記2チャンネルステレオ信号の他方が優勢なときに負であるDC制御信号を発生するための手段と、

前記DC制御信号が正のときに前記第1変化手段に正の利得を与えると共に前記第2変化手段に負の利得を与え、前記DC制御信号が負のときに前記第2変化手段に正の利得を与えると共に前記第1変化手段に負の利得を与えるための手段と、

30

を含むことを特徴とする回路。

【請求項7】

請求項2記載の回路において、前記第1DC信号を得るための手段は、

中域より高い周波数の情報に感応する周波数特性を有し、前記2チャンネルステレオ信号の前記一方に高域通過フィルタ処理を施して第1フィルタ済み信号を発生するための手段と、前記第1フィルタ済み信号のレベルを感知するための手段とを含み、

前記第2DC信号を得るための手段は、

中域より高い周波数の情報に感応する周波数特性を有し、前記2チャンネルステレオ信号の前記他方に高域通過フィルタ処理を施して第2フィルタ済み信号を発生するための手段と、前記第2フィルタ済み信号のレベルを感知するための手段とを含むことを特徴とする回路。

40

【請求項8】

請求項3記載の回路において、更に、

中域より高い周波数の情報に感応する周波数特性を有し、前記2チャンネルステレオ信号の一方に比例する第1DC信号を得るための手段と、

中域より高い周波数の情報に感応する周波数特性を有し、前記2チャンネルステレオ信号の他方に比例する第2DC信号を得るための手段と、

前記第1DC信号と前記第2DC信号との差を取り、前記2チャンネルステレオ信号の一方が優勢なときに正であり、前記2チャンネルステレオ信号の他方が優勢なときに負であ

50

るDC制御信号を発生するための手段と、  
 前記2チャンネルステレオ信号の前記一方のレベルが前記他方より高いときに前記第1動的変化信号のレベルを上昇させ、前記2チャンネルステレオ信号の前記他方のレベルが前記一方より高いときに前記第1動的変化信号のレベルを低下させるように前記第1変化手段の利得を制御すると共に、前記2チャンネル信号の前記他方のレベルが前記一方より高いときに前記第2動的変化信号のレベルを上昇させ、前記2チャンネル信号の前記一方のレベルが前記他方より高いときに前記第2動的変化信号のレベルを低下させるように前記第2変化手段の利得を制御するための手段と、  
 を含むことを特徴とする回路。

【請求項9】

10

請求項8記載の回路において、前記第1DC信号を得るための手段は、  
 中域より高い周波数の情報に感応する周波数特性を有し、前記2チャンネルステレオ信号の前記一方に高域通過フィルタ処理を施して第1フィルタ済み信号を発生するための手段と、前記第1フィルタ済み信号のレベルを感知するための手段とを含み、  
 前記第2DC信号を得るための手段は、  
 中域より高い周波数の情報に感応する周波数特性を有し、前記2チャンネルステレオ信号の前記他方に高域通過フィルタ処理を施して第2フィルタ済み信号を発生するための手段と、前記第2フィルタ済み信号のレベルを感知するための手段とを含むことを特徴とする回路。

【請求項10】

20

2チャンネルステレオ信号を多チャンネル音響信号に復号するための回路であって、  
 前記2チャンネルステレオ信号の差を取って主信号を発生するための手段と、  
 前記主信号を低域及び高域に分割するための手段と、  
 前記高域のレベルを動的に変化させて第1動的変化信号を発生するための第1手段と、  
 前記高域のレベルを動的に変化させて第2動的変化信号を発生するための第2手段と、  
 前記低域のレベルを動的に変化させて第3動的変化信号を発生するための第3手段と、  
 前記低域のレベルを動的に変化させて第4動的変化信号を発生するための第4手段と、  
 前記2チャンネルステレオ信号の一方の高周波数レベルに比例する第1感知信号を得るための手段と、

前記2チャンネルステレオ信号の他方の高周波数レベルに比例する第2感知信号を得るための手段と、

30

前記第1感知信号と前記第2感知信号との差を取り、前記2チャンネルステレオ信号の一方の高周波数レベルが優勢なときに正であり、前記2チャンネルステレオ信号の他方の高周波数レベルが優勢なときに負である第1制御信号を発生するための手段と、

前記2チャンネルステレオ信号の一方の低域レベルの振幅に比例する第3感知信号を得るための手段と、

前記2チャンネルステレオ信号の他方の低域レベルの振幅に比例する第4感知信号を得るための手段と、

前記第3感知信号と前記第4感知信号との差を取り、前記2チャンネルステレオ信号の一方が優勢なときに正であり、前記2チャンネルステレオ信号の他方が優勢なときに負である第2制御信号を発生するための手段と、

40

前記2チャンネルステレオ信号の前記一方の高周波数レベルが優勢なときに前記第1動的変化信号のレベルを上昇させ、前記2チャンネルステレオ信号の前記一方の高周波数レベルが優勢なときに前記第2動的変化信号のレベルを低下させるように前記第1手段の利得を制御すると共に、前記2チャンネルステレオ信号の前記他方の高周波数レベルが優勢なときに前記第2動的変化信号のレベルを上昇させ、前記2チャンネルステレオ信号の前記他方の高周波数レベルが優勢なときに前記第1動的変化信号のレベルを低下させるように前記第2手段の利得を制御するための手段と、

前記2チャンネルステレオ信号の前記一方のレベルが前記他方より高いときに前記第3動的変化信号のレベルを上昇させ、前記2チャンネルステレオ信号の前記一方のレベルが前

50

記他方より高いときに前記第4動的変化信号のレベルを低下させるように前記第3手段の利得を制御すると共に、前記2チャンネルステレオ信号の前記他方のレベルが前記一方より高いときに前記第4動的変化信号のレベルを上昇させ、前記2チャンネルステレオ信号の前記他方のレベルが前記一方より高いときに前記第3動的変化信号のレベルを低下させるように前記第4手段の利得を制御するための手段と、  
を具備することを特徴とする回路。

【請求項11】

2チャンネルステレオ信号を多チャンネル音響信号に復号するための方法であって、  
前記2チャンネルステレオ信号の差を取って主信号を発生するステップと、  
前記主信号のレベルを動的に変化させて第1動的変化信号を生成するステップと、  
前記2チャンネルステレオ信号の一方の高周波数レベルが優勢なときに前記第1動的変化  
信号のレベルを上昇させ、前記2チャンネルステレオ信号の他方の高周波数レベルが優勢  
なときに前記第1動的変化信号のレベルを低下させるように制御するステップと、  
を具備することを特徴とする方法。

10

【請求項12】

請求項11記載の方法において、前記制御するステップは、  
前記2チャンネルステレオ信号の一方に比例する第1DC信号を得るステップと、  
前記2チャンネルステレオ信号の他方に比例する第2DC信号を得るステップと、  
前記第1DC信号と前記第2DC信号の差を取り、前記2チャンネルステレオ信号の一方  
の高周波数レベルが優勢なときに正であり、前記2チャンネルステレオ信号の他方の高周  
波数レベルが優勢なときに負であるDC制御信号を発生するステップと、  
前記DC制御信号の正及び負の状態にตอบสนองして、前記生成するステップに正及び負の利得  
を与えるステップと、  
を含むことを特徴とする方法。

20

【請求項13】

請求項11記載の方法であって、更に、  
前記主信号のレベルを動的に変化させて第2動的変化信号を生成するステップと、  
前記第2動的変化信号を生成する手段の利得を、前記2チャンネルステレオ信号の前記他  
方の高周波数レベルが優勢なときに第2動的変化信号のレベルを増加させ、前記2チャン  
ネルステレオ信号の前記一方の高周波数レベルが優勢なときに前記第2動的変化信号のレ  
ベルを低下させるように制御するステップと、  
を含むことを特徴とする方法。

30

【請求項14】

請求項11記載の方法であって、前記主信号を動的に変化させる前に前記主信号を増強す  
るステップを更に含むことを特徴とする方法。

【請求項15】

請求項14記載の方法であって、前記増強するステップは人間の耳の周波数応答特性を模  
擬した固定定位等化を得るステップを含むことを特徴とする方法。

【請求項16】

請求項13記載の方法において、前記制御するステップは、  
前記2チャンネルステレオ信号の一方に比例する第1DC信号を得るステップと、  
前記2チャンネルステレオ信号の他方に比例する第2DC信号を得るステップと、  
前記第1DC信号と前記第2DC信号との差を取り、前記2チャンネルステレオ信号の一  
方の高周波数レベルが優勢なときに正であり、前記2チャンネルステレオ信号の他方の高  
周波数レベルが優勢なときに負であるDC制御信号を発生するステップと、  
前記DC制御信号が正のときに、前記第1動的変化信号を生成する手段に正の利得を与え  
ると共に前記第2動的変化信号を生成する手段に負の利得を与え、前記DC制御信号が負  
のときに、前記第2動的変化信号を生成する手段に正の利得を与えると共に前記第1動的  
変化信号を生成する手段に負の利得を与えるステップと、  
を含むことを特徴とする方法。

40

50

## 【請求項17】

請求項12記載の方法において、前記第1DC信号を得るステップは、  
前記2チャンネルステレオ信号の前記一方に高域通過フィルタ処理を施して第1フィルタ  
済み信号を発生するステップと、前記第1フィルタ済み信号のレベルを感知するステップ  
とを含み、

前記第2DC信号を得るステップは、

前記2チャンネルステレオ信号の前記他方に高域通過フィルタ処理を施して第2フィルタ  
済み信号を発生するステップと、前記第2フィルタ済み信号のレベルを感知するステップ  
とを含むことを特徴とする方法。

## 【請求項18】

請求項13記載の方法において、更に、

前記2チャンネルステレオ信号の一方に比例する第1DC信号を得るステップと、  
前記2チャンネルステレオ信号の他方に比例する第2DC信号を得るステップと、  
前記第1DC信号と前記第2DC信号との差を取り、前記2チャンネルステレオ信号の一  
方の高周波数レベルが優勢なときに正であり、前記2チャンネルステレオ信号の他方の高  
周波数レベルが優勢なときに負であるDC制御信号を発生するステップと、

前記第1動的変化信号を生成する手段の利得を、前記2チャンネルステレオ信号の前記一  
方の高周波数レベルが優勢なときに前記第1動的変化信号のレベルを上昇させ、前記2チ  
ャンネルステレオ信号の前記他方の高周波数レベルが優勢なときに前記第1動的変化信号  
のレベルを低下させるように制御すると共に、前記第2動的変化信号を生成する手段の利  
得を、前記2チャンネル信号の前記他方の高周波数レベルが優勢なときに前記第2動的変  
化信号のレベルを上昇させ、前記2チャンネル信号の前記一方のレベルが優勢なときに前  
記第2動的変化信号の高周波数レベルを低下させるように制御するステップと、  
を含むことを特徴とする方法。

## 【請求項19】

請求項18記載の方法において、前記第1DC信号を得るステップは、

前記2チャンネルステレオ信号の前記一方に高域通過フィルタ処理を施して第1フィルタ  
済み信号を発生するステップと、前記第1フィルタ済み信号のレベルを感知するステップ  
とを含み、

前記第2DC信号を得るステップは、

前記2チャンネルステレオ信号の前記他方に高域通過フィルタ処理を施して第2フィルタ  
済み信号を発生するステップと、前記第2フィルタ済み信号のレベルを感知するステップ  
とを含むことを特徴とする方法。

## 【請求項20】

2チャンネルステレオ信号を多チャンネル音響信号に復号するための方法であって、

前記2チャンネルステレオ信号の差を取って主信号を発生するステップと、

前記主信号を低域及び高域に分割するステップと、

前記高域のレベルを動的に変化させて第1動的変化信号を発生するステップと、

前記高域のレベルを動的に変化させて第2動的変化信号を発生するステップと、

前記低域のレベルを動的に変化させて第3動的変化信号を発生するステップと、

前記低域のレベルを動的に変化させて第4動的変化信号を発生するステップと、

前記2チャンネルステレオ信号の一方の高周波数レベルに比例する第1感知信号を得るス  
テップと、

前記2チャンネルステレオ信号の他方の高周波数レベルに比例する第2感知信号を得るス  
テップと、

前記第1感知信号と前記第2感知信号との差を取り、前記2チャンネルステレオ信号の一  
方の高周波数レベルが優勢なときに正であり、前記2チャンネルステレオ信号の他方の高  
周波数レベルが優勢なときに負である第1制御信号を発生するステップと、

前記2チャンネルステレオ信号の一方の低域レベルの振幅に比例する第3感知信号を得る  
ステップと、

10

20

30

40

50

前記 2 チャンネルステレオ信号の他方の低域レベルの振幅に比例する第 4 感知信号を得るステップと、

前記第 3 感知信号と前記第 4 感知信号との差を取り、前記 2 チャンネルステレオ信号の一方が優勢なときに正であり、前記 2 チャンネルステレオ信号の他方が優勢なときに負である第 2 制御信号を発生するステップと、

前記第 1 動的変化信号を生成するステップの利得を、前記 2 チャンネルステレオ信号の前記一方の高周波数レベルが優勢なときに前記第 1 動的変化信号のレベルを上昇させ、前記 2 チャンネルステレオ信号の前記一方の高周波数レベルが優勢なときに前記第 2 動的変化信号のレベルを低下させるように制御すると共に、前記第 2 動的変化信号を生成するステップの利得を、前記 2 チャンネルステレオ信号の前記他方の高周波数レベルが優勢なときに前記第 2 動的変化信号のレベルを上昇させ、前記 2 チャンネルステレオ信号の前記他方の高周波数レベルが優勢なときに前記第 1 動的変化信号のレベルを低下させるように制御するステップと、

10

前記第 3 動的変化信号を生成するステップの利得を、前記 2 チャンネルステレオ信号の前記一方のレベルが前記他方より高いときに前記第 3 動的変化信号のレベルを上昇させ、前記 2 チャンネルステレオ信号の前記一方のレベルが前記他方より高いときに前記第 4 動的変化信号のレベルを低下させるように制御すると共に、前記第 4 動的変化信号を生成するステップの利得を、前記 2 チャンネルステレオ信号の前記他方のレベルが前記一方より高いときに前記第 4 動的変化信号のレベルを上昇させ、前記 2 チャンネルステレオ信号の前記他方のレベルが前記一方より高いときに前記第 3 動的変化信号のレベルを低下させるように制御するステップと、

20

を具備することを特徴とする方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】

本発明は、一般的に可聴オーディオシステムに関し、特に 2 チャンネルステレオ音響から、「サラウンド」音と一般的に呼ばれている少なくとも 4 チャンネルの音響にデコードする可聴オーディオシステムに関するものである。

【0002】

【従来の技術】

30

サラウンドシステムとは、一般的に 4 つの個別チャンネル信号を 1 つのステレオ信号に符号化し、それをマトリクス構成によって別個の 4 チャンネル信号に復号できるようにするものである。これら 4 つの復号された信号は、聴取者の周りの前方、左側、右側及び後方に配置されたラウドスピーカを通じて再生される。この原理は、ピーター・シャイバーの米国特許第 3,632,886 号によって具体的にはオーディオの用途に適用された。4 つの別個の信号を 2 つの信号に符号化し、再生時に 4 つの信号に復号する方法は、一般的に「クオドラホニック」音として知られつつある。シャイバーのサラウンドシステムは、隣接チャンネル間に限られた分離度を生ずるのみであり、それ故、方向性情報を増強するには、動的方向性制御 (dynamic steering) を更に必要とする。この基本的原理は、左前方、前方中央、右前方及び後方サラウンドに配置される映画の用途に適用されて非常に成功しており、一般的に「ドルビーステレオ (登録商標)」として知られている。前方中央スピーカは、特に映画のスクリーンから会話が発するようにする目的のために、映画スクリーンの背後に配置するように設計されている。左前方及び右前方のチャンネルは効果音を出し、後方即ちサラウンドチャンネルはアンビエンス情報 (ambient information) 並びに音響効果を発生する。ドルビープロロジック (Dolby Pro Logic (登録商標)) システム、即ち家庭で使用するために改造されたドルビーステレオシステムは、チャンネル分離度を更に高めるために、驚くべき量の動的方向性制御を行っており、信号を 4 つのスピーカのいずれかに独立信号として配置するのに非常に効果的である。しかしながら、同時の複合信号を用いる場合、ドルビーシステムで得られるチャンネル分離度には限度がある。

40

50

## 【0003】

ドルビープロロジック（登録商標）システムはオーディオ/ビデオの用途には非常に効果的ではあるが、オーディオ専用の用途に最も望ましいものではない。後方サラウンドチャンネルは7KHzに制限されるので、許容可能な量の低周波数情報を得ることができない。モノラルの中央チャンネルは、劇場において会話に用いるのには完璧にふさわしいものであるが、オーディオ専用には望ましくない。中央チャンネルはモノラルの前方音像を与える効果しかない。

## 【0004】

高品質音の生成に用いるために特に設計された4つの方向性チャンネル情報を生成することができる多チャンネル構成を提供することが望ましい。また、システムが、標準の2チャンネルステレオで記録された信号から4つの方向性信号を直接発生する能力を有し、符号化処理の必要性をなくすことができることも望ましいことである。

10

## 【0005】

このようなシステムにとって最も望ましい応用の1つは、左右の前及び左右の後として構成される自動車用音響システムである。現行の自動車用音響システムは、前方に供給されたのと同じ左右の情報を後方にも送出している。このようにすると、人間の耳が前方からの信号に対して後方からの信号とは異なる周波数応答を有するという事実により、4チャンネル音響の心理的音響錯覚を生じる。このため、自動車の用途に用いられている現行の4スピーカステレオシステムは、ドルビープロロジックシステム（登録商標）のような現行のサラウンドシステムを自動車の用途に適合させる試みよりも、はるかに望ましい音を発生する。更に、ドルビーのようなシステムを適用するには、いくつかの大きな欠点がある。後方スピーカには差情報のみが供給されるので、後方チャンネルには僅か7KHzの帯域しかなく、聴取者の背後で知覚される方向性情報がないという点でモノラルになってしまう。結果として、ドルビープロロジック（登録商標）の改造版を従来の4スピーカステレオと比較すれば、多くの聴取者は、従来の4スピーカステレオシステムの音像を好むであろう。

20

## 【0006】

情報の方向性を高めるために考案された方向性制御装置の多数は、ドルビープロロジックシステム（登録商標）と同様の方法で左、右、中央及びサラウンドの情報の方向性を高めるように設計されている。例えば、ピーター・シュライバーによって開示されたような装置を用いて、先に符号化された信号から更に方向性音像形成を増強するために、米国特許第4,589,239号においては、個別の左右後方及び中央のサラウンドチャンネルシステムを提供している。このシステムは、更に米国特許第4,680,796号において符号化の観点から更に改善されているが、これはビデオの用途に特定して考案されたものである。米国特許第4,589,129号には、符号化及び復号化用の非常に洗練された圧縮/伸長装置が雑音低減の目的で開示されている。しかしながら、この装置では、方向性制御過程が広帯域で行われ、優勢な方向性制御情報（steering information）が存在する場合、好ましくないポンピング効果が聴取者に知覚されるという重大な欠点がある。また、このシステムは、左右のサラウンド情報が櫛型フィルタで処理されるという事実により、高品質音響への応用では、重大なインパクトが殆どない。信号が左または右のサラウンドチャンネルによって処理されると、当該信号の基本周波数がそれらの櫛型フィルタの1つのノッチに該当するので、当該信号の左または右出力に現れるいかなるインパクトをも低下させてしまう。更に、櫛型フィルタを用いると、後方信号がもはや前方信号と同一位相特性を有していないので、共通信号がいずれかの側の前方及び後方において現れるシステムから側方音像形成（side-imaging）の可能性を消滅させてしまう。加えて、櫛型フィルタは時間遅れを発生する場合、同じ時間領域特性を有さない。

30

40

## 【0007】

このシステムの更に他の欠点は、サラウンド情報が厳密に左右の差によって発生され、差情報信号には通常低周波数エネルギーがないので、このシステム自体自動車の用途にはふさ

50

わしくないことである。自動車用音響システムでは、後方スピーカのほうが通常は大きく、スピーカを容れる音響キャビティが更に大きいために良好な低音応答が得られるので、低音の大部分は後方チャンネルから得られる。

【0008】

ドルビープロロジック（登録商標）は、その成功によって商用のオーディオ/ビデオ受信機の標準機構となったので、多くの製造者はオーディオに特定して応用できる別のサラウンド構成を提供しようとしている。特筆すべきは、これらの構成には聴取者の背後に人工的な遅延及び/又はアンビエンス情報が加えられたことである。信号がDSP即ちデジタル信号処理によって処理される一層精巧で洗練されたシステムが考案され実施されている。原信号にない情報を付加するのは望ましいことではない。これは、知覚される音楽は元の意図された音を正確に反映するものではないからである。

10

【0009】

DSPは将来非常に有望であるが、今日の標準ではとても高価なシステムであるので、DSPにおいて実施されるようなシステムのおそらく1/10程のコストで、開示された利点を組み込んでおり、しかも集積することができるシステムを提供することが望ましい。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

従来技術及び従来技術による任意のシステムを特に自動車の用途に適用させる試みの欠点に鑑み、本発明の主要な目的は、自動車用音響システムにおいて一般的に用いられている従来の4スピーカステレオシステムを大幅に改善する4チャンネル音響システムを提供することである。また、本発明の別の目的は、従来のステレオ信号から入力を受け取るようにして全てのステレオ記録データと互換性を保持すると共に、少なくとも左/右前方及び左/右後方に配置された4つのスピーカを組み込んだ可聴音システムのための信号を2チャンネルステレオ信号から復号するシステムであって、高品質可聴音システムに用いるために復号のみを行えばよいシステムを提供することである。特に、聴取者の背後で知覚されるアンビエンスを改善できることが望ましい。また、元の音源データにはない遅延、残響、位相補正または高調波発生のような人工的情報を付加する必要性なく、後方方向性情報を提供することも、本発明の目的である。また、方向性制御機能を設けて、単一带域システムで知覚される煩わしいポンピングを生じることなく、聴取者の背後への左/右方向性音像形成を増強することも望ましい。更に、方向性を高めるために、一方の側にエンファシスを与えると共に、他方の側にはディエンファシス量を増加させることも、本発明の目的である。更に、櫛型フィルタは高品質音響用途において音楽的に満足できると思われる結果をもたらさないという事実から、櫛形フィルタをオーディオ経路内に配置する必要なく、左/右の個別の音像を形成することも、本発明の目的である。また、本発明の他の目的は、後方スピーカに同時に音像を配置する可能性を提供すること、即ち、所与の信号が左から来て同時に他の信号が右から来るように知覚することを可能にすることである。本発明の他の目的は、自動車音響において送出される低音の大部分が後方から発生されるので、自動車音響システムの後方スピーカに十分な低音情報を供給することである。本発明の更に他の目的は、本発明の基本構想を更に強化することができる将来のDSPの応用にも役立つことができるシステムを定義することである。

20

30

40

【0011】

【課題を解決するための手段】

本発明に係る可聴音システムは、符号化されていない2チャンネルステレオから少なくとも4チャンネルの音を復号する。後方チャンネル情報を得るには、左と右との差を取り、この差を複数の帯域に分割する。簡略化した実施例では、少なくとも1つの帯域の方向性が動的に制御され、他の帯域は変化させない。これは、左/右への過渡情報を提供し方向性の増強を行いながら、知覚し得るポンピング効果を回避するためである。一好適実施例では、聴取者の背後への方向性情報を増強するように、複数の帯域の方向性が動的に左または右に制御される。両方の構成においては、左と右との入力の和に低域通過フィルタ処理を施した出力を方向性を高められた情報と組み合わせ、もって、複合的な左後方及び右後

50

方の出力を提供する。

【0012】

従来技術のサラウンドシステムの事実上全てにおいて、中央チャンネル情報は復号マトリクスからの左及び右信号の和として得られ、別個かつ個別のチャンネルとして印加される。この結果、中央情報が従来の4スピーカシステムの4つのチャンネル全てに同等に分配されるので、中央チャンネル情報の喪失が知覚されることになる。本発明の好適実施例では中央チャンネル情報は別個のラウドスピーカを必ずしも必要としない。この中央チャンネル情報は、低周波数情報を後方チャンネルに印加し、中央チャンネルからの中域周波数及び高周波数の情報が左前方及び右前方のチャンネルに印加されて中央チャンネル情報の喪失を保證することができるように分割される。

10

【0013】

本発明のその他の目的及び利点は、以下の詳細な説明を読み、図面を参照することによって明白となる。

【0014】

【実施例】

本発明を以下に好適実施例について説明するが、本発明をその実施例に限定する意図はない。逆に、特許請求の範囲によって定義される本発明の精神及び範囲内に含まれ得るような代替案、変更及び均等物を全て包含することを意図するものである。

【0015】

まず図1において、通常の左及び右のステレオ情報が左及び右の入力9L、9Rに印加される。左及び右の入力信号は、バッファ増幅器10L、10Rによってバッファされ、残りの回路を駆動するためのバッファされた信号となる。これらのバッファされた出力は加算増幅器11L、11Rに印加される。これらの増幅器は、複合信号の大部分を左前方及び右前方の出力12L、12Rに供給する。バッファ増幅器10L、10Rからの出力は加算増幅器20にも供給され、ここで左及び右の信号が加算された出力が発生される。この出力は更に高域通過フィルタ21によって処理されて加算増幅器11L、11Rに供給される。加算増幅器11L、11Rは、左前方及び右前方のチャンネルに付加的情報を供給する。フィルタ処理された加算信号を付加することは、自動車の用途において、主として差信号が後方チャンネルに供給されるという事実のために生じる中央チャンネル情報の減少を補償するために役立つが、このようにフィルタ処理された加算信号の付加は、用途

20

30

【0016】

入力バッファ10L、10Rからの出力は差動増幅器30にも印加され、その出力に左信号と右信号との間の差を発生する。増幅器10L、10Rの左及び右のバッファされた出力はそれぞれ高域通過フィルタ13L、13Rにも印加され、バッファされた左、右の入力信号から低音成分が除去される。これが好ましいのは、方向性情報はいずれも左及び右の信号内にある中域及び高域の情報から厳密に得られるからである。

【0017】

高域通過フィルタ13L、13Rの出力は次にそれぞれレベルセンサ14L、14Rに供給される。これらのセンサは高域通過フィルタ13L、13Rからのフィルタ処理された出力の絶対値の対数を与え、センサ14L、14Rの出力に実質的にDC信号を供給することが好ましい。センサ14L、14RからのDC出力は差動増幅器50に印加される。差動増幅器50の出力は、左及び右の信号の中域情報と高域情報との振幅比の対数に実質的に比例する。ピークや平均化等の他のレベル感知方法も公知であり、ここに開示されるものの代わりに用いることができるが、恐らく最適な結果は得られないであろう。左チャンネルにおいてエネルギーレベルが優勢な場合、差動増幅器50の出力は正になる。右チャンネルにおいてエネルギーレベルが優勢な場合、差動増幅器50の出力は負となる。レベルセンサ14R、14Lは比較的速い時定数に設定され、差動増幅器50の出力に、非常に正確な瞬時の左/右方向性情報が得られる。方向性制御信号発生器60にはもっと穏やか

40

50

な時定数が用いられている。これについては、図2に関連して後に詳細に論ずる。差動増幅器50からの出力信号は方向性制御信号発生器60に印加され、この差信号からDC方向性制御信号が復号される。このDC方向性制御信号は、左及び右の後方チャンネルのために信号経路内に設けられた電圧制御増幅器34R、35Lを制御するために必要である。これについて以下に説明する。

#### 【0018】

差動増幅器30の出力は左と右との差であるオーディオ差情報を含んでおり、固定定位(fixed localization)EQ23を通じて供給される。この固定定位EQ23は、聴取者の後方及び側方に付加的な知覚される定位を与えるようにシステムを増強する。固定定位EQ23は、聴取者のいずれかの側からの音にตอบสนองの際の人間の耳の周波数応答に似た周波数応答を与える。相互聴覚差(interaural difference)の分野では多くの研究がなされており、これらの研究は、「Audio Engineering Handbook」(第1章、「Principles of Sound and Hearing」)及び雑誌「Audio」(「Frequency Contouring for Image Enhancement」、1985年2月)のような刊行物において文書化されている。動作において、本発明の左及び右の後方スピーカは聴取者の背後に配置されるべきであるが、前方及び後方のチャンネル間の分離度も固定定位EQ23を設けることによって達成することができる。固定定位EQ23の回路は90°または135°からの周波数応答を近似した周波数応答を与える。能動フィルタの設計は一般的に公知であり、本技術の通常の知識を有するものであれば、前述の周波数応答特性を有するフィルタを設計することができる。更に、固定定位EQ23は、特定の車両または聴取環境の周波数応答特性を補正するために用いることもできる。このような固定定位回路の付加は多くの用途に恩恵を与え得るが、本発明の所望の目的を達成するためには、この回路を設けることは必ずしも必要ない。

#### 【0019】

固定定位EQ23の出力は次に高域通過フィルタ31及び低域通過フィルタ32を供給され、音響スペクトルは2つの帯域に分割される。低域通過フィルタ32の出力に得られる低域部分は加算増幅器40L、40Rに印加される。高域通過フィルタ31の出力は実質的に高い側の中域(uppre mid band)及び高域の情報を含んでおり、VCA34R、35Lに印加される。VCA34R、35Lは、それぞれ右及び左の出力の高域信号の利得を制御する。VCA34R、35Lの出力は、それぞれ加算増幅器40R、40Lに印加される。VCA34R、35Lはロケットロン製の集積回路HUSH(登録商標)2050の基本ブロックである。電圧制御増幅器は一般的に公知で利用されており、VCA34L、35Rには多くの代替物を用いることもできる。

#### 【0020】

加算増幅器20の出力は、低域通過フィルタ22によって処理された後、加算増幅器40L、増幅器41Rに印加されて、加算されたチャンネルの低音応答を左後方及び右後方の出力43L、43Rにそれぞれ供給される。

#### 【0021】

レベルセンサ42は高域通過フィルタ31からの出力を受信する。これは、高域通過フィルタ31の出力における信号エネルギーが40dBu未満に低下したときにレベルセンサ42の出力にDC電圧が増加するように構成されている。尚、0dBu=0.775VRMSである。レベルセンサ42は本発明に対して雑音低減効果をもたらす。これが望ましいのは、動作において、後方チャンネルに供給される昇圧された差情報は、典型的にはオーディオ信号内に存在する高周波数情報の多くを含んでいるという事実のためであり、そのため、聴取者によって知覚される雑音が増大するからである。このように、レベルセンサ42はVCA34R、35Lに利得低減または低レベルの下方伸長をもたらし、雑音低減効果が得られる。

#### 【0022】

ここで図2を参照する。方向性制御信号発生器60は差動増幅器50から実質的にDCの

10

20

30

40

50

出力レベルを受け取る。差動増幅器 50 からの出力は反転増幅器 61 とダイオード 62 L とに印加される。反転増幅器 61 の出力は差動増幅器 50 とは逆極性の信号を発生するので、左チャンネルが優勢な信号エネルギーを有するとき、反転増幅器 61 の出力は負になる。右チャンネルが優勢な信号エネルギーを有するとき、反転増幅器 61 の出力は正になる。反転増幅器 61 の出力は別のダイオード 65 R に印加される。このように、ダイオード 62 L、65 R は差動増幅器 50 の出力からピークを検出し、左チャンネルにおいて優勢な信号エネルギーがあるときには第 1 のダイオード 62 L のカソードに正方向電圧を供給し、右チャンネル信号が優勢なときには他方のダイオード 65 R のカソードに正方向電圧を供給する。コンデンサ 63、66 はフィルタ処理を行い、抵抗器 64、67 は正ピーク検出に解放特性 ( r e l e a s e c h a r a c t e r i s t i c s ) を与える。方向性制御用復号器の時定数は、典型的にはレベルセンサ 14 R、14 L における時定数の少なくとも 2 倍に設定され、復号された方向性信号におけるジッタやポンピング効果を回避する。バッファ増幅器 69 L、70 R はピーク検出器を絶縁すると共に、別の方向性制御回路を駆動するための駆動信号を供給する。一方のバッファ増幅器 69 L の出力は左チャンネル信号が優勢な場合に正の DC 電圧を発生し、他方のバッファ増幅器 70 R の出力は右チャンネル信号が優勢な場合に正の DC 電圧を発生する。バッファ増幅器 69 L、70 R の出力は、それぞれリミッタ 72 L、73 R に印加され、電圧制御増幅器 34 R、35 L を駆動するために可能な最大電圧を制限する。リミッタ 72 L、73 R は 1 つの象限に出力信号を供給する伸長器制御増幅器として H U S H 2 0 5 0 ( 登録商標 ) I C の内部に含まれる。これらの増幅器は正方向のみに振れ、0 ボルト DC で飽和するように設計されている。また、リミッタ 72 L、73 R が最大の負方向変化即ち 0 ボルト DC に所望の点で達するように回路が構成されているので、VCA 34 R、35 L に望ましい最大利得を与えることができる。実際には、リミッタ 72 L、73 R は 3 d B ~ 1 8 d B の間で VCA 34 R、35 L からの最大出力利得を制限する。リミッタ 72 L、73 R の出力は、それぞれ抵抗器 74 R、75 L を介して VCA 35 L、34 R の制御ポートに接続される。第 1 のバッファ増幅器 69 L の出力も反転増幅器 68 L によって反転され、抵抗器 74 R を介して右チャンネルのリミッタ又は制御増幅器 73 R に交差結合され、右チャンネルに印加される信号の雑音低減を行う。逆に、反転増幅器 71 R はバッファ増幅器 70 R の出力を反転し、負電圧を供給すると共に、右の VCA 34 R での利得を低下させ、左の VCA 35 L によってエンファシスされている信号エネルギーのディエンファシスを行う。動作において、左チャンネルに優勢な高周波数エネルギーがある場合、左のレベルセンサ 14 L の出力における DC 電圧は、右のレベルセンサ 13 R の出力における DC 電圧より大きい。したがって、差動増幅器 50 の出力は正となり、左のバッファ増幅器 69 L の出力も正となるので、左右間の振幅差に基づく利得が得られる。左のリミッタ 72 L は左の VCA 35 L によって供給される最大利得量を決定し、加算増幅器 40 L を通じて左後方チャンネルを強める。しかしながら、左のバッファ増幅器 69 L が正のとき、左の反転増幅器 68 L は負となり、負の DC 信号を抵抗器 74 R を介して印加して右のリミッタ 73 R を制御する。右のリミッタ 73 R は、右の加算増幅器 40 R を通じて右後方チャンネルを弱めるように、右の VCA 34 R を制御する。右チャンネルの信号エネルギーが優勢となる場合、右のレベルセンサ 14 R の出力における電圧が正となり、差動増幅器 50 の出力を負にすると共に、反転増幅器 61 によって反転されるので、上述の逆となる。次いで、右のダイオード 65 R は導電状態となり、右のバッファ増幅器 70 R の出力は正となる。最大利得量は右のリミッタ 73 R によって決定され、この時の DC 電圧が右の VCA 34 R の制御ポートに印加される。これにより、右の VCA 34 R は右の加算増幅器 40 R を通じて右後方チャンネルを強める。次に、左前方チャンネルと左後方チャンネルとの間並びに右前方チャンネルと右後方チャンネルとの間の位相コヒーレンシーを保持するように、右の加算増幅器 40 R の出力を反転増幅器 41 R によって反転する。このコヒーレンシーによって、システムが側方音像形成 ( s i d e - i m a g i n g ) の可能性を保つことができる。

**【 0 0 2 3 】**

逆に、右のバッファ増幅器 70 R の正出力は右の反転増幅器 71 R によって反転される。

この負電圧は左リミッタ72Lに印加され、抵抗器77を介して左のVCA35Lを制御し、左チャンネルを弱める。この場合、差動増幅器50の出力が負なので、左のダイオード62Lは導電状態にない。VCA34R、35Lの利得が3dB~18dBの間に制限されるので、反対のチャンネルに与えられるディエンファシスは典型的には15dB~30dBである。

【0024】

差信号が空間情報の大部分を含むという事実のため、後方アンビエンスは聴取者による一層自然な知覚のために大幅に改善される。また、VCA34R、35Lによって動的に方向性を制御される差情報は、高域通過フィルタ31によって処理される高い側の中域及び高域の周波数情報のみであり、低域通過フィルタ32を通過する低い側の中域(10  
l o w e r m i d b a n d)の情報は無変化であるという事実から、聴取者の後方からの知覚される方向性情報が存在する。このシステムは、過渡情報の強化を許容するように、非常に高速なアタック時間を設ける。しかしながら、方向性制御が広帯域な手段によって行われるのではないという事実のため、知覚されるポンピング効果はない。低い側の中域信号に含まれる方向性情報は少ないので、主観的に優れた結果を得るための方向性制御を必要としない。

【0025】

制御線SAはDC電圧を抵抗器78L、79Rに同時に供給する。抵抗器78L、79Rは、それぞれリミッタ72L、73Rに負入力を提供すると共に、右及び左の制御線SR、SLを通じてVCA34R、35LのDC制御を行う。これは、高域通過フィルタ31  
20の出力における信号レベルが約-40dBu未満に低下したときに高域雑音低減を行う手段である。図2に示す構成要素の値を次の表1に例示する。

【0026】

【表1】

61	LF 353	74L	39KΩ
62L	1N4148	75R	43KΩ
63	.47μf	76L	43KΩ
64	470KΩ	77L	39KΩ
65R	1N4148	78R	43KΩ
66	.47μf	79R	43KΩ
67	470KΩ	81	20KΩ
68L	LF 353	82	20KΩ
69L	LF 353	83	20KΩ
70R	LF 353	84	20KΩ
71R	LF 353	85	20KΩ
72L	HUSH 2050™	86	20KΩ
73R	HUSH 2050™	87	20KΩ
		88	20KΩ

図6は、本発明の別の実施例を示している。これは、後方チャンネルが位相コヒーレンシーである、即ち位相ずれがないように、後方中央における音像形成を改善するものである。右後方と右前方との間の位相誤差を補償するために、全通過(all-pass)位相シフト回路が挿入される。全通過位相シフト回路27は固定定位EQ23の出力にある差  
50

情報の位相をシフトし、位相シフトされた信号を左後方及び右後方の出力 4 3 L、4 3 R に印加する。全通過位相シフト回路又はフィルタ 2 6 L、2 6 R は左前方及び右前方のチャンネルの位相をシフトさせ、左前方の出力 1 2 L と左後方の出力 4 3 L との間の差を 90° とし、右前方の出力 1 2 R と右後方の出力 4 3 R との間の差も 90° とする。これは、図 1 に示す増幅器 4 1 R によって得られる位相反転のない右後方出力 4 3 R に現れる、180° の位相シフトを補償する。本発明のこの実施例では、右後方及び左後方のチャンネルは 100 パーセント位相コヒーレンシーであるという事実により、後方中央における安定性が大きく改善される。図 6 に開示されたような全通過位相シフト回路は当技術では一般的に公知であり、当業者であれば、全通過位相シフト回路 2 6 L、2 6 R、2 7 によって得られる前方及び後方のチャンネル間の差の 90° 位相シフトを得ることができる全通過位相シフト回路を設計することができる。

10

## 【0027】

図 1 と図 6 とを比較すると、全通過位相シフト回路又はフィルタ 2 6 L、2 6 R、2 7 が挿入され、右の反転増幅器 4 1 R が除去されている。右の反転増幅器 4 1 R は、図 1 における右後方 4 3 R と右前方 1 2 R との間の位相誤差を補正するが、左及び右の後方チャンネル 4 3 L、4 3 R は位相コヒーレンシーを取り戻すという事実により、安定した後方中央での音像を回復するので、図 6 では除去されている。図 6 に示す代替方法は、全通過位相シフト回路 2 6 L、2 6 R、2 7 を挿入することにより右後方 4 3 R と右前方 1 2 R との間に生じる 180° の位相誤差を補償する。低域通過フィルタ 2 2 から後方チャンネルに供給される低音信号は、単に加算増幅器 4 0 L、4 0 R の入力に供給される。

20

## 【0028】

図 7 は、図 6 に開示されたものに類似した本発明の実施例を示す。共通な機能を果たすものには、共通のブロック番号が用いられている。本実施例では、バッファ増幅器 1 0 L、1 0 R のバッファされた出力信号が差動増幅器 3 0 に供給される。差動増幅器 3 0 の差出力は次に固定定位 E Q 2 3 に供給され、更に全通過位相シフト回路 2 7 に供給される。全通過位相シフト回路 2 7 の出力は V C A 3 4 R、3 5 L に供給される。したがって、V C A 3 4 R、3 5 L は広帯域な後方チャンネル方向性制御を行う。低域通過フィルタ 2 2 の加算された低域通過出力は加算増幅器 4 0 R、4 0 L に供給され、低音情報を後方チャンネルに供給する。この低周波数情報は、後方チャンネルにおいて知覚される任意の音像遊走 ( i m a g e - w a n d e r i n g )、及び、広帯域信号の方向性を制御する時に起こり得るポンピング効果を防止するのに役立つ。

30

## 【0029】

図 8 は、低周波数情報を後方チャンネルに供給する別の手段を有する本発明の更に別の実施例を開示する。共通の機能を果たすものには、共通のブロック番号が用いられている。この実施例では、バッファ増幅器 1 0 L、1 0 R のバッファされた出力は個々に低域通過フィルタ 2 2 L、2 2 R に供給されると共に、加算増幅器 4 0 L、4 0 R に直接供給される。個々のバッファされた入力の低域通過フィルタ処理を行うことにより、後方チャンネルの低音成分のステレオ分離度が維持される。また、低域通過フィルタ 2 2 L、2 2 R のコーナー周波数 ( c o r n e r f r e q u e n c y ) を上昇させて低い側の中域の情報を含ませることにより、更に改善することができる。これは、聴取者が知覚できるステレオ分離度を高めると共に、後方チャンネルで知覚される音像遊走またはポンピング効果をも防止するのに役立つ。

40

## 【0030】

図 3 は、図 1 に示されたものよりも洗練された本発明の実施例を開示する。図 1 と共通のブロック番号は、共通な機能が行われる部分に用いられている。

## 【0031】

左及び右の入力 9 L、9 R は、それぞれバッファ増幅器 1 0 L、1 0 R によってバッファされる。加算増幅器 1 1 L、1 1 R はバッファ増幅器 1 0 L、1 0 R からバッファされた出力を受け取る。加算増幅器 2 0 もバッファ増幅器 1 0 L、1 0 R から出力を受け取り、左右の和を発生する。加算増幅器 2 0 からの加算された信号は高域通過フィルタ 2 1 によ

50

ってフィルタ処理され、更に加算増幅器 11L、11Rによって、バッファされた左チャンネル及び右チャンネルの情報と加算されて左前方及び右前方の複合出力 12L、12Rを発生する。バッファ増幅器 10L、10Rからの出力は差動増幅器 30に供給され、左と右との差に等しい信号を発生する。この差信号は、図1で開示されかつ論じられたものと同一の固定局在化EQ23に供給される。固定局在化EQ23の出力は次に高域通過フィルタ31、帯域通過フィルタ33及び低域通過フィルタ32によって別個の3帯域に分割される。バッファ増幅器 10L、10Rからの出力も各々別個の3帯域に分割される。左チャンネルのバッファされた信号は高域通過フィルタ101L、帯域通過フィルタ102L及び低域通過フィルタ103Lに供給される。同様に、右チャンネルのバッファされた信号は高域通過フィルタ101R、帯域通過フィルタ102R及び低域通過フィルタ103Rに供給される。左のフィルタ101L-103L及び右のフィルタ101R-103Rからの出力は、次に左及び右のレベルセンサ104L-106L、104R-106Rにそれぞれ供給される。これらのレベルセンサは、各個別の帯域に現れるエネルギーの対数の絶対値に等しい、実質的にDCの出力を発生する。

#### 【0032】

図4は、図3のブロック100に含まれている回路を一部はブロックで、一部は概略的に示す図により、左または右のいずれかのチャンネルに対するフィルタ101-103及びレベルセンサ104-106を示している。フィルタ101、102、103は当技術では一般的に公知であり、高域通過フィルタ101は出力に2極高域通過フィルタを、低域通過フィルタ103は出力に2極低域通過フィルタを備えている。高域通過フィルタ101及び低域通過フィルタ103の出力は、差動増幅器102の負入力において加算される。直接の入力が差動増幅器102の正入力に供給される。この差出力は入力信号に存在する中域情報に等しい。高域通過フィルタ101は約4kHzより高い周波数を出力し、低域通過フィルタ103は約500Hz未満の周波数を出力し、帯域通過フィルタ102は高域通過フィルタ101と低域通過フィルタ103との間の周波数を出力する。ここに開示したものの代りに他の周波数を用いてもよい。各フィルタからの出力はレベルセンサによって処理される。レベルセンサ104を高域通過フィルタ101のために詳細に開示するが、他のレベルセンサ105、106も事実上同一である。レベルセンサ104の機能は、カスタム集積回路HUSH2050（登録商標）によって実行される。HUSH2050（登録商標）ICは図4に示す回路104を含む。高域通過フィルタ101の出力はコンデンサC1を介して対数検出器の入力に結合される。対数検出器は入力信号の絶対値の対数を発生する。対数検出器の出力は増幅器A1の正入力に印加される。増幅器A1は、フィードバック抵抗器R3及び利得決定抵抗器R1により、全波整流された対数検出器出力信号の利得を設定する。別の抵抗器R2はDCオフセットを発生し、増幅器A1の出力は適当なDC範囲内で動作する。増幅器A1の出力は次にダイオードD1によってピーク検出され、コンデンサC2によってフィルタ処理される。フィルタ用のコンデンサC2及び抵抗器R4は、レベルセンサ104の解放特性に対する時定数を決定する。このフィルタ処理後の信号は次にバッファ増幅器A2によってバッファされ、利得が1の反転増幅器A3によって反転される。反転増幅器A3の出力は入力抵抗器R8を介して演算増幅器A4の負入力に供給される。帰還抵抗器R9は演算増幅器A4に負帰還を与える。演算増幅器A4の出力は正のDC電圧であり、ボルト対デシベルの関係において線型であって、レベルセンサ104の入力に印加される入力信号レベルに比例する。図4に開示する回路は図1のレベルセンサ13L、13Rの回路と事実上同一である。時定数は変更してもよい。図4に示す構成要素に対する値を表2に例示する。

#### 【0033】

#### 【表2】

A1	LF 353	R1	1K $\Omega$
A2	LF 353	R2	91K $\Omega$
A3	LF 353	R3	10K $\Omega$
A4	LF 353	R4	1M $\Omega$
102	LF 353	R5	20K $\Omega$
C1	.47 Mfd	R6	20K $\Omega$
C2	.1 Mfd	R7	150K $\Omega$
C3	470 pf	R8	20K $\Omega$
D1	1N 4148	R9	20K $\Omega$

10

再び図3において、全てのレベルセンサ104L-106L、104R-106Rの出力はフィルタ101L-103L、101R-103Rの出力における出力信号エネルギーに比例する正のDC電圧である。差動増幅器50は、左チャンネルの高域部分において信号エネルギーが優勢な場合に正の出力を発生し、右チャンネルの高域部分において信号エネルギーが優勢な場合に負の出力を発生する。また、差動増幅器51は左チャンネルの中域部分において信号エネルギーが優勢な場合に正の出力を発生し、右チャンネルの中域部分において信号エネルギーが優勢な場合に負の出力を発生する。同様に、差動増幅器52は、左チャンネルの低域部分において信号エネルギーが優勢な場合に正の出力を発生し、右チャンネルの低域部分において信号エネルギーが優勢な場合に負の出力を発生する。差動増幅器50、51、52の出力は、それぞれ方向性制御用復号器80の方向性制御信号発生器60H、60B、60Lに供給される。方向性制御信号発生器60H、60B、60Lは図2に開示された方向性制御信号発生器60と事実上同一である。高域方向性制御信号発生器60Hは音響スペクトルの高域部分の左/右方向性制御特性を決定し、中域方向性制御信号発生器60Bは中域の左/右方向性制御特性を決定し、低域方向性制御信号発生器60Lは低域の左/右方向性制御特性を決定する。これら方向性制御信号発生器の各々の出力は、右及び左の後方出力に対して音響信号経路に配置されたVCA34-39を制御するための適切なDC電圧となる。これらのVCAは、左及び右の後方出力43L、43Rに対する方向性情報を高めるように、音響スペクトルの高域、中域、低域の部分制御する。高域VCA34、35へのオーディオ入力が高域フィルタ31から供給され、中域VCA36、38へのオーディオ入力帯域通過フィルタ33から供給され、低域VCA37、39へのオーディオ入力は低域通過フィルタ32から供給される。右のVCA34、36、37の出力は増幅器40Rによって加算され、フィルタ31、32、33によって複数の帯域に分割された差情報の全スペクトルの複合出力を発生する。同様に、加算増幅器41Lは左のVCA35、38、39のオーディオ出力を結合し、フィルタ31、32、33によって処理された差情報の全スペクトルの複合出力を発生する。

20

30

40

## 【0034】

また、加算増幅器20において加算された信号は低域通過フィルタ22によって低域通過フィルタ処理を受け、左の加算増幅器40Lの入力に供給されて、左の後方出力43Lの信号の一部として低音成分を供給する。低域通過フィルタ22の出力は差動増幅器41Rの正入力にも供給され、右後方出力43Rの信号の一部として低音成分を供給する。差動増幅器41Rは、低域通過フィルタ22の低域通過フィルタ処理を受けた出力と右の加算増幅器40Rの出力との差を取り、右後方チャンネル43Rと右前方チャンネル12Rとの間の適当な位相コヒーレンシーを保持する。

## 【0035】

動作において、バッファ増幅器10L、10Rからの左及び右のバッファされた出力は、

50

各々高域通過、低域通過及び帯域通過のフィルタによって処理されて3つの帯域スペクトルに分割される。これらのフィルタの出力を受けるレベルセンサ104L - 106L、104R - 106Rは、各チャンネルの各帯域におけるスペクトルエネルギーを表わすDC信号レベルを発生する。これらのDC信号レベルは差動増幅器50、51、52に供給される。差動増幅器50、51、52は、スペクトルの各部分に含まれる優勢な信号エネルギーに基づいて、正または負の方向性制御情報を供給する。次に、方向性制御用復号器80は右及び左の後方出力43R、43Lに対して信号経路に配置されたVCAに、適切なDC方向性制御信号を供給する。

#### 【0036】

バッファ増幅器10L、10Rによってバッファされた左及び右の入力信号は、それぞれフィルタ31、32、33によって高域、中域及び低域に分割される。これらのフィルタの出力は次にVCA34 - 39の入力に印加される。VCA34 - 39は、各チャンネル内の各帯域に適切なエンファシスまたはディエンファシスを与える。図3に開示したような複合システムにおいては、左高域VCA35によって左チャンネルにおける優勢な高周波数信号がエンファシスされると共に、左高域VCA35によって右チャンネルはディエンファシスされる。同時に、右中域VCA36によって右チャンネルにおける優勢な中域周波数信号をエンファシスすると共に、左中域VCA38によって左チャンネルにおける当該中域周波数信号をディエンファシスする。このように、本実施例では、音響スペクトルの種々の部分における信号エネルギーに基づいて、左及び右の後方チャンネル43L、43Rに瞬時的なエンファシスを付与することができる。

#### 【0037】

図5は、復号されたオーディオ信号の定位を改善するために増強手段を組み込んだ本発明の更に別の実施例を示している。他の図と共通する回路機能を示すために、共通な番号が用いられている。

#### 【0038】

左/右のオーディオ入力9L、9Rはバッファ増幅器10L、10Rによってバッファされる。バッファされた出力信号は次に高域通過フィルタ処理を受け、高域通過フィルタ13L、13Rの出力において、実質的に高い側の中域及び高域の周波数情報を供給する。復号マトリクスはマトリクス回路15L、16L、16R、15Rを含み、この中で、15Lは高域通過フィルタ処理を受けた利得1の左信号に含まれる情報を、15Rは高域通過フィルタ処理を受けた利得1の右信号に含まれる情報を、16Lは(左×0.891) + (右×0.316)を、16Rは(右×0.891) + (左×0.316)をそれぞれ発生する。復号マトリクスからの出力は各々レベルセンサ17L、17LR、17RL、17Rに供給され、これらレベルセンサは、復号マトリクスの出力に含まれる信号エネルギーの絶対値の対数に比例する実質的にDCの出力を発生する。レベルセンサ17Lの出力は厳密に左信号情報を反映し、差動増幅器50Lの正入力に供給する。一方、差動増幅器50Lの負入力には、レベルセンサ17LRによって、左信号情報の方が右信号情報よりも多く含まれた信号が供給される。レベルセンサ17L、17Rからの左及び右のみの出力は、図1に開示されたものと事実上同一の差動増幅器50の正及び負の入力にそれぞれ供給される。差動増幅器50の出力は、左チャンネルにおける信号エネルギーが優勢な場合は正に、右チャンネルにおける信号エネルギーが優勢な場合は負となる。レベルセンサ17RLの出力には、右信号情報の方が左信号情報よりも多く含まれた信号を表わすDC信号が発生され、差動増幅器50Rの負入力に供給される。一方、厳密に右チャンネル情報を表わすレベルセンサ17Rの出力は増幅器50Rの正入力に供給される。復号マトリクス、レベルセンサ及び差動増幅器は一体的に動作し、差動増幅器50にDC出力を供給する。このDC出力は、優勢な信号エネルギーが左チャンネルにある時は正となり、優勢な信号エネルギーが右チャンネルにあるときは負となる。差動増幅器50Lは、左の信号エネルギーが右チャンネル入力の信号エネルギーよりも10dB以上優勢なときにのみ正となるDC出力を発生する。逆に、差動増幅器50Rは、右の信号エネルギーが左チャンネル入力の信号エネルギーよりも10dB以上優勢なときにのみ正となるDC出力を発生する。

## 【0039】

方向性制御信号発生器160は図2に開示されたものと同様である。しかしながら、ここでは、リミッタ又は制御増幅器172L、173Rが後方チャンネルVCA34R、35Lに1の利得を供給するように、即ち、左及び右の入力間の信号エネルギーの差が10dBより少ないときに左後方チャンネル又は右後方チャンネルに上方への伸長即ちエンファシスを与えないように構成されている。しかしながら、優勢な信号エネルギー(10dB未満)が一方のチャンネルで検出されたとき、反対のチャンネルのディエンファシスが反転増幅器168、171によって達成される。例えば、優勢な信号エネルギーが左チャンネルにおいて検出されたとき(右よりも大きい10dB未満)、出力SLには制御電圧が現れないが、出力SRには制御信号が現れて右チャンネルのスペクトルの高域部分内の信号を減衰させる。逆に、優勢な信号エネルギーが右チャンネルにおいて検出された場合(左よりも大きい10dB未満)、出力SRには制御信号は現れないが、出力SLには制御電圧が現れて左チャンネルのスペクトルの高域部分内の信号を減衰させる。

10

## 【0040】

動作において、左のリミッタ172Lは10dB未満の差情報を0dBと+3dBとの間の所定の最大VCA利得に制限する。信号エネルギーが左で優勢で10dBより大きいときのみ、ダイオードD101によって処理された差動増幅器50Lの出力が左のリミッタ72の制限点を上昇させ、左チャンネルのエンファシスを増加させる。逆に、右のリミッタ73Rも、VCAの利得を0dBと+3dBとの間に制限するように構成されている。信号エネルギーが右で優勢で10dBより大きいときのみ、ダイオードD102によって処理された差動増幅器50Rの出力が右のリミッタ73Rの制限点を上昇させ、右チャンネルのVCA34Rによる右チャンネルのエンファシスを増加させる。

20

## 【0041】

図5に開示された実施例は、与えられた信号が左または右の入力にパン(pan)される量に応じて、与えられた個々の信号を聴取者の360°以内の任意の位置に定位させることを可能にする。複合入力信号は、一方のチャンネルにおけるエネルギーレベルが少なくとも10dB他方のチャンネルよりも大きくなってから後方チャンネル情報にエンファシスが与えられ始めることを要求する。

## 【0042】

図9は、後方チャンネルにおける広帯域信号及び帯域制限信号の方向性制御を更に改善する、図1、5-8の高域通過フィルタ13R、13L典型的な周波数応答特性をグラフである。図示のように、曲線は約18kHzのコーナー周波数Fcを有するが、特定の用途の要件にしたがって、約6kHzから20kHzまでの範囲にわたることができる。重要な要因は、レベルセンサ14R、14Lが特に高域周波数に鋭敏となるように、又は中域周波数情報よりも高域周波数情報に一層感応するように、レベルセンサ14R、14Lの周波数応答を重み付けすることである。このような周波数応答は、高域情報のみを左及び右の後方チャンネルに対して方向性制御するように、例えば図1に示したような実施例に適用できる。この方法を図1のような実施例に適用することによって、信号が左及び右の後方チャンネルに対して方向性制御するとき生じるジッタや音像遊走のような望ましくない副作用を除去することができる。

30

40

## 【0043】

しかしながら、図10に開示されている本発明の別の実施例では、図9に示した周波数応答特性を有する高域通過フィルタ13LH、13RHがレベルセンサ14R、14Lに接続されている。レベルセンサ14R、14Lをこのように方向性制御検出器に対して重み付けすることによって、左及び右の方向性制御は、主として高域周波数情報に基づいて行われるようになる。例えば、優勢な中域情報があつて左または右の方向性制御を必要とし、僅かな高周波数情報が突然チャンネル9Lまたは9Rに現われた場合、この僅かな高周波数情報が信号の方向性をその方向に制御する主要な要因となる。このようにレベルセンサ14R、14Lを重み付けすることにより、広帯域な信号の方向性を制御する時に生じる前述の望ましくない副作用を大幅に改善することができる。

50

## 【 0 0 4 4 】

レベルセンサの重み付けの原理を、前述の帯域分割の実施例の回路に応用する場合は、図 11 に示されている。差増幅器 30 の出力は固定定位 EQ (等化回路) 23 によって増強され、主信号が生成される。この主信号は、高域通過フィルタ 31 及び低域通過フィルタ 32 によって高域及び低域に分割される。高域通過フィルタ 31 の出力信号は次に右高域 VCA 34 及び左高域 VCA 35 によって動的に変更される。一方、低域通過フィルタ 32 の出力は右低域 VCA 37 及び左低域 VCA 39 によって動的に変更される。VCA によって付与される利得を制御するために、一方のステレオ入力信号 9R が高域通過フィルタ 101R 及び低域通過フィルタ 103R に供給されると共に、他方のステレオ入力信号 9L が高域通過フィルタ 101L 及び低域通過フィルタ 103L に供給される。前述のよ

10

## 【 0 0 4 5 】

多数の実施例を、本発明の基本的概念を増強するための種々の構成と共に開示したが、本発明は、DSP ソフトウェアアルゴリズムとしての実施に適するものである。DSP として実施する場合、音響スペクトルを一層多くの周波数帯域に分割して更に良好な周波数解像度を得ることによって、音響スペクトル内の特定の周波数帯域において良好な定位を得ることができる。当業者には、DSP として実施することによって更に改善が可能であることは明白であり、これも本発明の範囲以内である。

20

## 【 0 0 4 6 】

ここに開示された発明は、回路機能の多くがカスタム集積回路 HUSH 2050 (登録商標) によって実行される事例に限定されている。2050 IC はロケットロン社が開発し特許権を有する IC であり、対数を基本とした検出回路、電圧制御増幅器及び VCA 制御回路を含んでいる。2050 IC の全体的なブロックの基本機能は当業者には公知である。多くの代替品が大多数の IC 製造業者から標準製品 IC として及びディスクリットな回路設計として提供されている。

30

## 【 0 0 4 7 】

本発明は、当業者には明白なそのような修正物及び代替物全てを包含することを意図している。開示された本発明の範囲から逸脱することなく、上述の装置において多くの変更を行うことができるので、上述の説明及び添付図面に含まれる全ての事項は、例示の意味で解釈されるべきであり、限定的な意味で解釈されるべきではない。

## 【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 本発明の簡略化した実施例を一部はブロックで、一部は概略的に示す図。

40

【 図 2 】 図 1 の方向性制御信号発生器を一部はブロックで、一部は概略的に示す図。

【 図 3 】 本発明の 3 帯域分割構成を一部はブロックで、一部は概略的に示す図。

【 図 4 】 図 3 の複数帯域レベルセンサを一部はブロックで一部は概略的に示す図。

【 図 5 】 復号された音響信号の定位を改善するために増強手段を組み込んだ本発明の別の実施例を一部はブロックで、一部は概略的に示す図。

【 図 6 】 位相コヒーレンシーを実現する本発明の実施例を一部はブロックで、一部は概略的に示す図。

【 図 7 】 位相コヒーレンシーの本発明の別の実施態様を一部はブロックで、一部は概略的に示す図。

【 図 8 】 位相コヒーレンシーの本発明の更に別の実施例を一部はブロックで、一部は概略

50

的に示す図。

【図9】中域周波数情報よりも高域周波数情報に感応する本発明の実施例の周波数応答曲線を示す図。

【図10】図9の周波数応答を利用した本発明の実施例を一部はブロックで、一部は概略的に示す図。

【図11】図9の周波数応答を利用する帯域分割の実施例を一部はブロックで、一部は概略的に示す図。

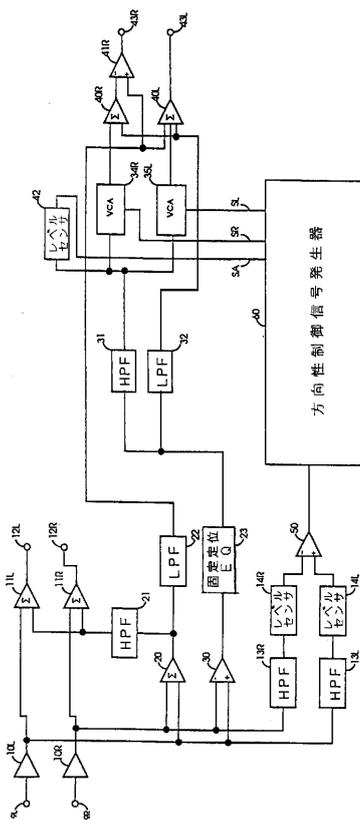
【符号の説明】

- 10L、10R . . . パツファ増幅器
- 11L、11R、20 . . . 加算増幅器
- 13L、13R . . . 高域通過フィルタ
- 14L、14R . . . レベルセンサ
- 21 . . . 高域通過フィルタ
- 23 . . . 固定定位EQ
- 30、50 . . . 差動増幅器
- 31 . . . 高域通過フィルタ
- 32 . . . 低域通過フィルタ
- 34R、35L . . . VCA
- 40L、40R . . . 加算増幅器
- 42 . . . レベルセンサ
- 60 . . . 方向性制御信号発生器
- 61 . . . 反転増幅器
- 69L、70R . . . パツファ増幅器
- 72L、73R . . . リミッタ

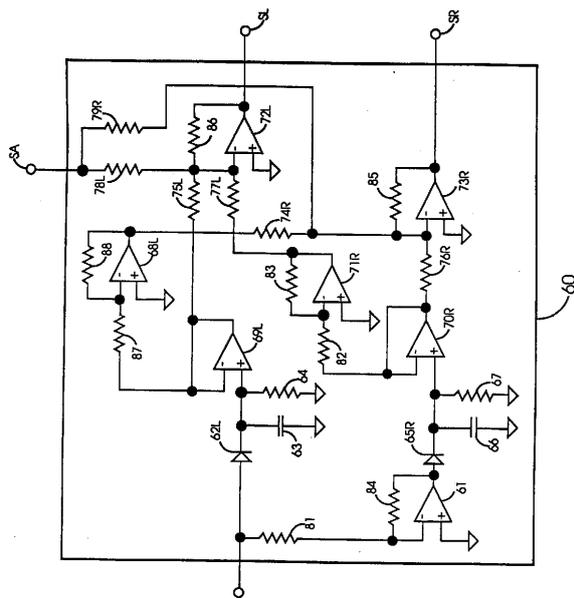
10

20

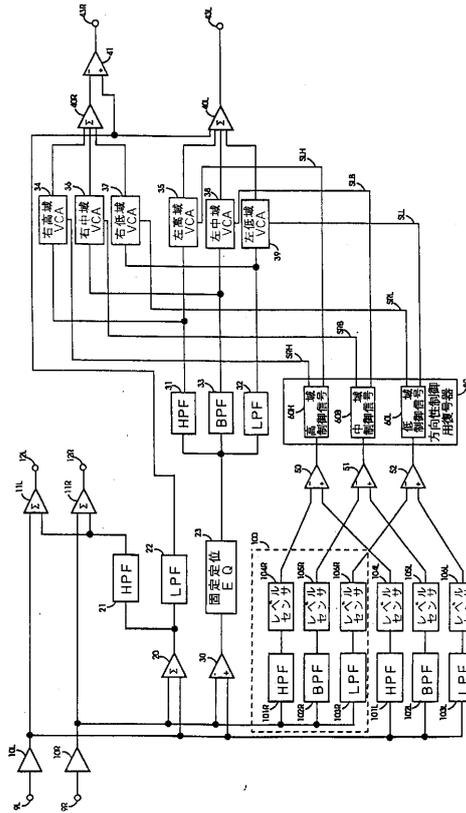
【図1】



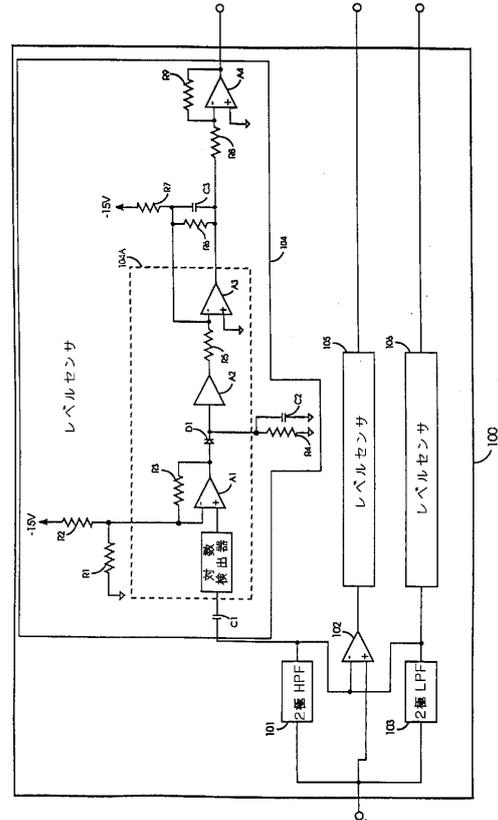
【図2】



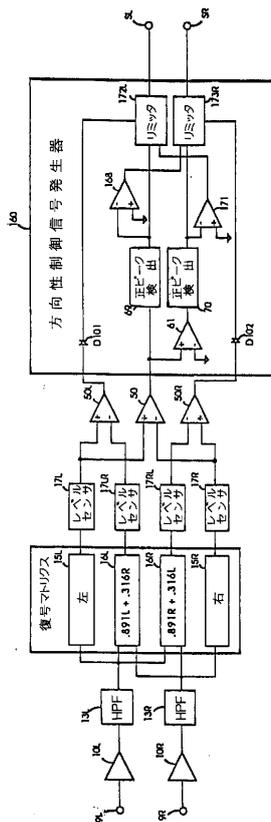
【図3】



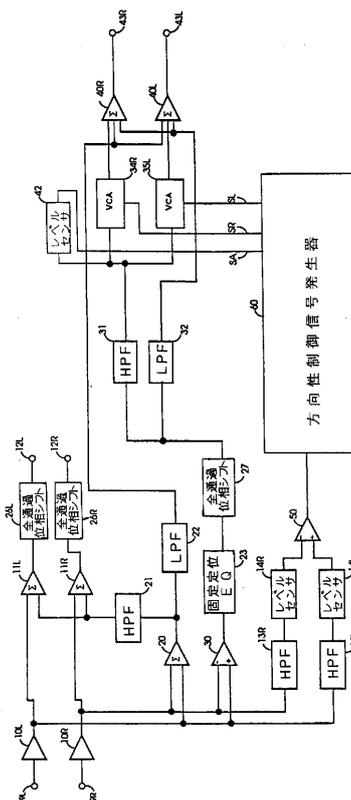
【図4】



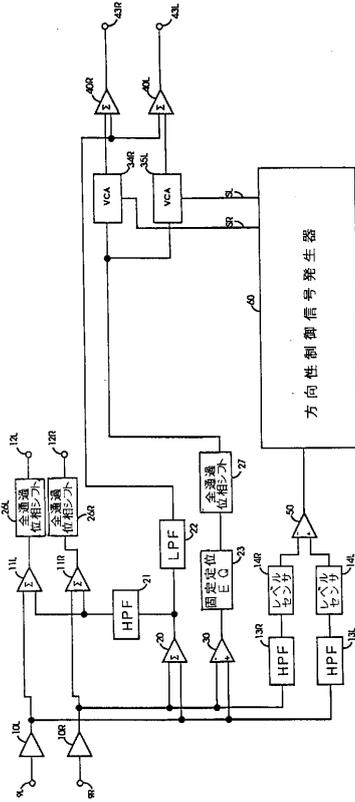
【図5】



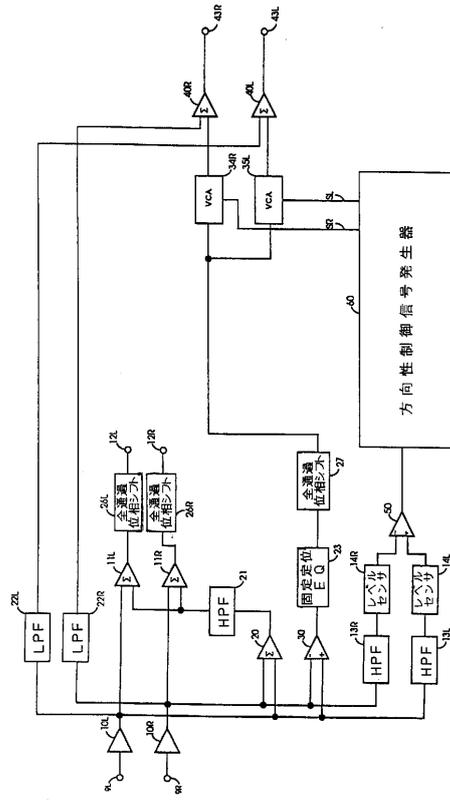
【図6】



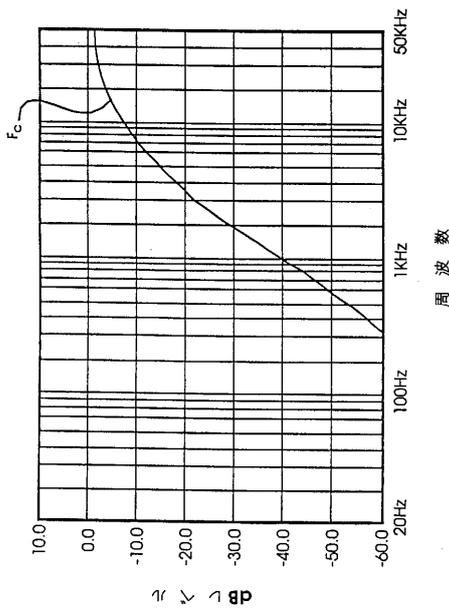
【 図 7 】



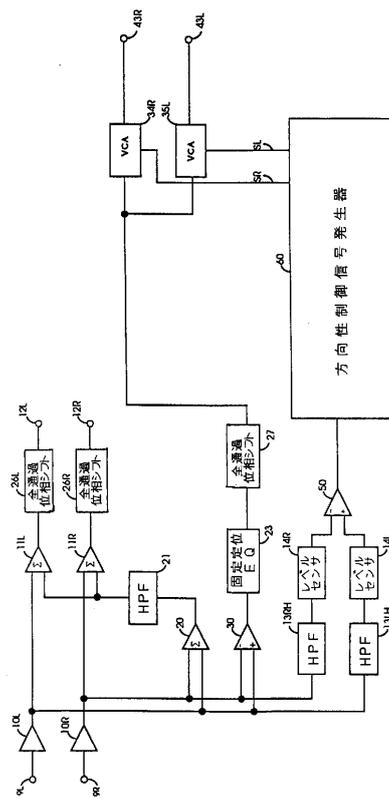
【 図 8 】



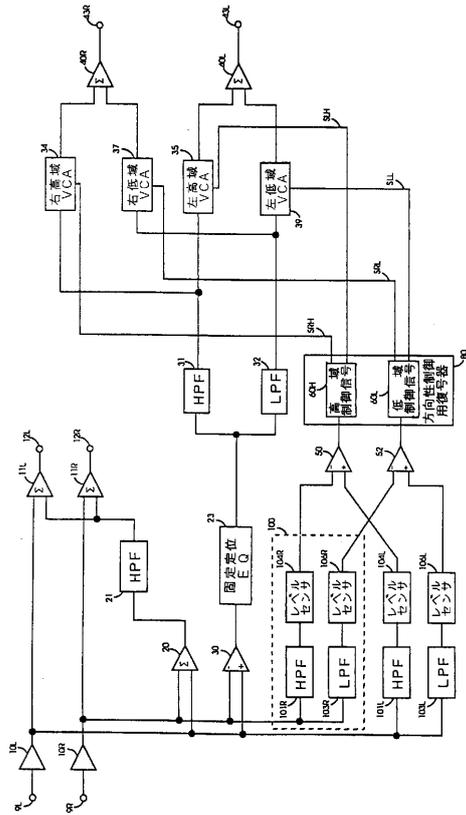
【 図 9 】



【 図 10 】



【 図 1 1 】



---

フロントページの続き

(74)代理人 100075270

弁理士 小林 泰

(74)代理人 100091063

弁理士 田中 英夫

(72)発明者 ジェームズ・ケイ・ウォーラー, ジュニア

アメリカ合衆国ミシガン州48035, レイク・オリオン, モーガン・ヒル 741

審査官 大野 弘

(56)参考文献 特開平04-094300(JP, A)

実開昭61-166697(JP, U)

(58)調査した分野(Int.Cl.<sup>7</sup>, DB名)

H04S 5/02

H04S 7/00