世界知的所有権機関
国際事務局

PCT

特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(51) 国際特許分類 6		(11) 国際公開番号	WO 95/15032
H03M 7/30, G10L 9/16, 9/18, H04S 1/00, G11B 20/10	A1	(43) 国際公開日	1995年6月1日 (01.06.95)

(21) 国際出願番号 PCT/JP94/02005
(22) 国際出願日 1994年11月29日(29. 11. 94)

(30) 優先権データ
特願平5/298304 1993年11月29日(29. 11. 93) JP

(71) 出願人(米国を除くすべての指定国について)
ソニー株式会社(SONY CORPORATION)〔JP/JP〕
〒141 東京都品川区北品川6丁目7番35号 Tokyo, (JP)
(72) 発明者;および
(75) 発明者/出願人(米国についてのみ)
光野 誠(MITSUNO, Makoto)〔JP/JP〕
〒141 東京都品川区北品川6丁目7番35号
ソニー株式会社内 Tokyo, (JP)
(74) 代理人
弁理士 小池晃, 外(KOIKE, Akira et al.)
〒105 東京都港区虎ノ門二丁目6番4号 第11森ビル Tokyo, (JP)

(81) 指定国
KR, US, 欧州特許(ES, FR, GB, IT).

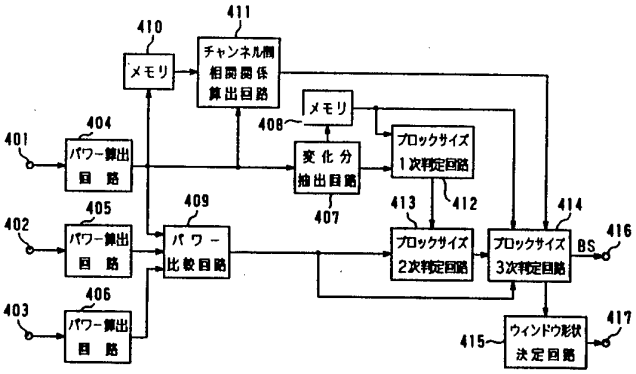
添付公開書類 国際調査報告書

(54) Title : METHOD AND DEVICE FOR COMPRESSING INFORMATION, METHOD AND DEVICE FOR EXPANDING COMPRESSED INFORMATION, DEVICE FOR RECORDING/TRANSMITTING COMPRESSED INFORMATION, DEVICE FOR RECEIVING COMPRESSED INFORMATION, AND RECORDING MEDIUM

(54) 発明の名称 情報圧縮方法及び装置、圧縮情報伸張方法及び装置、圧縮情報記録/伝送装置、圧縮情報再生装置、圧縮情報受信装置、並びに記録媒体

(57) Abstract

When e.g., digital audio signals of at least two channels are orthogonally transformed to perform the bit compression, the temporal size and the shape of the window of the orthogonal transforming block are changed with a drastical change of amplitude of the input signal. At this time, if the correlation between the channels is high to a certain degree, the temporal length of the orthogonal transforming block of each channel is equalized. As a result, the difference of tone quality between the channels is suppressed, the feeling of localization of sound image is improved, and an excellent sound quality is obtained. In addition, at the same bit rate, a better sound quality is achieved, and at a lower bit rate, an equivalent sound quality is enabled. An aurally desirable temporal length of the processing block for the compression of temporally varying information signals can be determined. Therefore, high-efficiency compression and expansion can be performed with an aurally excellent sound quality.



410, 408 ... memory
411 ... interchannel correlation calculating circuit
404, 405, 406 ... power calculating circuit
409 ... power comparison circuit
407 ... variation extracting circuit
412 ... circuit for primarily judging block size
413 ... circuit for secondarily judging block size
414 ... circuit for tertiarily judging block size
415 ... window shape determining circuit

（５７）要約

本発明は、少なくとも２つのチャンネルの、例えばディジタルオーディオを直交変換して、ビット圧縮を行う際に、入力信号の急激な振幅変化に対して、直交変換ブロックの時間的サイズ及びウィンドウ形状を変化させるときに、チャンネル間においてある程度相関が高いと判断した場合には、各チャンネルの直交変換ブロックの時間的長さを同一のものとすることにより、チャンネル間における音質差の発生を抑制し、音像定位感などを向上でき、良好な音質を得ることができる。このことにより、同一のビットレートにおいて、より良好な音質を得ることが可能となる。また、同等の音質を得るために、より低いビットレートで実施可能となる。すなわち、本発明においては、時間的に変動する情報信号の圧縮に対して、聴感的にも望ましい処理ブロックの時間的長さの決定手法の提供を可能とし、聴感上、良好な音質での高能率圧縮、伸張を行なうことが可能となる。

情報としての用途のみ
ＰＣＴに基づいて公開される国際出願をパンフレット第一頁にＰＣＴ加盟国を同定するために使用されるコード

AM	アルメニア	EE	エストニア	LK	スリランカ	RU	ロシア連邦
AT	オーストリア	ES	スペイン	LR	リベリア	SD	スーダン
AU	オーストラリア	FI	フィンランド	LT	リトアニア	SE	スウェーデン
BB	バルバドス	FR	フランス	LU	ルクセンブルグ	SG	シンガポール
BE	ベルギー	GA	ガボン	LV	ラトヴィア	SI	スロヴェニア
BF	ブルギナ・ファソ	GB	イギリス	MC	モナコ	SK	スロヴァキア共和国
BG	ブルガリア	GE	グルジア	MD	モルドバ	SN	セネガル
BJ	ベナン	GN	ギニア	MG	マダガスカル	SZ	スワジランド
BR	ブラジル	GR	ギリシャ	ML	マリ	TD	チャード
BY	ベラルーシ	HU	ハンガリー	MN	モンゴル	TG	トーゴ
CA	カナダ	IE	アイルランド	MR	モーリタニア	TJ	タジキスタン
CF	中央アフリカ共和国	IS	アイスランド	MW	マラウイ	TM	トルクメニスタン
CG	コンゴー	IT	イタリー	MX	メキシコ	TT	トリニダード・トバゴ
CH	スイス	JP	日本	NE	ニジェール	UA	ウクライナ
CI	コート・ジボアール	KE	ケニア	NL	オランダ	UG	ウガンダ
CM	カメルーン	KG	キルギスタン	NO	ノルウェー	US	米国
CN	中国	KP	朝鮮民主主義人民共和国	NZ	ニュー・ジーランド	UZ	ウズベキスタン共和国
CZ	チェッコ共和国	KR	大韓民国	PL	ポーランド	VN	ヴィェトナム
DE	ドイツ	KZ	カザフスタン	PT	ポルトガル		
DK	デンマーク	LI	リヒテンシュタイン	RO	ルーマニア		

明　細　書

情報圧縮方法及び装置、圧縮情報伸張方法及び装置、圧縮情報記録／伝送装置、圧縮情報再生装置、圧縮情報受信装置、並びに記録媒体

技　術　分　野

本発明は、ディジタルオーディオ信号等をビット圧縮する情報圧縮方法及び装置、圧縮情報伸張方法及び装置、圧縮情報を記録又は伝送する圧縮情報記録／伝送装置、圧縮情報が記録された記録媒体、記録媒体から圧縮情報を再生する圧縮情報再生装置、及び圧縮情報受信装置に関するものであり、特に、入力信号の時間軸上の波形の振幅変化に応じて、その処理ブロックの時間的大きさを変化させるようにしたものに関する。

背　景　技　術

本件出願人は、先に、入力されたディジタルオーディオ信号をビット圧縮し、所定のデータ量を記録単位として記録媒体にバースト的に記録するような技術を、例えば米国特許番号Ｐ５，２４３，５８８の明細書及び図面等において提案している。

この技術は、記録媒体として光磁気ディスクを用い、いわゆるＣＤ－Ｉ（ＣＤ－インタラクティブ）やＣＤ－ＲＯＭ　ＸＡのオーディオデータフォーマットに規定されているＡＤ（適応差分）ＰＣＭ

オーディオデータを、光磁気ディスクに記録し、また光磁気ディスクからＡＤＰＣＭオーディオデータを再生するものであり、このＡＤＰＣＭオーディオデータの例えば３２セクタ分とインターリーブ処理のためのリンキング用の数セクタとを記録単位として、ＡＤＰＣＭオーディオデータを光磁気ディスクにバースト的に記録するようになっている。

この光磁気ディスクを用いた記録再生装置におけるＡＤＰＣＭオーディオデータには、いくつかのモードが選択可能になっており、例えば通常のＣＤ（コンパクトディスク）の再生時間に比較して、２倍の圧縮率でサンプリング周波数が３７．８ｋＨｚのレベルＡ、４倍の圧縮率でサンプリング周波数が３７．８ｋＨｚのレベルＢ、８倍の圧縮率でサンプリング周波数が１８．９ｋＨｚのレベルＣが規定されている。すなわち、例えば上記レベルＢの場合には、ディジタルオーディオデータが略々１／４に圧縮され、このレベルＢのモードで記録されたディスクの再生時間（プレイタイム）は、標準的なＣＤフォーマット（ＣＤ－ＤＡフォーマット）の場合の４倍となっている。これは、より小型のディスクで標準１２ｃｍのディスクと同じ程度の記録再生時間が得られることから、装置の小型化が図れることになる。

ところで、この記録再生装置におけるディスクの回転速度は標準的なＣＤと同じであるため、例えば上記レベルＢの場合、所定時間当たりその４倍の再生時間分の圧縮データが得られることになる。このため、例えばセクタやクラスタ等の時間単位で同じ圧縮データを重複して４回読み出すようにし、そのうちの１回分の圧縮データのみをオーディオの再生にまわすようにしている。具体的には、ス

パイラル状の記録トラックを走査（トラッキング）する際に、１回転毎に元のトラック位置に戻るようなトラックジャンプを行って、同じトラックを４回ずつ繰り返しトラッキングするような形態で再生動作を進めることになる。これは、例えば４回の重複読み取りの内、少なくとも１回だけ正常な圧縮データが得られればよいことになり、外乱等によるエラーに強く、特に携帯用小型機器に適用して好ましいものである。

さらに、半導体メモリを記録媒体として用いることが考えられる。具体的には、いわゆるＩＣカードを用いてオーディオ信号を記録再生することが考えられ、このＩＣカードに対して、ビット圧縮処理された圧縮データを記録し、再生する。また、圧縮効率をさらに高めるためには、追加のビット圧縮が行われることが望ましい。

このような半導体メモリを用いたＩＣカード等は、半導体技術の進歩に伴って記録容量の増大や低価格化が実現されてゆくものであるが、市場に供給され始めた初期段階では容量が不足気味で、また高価である。従って、例えば上記光磁気デイスク等のような他の安価で大容量の記録媒体からＩＣカード等に内容を転送して頻繁に書き換えて使用することが充分考えられる。具体的には、例えば上記光磁気ディスクに収録されている複数の曲の内、好みの曲をＩＣカードにダビングするようにし、不要になれば他の曲と入れ換える。このようにして、ＩＣカードの内容書換えを頻繁に行うことにより、少ない手持ち枚数のＩＣカードで種々の曲を戸外等で楽しむことができる。

さらに、本件出願人は、米国特許番号Ｐ５，１９７，０８７において、入力信号の大きな振幅変化に適応して圧縮処理における処理

ブロックを可変とすることで、時間的分解能ならびに応答性を改善する技術を開示している。

この技術は、時間分解能と周波数分解能の両特性を、入力信号の性質に応じて変化させることにより、入力信号への適応性を高め、聴感上の良質な音質を得るものである。高能率圧縮法の中で直交変換を用いる、いわゆるトランスフォームコーディングでは、この技術は、振幅変化が激しい信号が入力された場合に生じるプリエコーに対して特に有効な手法である。ここで述べているプリエコーとは、直交変換の単位であるブロック（以下、直交変換ブロックという。）中に大きな振幅変化が生じた状態で圧縮、伸長を行なった場合、その直交変換ブロック内に時間的に均一な量子化ノイズが発生し、元の信号の振幅の小さい部分において量子化ノイズが聴感上問題となる現象である。

ところで、上述のトランスフォームコーディングにおいては、その直交変換の性質から、直交変換ブロックの時間的長さを長くすると時間分解能が低下し、短くすると周波数分解能が低下してしまう。例えば、同一の信号を異なる長さの直交変換ブロックで直交変換を行なった場合、得られるスペクトル又は直交変換係数の状態は大きく異なってくる。当然、その差は圧縮・伸長された信号にも反映される。例えば、２チャンネルのステレオ音楽信号が入力されると仮定した場合、一般に各チャンネルの直交変換ブロックの長さは独立して決定されるが、両チャンネル間の相関がある程度高いのにもかかわらず、片方のチャンネルの直交変換ブロックの長さを短く、もう一方のチャンネルを長くしてしまうことがある。この場合、チャンネル間においてスペクトル又は直交変換係数の状態に大きな差が

生じてしまい、結果的にチャンネル間の音質差が顕著になってしまう。これは、伸長された音楽信号の音像定位感が不明瞭になるなどの原因となり、音質の劣化を引き起こす。

発明の開示

本発明は上述のような実情に鑑みてなされたものであり、本発明の目的は、実際の複雑な入力信号に対し、より良好に適応した直交変換ブロックサイズを決定することができる手法の提供を行ない、また、低ビットレートにおける音質劣化防止、及び同一ビットレートにおける音質の向上を図ることである。

本発明は上述した目的を達成するために提案されたものであり、本発明の情報圧縮方法は、少なくとも２つのチャンネルの各入力信号を、各チャンネルの入力信号に適応して可変した長さの処理ブロックに分割し、この処理ブロック単位で情報圧縮を行う情報圧縮方法であり、同時刻における各チャンネルの上記処理ブロックの長さを同一のものとすることを特徴とするものである。

また、本発明の情報圧縮装置は、少なくとも２つのチャンネルの各入力信号を処理ブロックに分割するに際し、各チャンネルの入力信号に適応して処理ブロックの長さを可変すると共に同時刻における各チャンネルの上記処理ブロックの長さについては同一とするブロック分割手段と、上記処理ブロック単位の信号に対して所定の情報圧縮処理を施す情報圧縮手段とを有することを特徴とするものである。

ここで、本発明の情報圧縮方法及び装置では、以下のようになさ

れている。すなわち、全チャンネル中の少なくとも２つのチャンネルの処理ブロックの長さは同一のものとしている。また、本発明の情報圧縮方法及び装置では、少なくとも２つのチャンネル間の信号の相関関係を調べ、当該相関が高いと判断したときにのみ、対応する各チャンネル上の上記処理ブロックの長さを同一のものとする。この相関関係は、該当処理ブロックの入力信号の変化及び／又は他の処理ブロックの入力信号の変化及び／又はパワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて、若しくは、該当処理ブロックと同時刻の関係にある各処理ブロックの入力信号の変化及び／又は他の処理ブロックの入力信号の変化及び／又はパワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて、或いは、該当処理ブロックと該当処理ブロックに隣接する少なくとも１つの処理ブロックの入力信号の変化及び／又はパワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて、又は、チャンネル間の相関係数を用いて調べる。また、相関係数は、各チャンネルの該当処理ブロック及び／又は処理ブロックの入力信号の変化及び／又はパワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて、若しくは、各チャンネルの該当処理ブロック及び／又は処理ブロックの入力信号の変化及び／又はパワー又はエネルギ又はピーク情報の各チャンネル間の差分値に基づいて調べる。さらに、本発明の情報圧縮方法及び装置は、入力信号に応じた所定のマスキング効果の度合いを算出し、各チャンネルの処理ブロックの長さを決定する。このマスキング効果の度合いは、該当処理ブロック及び／又は他の処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて算出したり、該当処理ブロックに隣接する処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピー

ク情報に基づいて算出したり、さらには、該当処理ブロックと同時刻の関係にある処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて算出する。また、本発明の情報圧縮方法及び装置では、該当処理ブロックの長さを決定する要素の決定に関与する割合を、固定又は入力信号に適応した割合で用い、この該当処理ブロックの長さを決定する要素の決定に関与する割合を、周波数に応じて可変とするようにしている。さらに、本発明の情報圧縮方法及び装置では、時間軸信号から周波数軸上の複数の帯域への分割に直交変換を用いること、及び直交変換サイズの可変と共に直交変換時に用いる窓関数の形状も変化させるようにしている。上記時間軸信号から周波数軸上の複数の帯域への分割の際には、先ず複数の帯域に分割し、分割された帯域毎に複数のサンプルからなるブロックを形成し、各帯域のブロック毎に直交変換を行い、係数データを得る。また、このとき、直交変換前の時間軸信号から周波数軸上の複数の帯域への分割における分割周波数幅は、略高域程広くし、最低域の連続した２帯域で同一とする。その他、本発明の情報圧縮方法及び装置では、略信号通過帯域以上の帯域の信号成分に圧縮符号のメイン情報及び／又はサブ情報の割り当てを禁止する。また、該当処理ブロックの入力信号の変化を用いて処理ブロックの時間的長さを決定する際には、境界値が入力信号の振幅、周波数に応じて可変とする。

また、本発明の圧縮情報伸張方法は、上記本発明の情報圧縮方法又は情報圧縮装置によって圧縮された情報を伸張するものである。ここで、情報圧縮の際に直交変換が行われた場合には、本発明の圧縮情報伸張方法において、周波数軸上の複数帯域から時間軸上信号

への変換に逆直交変換を用い、周波数軸上の複数帯域から時間軸信号への変換の際には各帯域のブロック毎に逆直交変換を用い、各逆直交変換出力を合成して時間軸上合成信号を得るようにする。また、逆直交変換後の周波数軸上の複数の帯域から時間軸信号への合成における複数の帯域からの合成周波数幅を略高域程広くし、前記合成周波数幅を最低域の連続した２帯域で同一とする。

さらに、本発明の圧縮情報伸張装置は、少なくとも２つチャンネルの入力信号に適応して処理ブロックの長さを可変すると共に、同時刻の各チャンネルでは同一の長さとなされた処理ブロック単位で、所定の圧縮処理が施された各チャンネルの圧縮情報を伸張する圧縮情報伸張装置であって、上記各チャンネルで所定の圧縮処理に対応する伸張処理を行う伸張処理手段と、上記伸張処理手段からの可変長の処理ブロックを各チャンネルで合成する合成手段とを有するものである。さちに、本発明の圧縮情報伸張方法及び装置は、上述した本発明の情報圧縮方法又は情報圧縮装置によって圧縮された圧縮情報を伸張するものである。

言い換えれば、本発明の情報圧縮方法及び装置、圧縮情報伸張方法及び装置（高能率符号化手法及び圧縮又は伸長装置）は、入力信号の振幅変化に適応して、圧縮過程の直交変換ブロックの時間的な大きさを可変とすることを特徴とするものであり、該当ブロックの周波数帯域の時間軸上の信号の振幅変化、及び／又は他の周波数帯域のエネルギ又はパワーに加え、他チャンネルの周波数帯域のエネルギ又はパワーを基に、上記の直交変換ブロックの時間的サイズを決定することにより、チャンネル間において信号の相関が高い場合には該当直交変換ブロックに対するマスキング効果を算出し、マス

キング効果が得られる場合には各チャンネル全ての直交変換ブロックサイズを時間的に長くかつ同一の長さに、マスキング効果が得られない場合には各チャンネル全ての直交変換ブロックサイズを時間的に短くかつ同一の長さにすることにより、上述の問題を解決する。

また、本発明の圧縮情報記録／伝送装置は、少なくとも２つのチャンネルの各入力信号を処理ブロックに分割するに際し、各チャンネルの入力信号に適応して処理ブロックの長さを可変すると共に同時刻における各チャンネルの上記処理ブロックの長さについては同一とするブロック分割手段と、上記処理ブロック単位の信号に対して所定の情報圧縮処理を施す情報圧縮手段と、上記情報圧縮手段による圧縮情報を記録媒体に記録若しくは伝送媒体に伝送する記録／伝送手段とを有することを特徴とするものであり、本発明の情報圧縮方法及び装置によって圧縮された圧縮情報を記録媒体に記録若しくは伝送媒体に伝送するものである。

さらに、本発明の記録媒体は、少なくとも２つのチャンネルの処理ブロックは、入力信号に適応して上記処理ブロックの長さを可変すると共に対応する各チャンネルでは同一の長さとなされた処理ブロック単位で、所定の圧縮処理が施された各チャンネルの圧縮情報を記録してなることを特徴とするものであると共に、上述した本発明の情報圧縮方法又は情報圧縮装置によって圧縮された圧縮情報を記録してなるものである。

さらに、本発明の圧縮情報再生装置は、本発明の圧縮情報記録装置により圧縮情報が記録された記録媒体から当該圧縮情報を伸長すると共に再生するものであり、本発明の圧縮情報受信装置は、本発明の圧縮情報伝送装置から伝送された圧縮情報を受信して伸張する

と共に再生するものである。

そして、本発明によれば、入力信号の急激な振幅変化に対して、直交変換ブロックの時間的サイズ及びウィンドウ形状を変化させる際に、チャンネル間においてある程度相関が高いと判断した場合には、各チャンネルの直交変換ブロックの時間的長さを同一のものとすることにより、チャンネル間における音質差の発生を抑制し、音像定位感などを向上させ、良好な音質を得るようにしている。

このことにより、同一のビットレートにおいて、より良好な音質を得ることが可能となる。また、同等の音質を得るために、より低いビットレートで実施可能となる。

図面の簡単な説明

図１は、本発明を適用した圧縮データ記録再生装置の具体的な構成を示すブロック回路図である。

図２は、本発明を適用した高能率圧縮符号化装置の具体的な構成を示すブロック回路図である。

図３は、ビット圧縮の際の直交変換ブロックの構造を表す図である。

図４は、直交変換ブロックサイズ決定回路の構成例を示すブロック回路図である。

図５は、時間的に隣接する直交変換ブロックの時間的長さの変化と直交変換時に用いるウィンドウ形状の関係を示す図である。

図６は、直交変換時に用いるウィンドウの形状の詳細例を示す図である。

図７は、ブロック決定回路におけるプリエコーのマスキング効果について説明するための図である。

図８は、ブロック決定回路における直交変換ブロックサイズの判定とチャンネル間の相関について説明するための図である。

図９は、ビット配分算出回路の具体的な構成を示すブロック回路図である。

図１０は、各臨界帯域及びブロックフローティングを考慮して分割された帯域のスペクトルを示す図である。

図１１は、マスキングスペクトルを示す図である。

図１２は、最小可聴カーブ、マスキングスペクトルを合成した図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の一実施例について図面を参照しながら説明する。

先ず、図１は、本発明に係る情報圧縮方法及び装置、圧縮情報伸張方法及び装置を適用した圧縮データ記録再生装置の一実施例の構成を示すブロック回路図である。

図１に示す圧縮データ記録再生装置では、記録媒体として、スピンドルモータ５１により回転駆動される光磁気ディスク１が用いられる。そして、この圧縮データ記録再生装置では、光磁気ディスク１に対するデータの記録時には、例えば光学ヘッド５３によりレーザ光を照射した状態で記録データに応じた変調磁界を磁気ヘッド５４により印加する、いわゆる磁界変調記録により、光磁気ディスク１の記録トラックに沿ってデータを記録するようになっている。ま

た、この圧縮データ記録再生装置では、データの再生時には、光磁気ディスク１の記録トラックを光学ヘッド５３によりレーザ光でトレースして、データを磁気光学的に再生するようになっている。

具体的には、光学ヘッド５３は、例えば、レーザダイオード等のレーザ光源、コリメータレンズ、対物レンズ、偏光ビームスプリッタ、シリンドリカルレンズ等の光学部品及び所定パターンの受光部を有するフォトディテクタ等から構成されている。この光学ヘッド５３は、光磁気ディスク１を介して上記磁気ヘッド５４と対向する位置に設けられている。光磁気ディスク１にデータを記録するときには、後述する記録系のヘッド駆動回路６６により磁気ヘッド５４を駆動して記録データに応じた変調磁界を光磁気ディスク１に印加すると共に、光学ヘッド５３により光磁気ディスク１の目的トラックにレーザ光を照射することにより、すなわち磁界変調方式により熱磁気記録を行う。また、この光学ヘッド５３は、目的トラックに照射したレーザ光の反射光を検出し、例えばいわゆる非点収差法によりフォーカスエラーを検出し、例えばいわゆるプッシュプル法によりトラッキングエラーを検出する。また、光学ヘッド５３は、光磁気ディスク１からデータを再生するとき、上記フォーカスエラーやトラッキングエラーを検出すると同時に、レーザ光の目的トラックからの反射光の偏光角（カー回転角）の違いを検出して再生信号を生成する。

光学ヘッド５３の出力は、ＲＦ回路５５に供給される。このＲＦ回路５５は、光学ヘッド５３の出力から上記フォーカスエラー信号やトラッキングエラー信号を抽出してサーボ制御回路５６に供給すると共に、再生信号を２値化して後述する再生系のデコーダ７１に

供給する。

サーボ制御回路５６は、例えばフォーカスサーボ制御回路、トラッキングサーボ制御回路、スピンドルモータサーボ制御回路、スレッドサーボ制御回路等から構成される。上記フォーカスサーボ制御回路は、上記フォーカスエラー信号がゼロになるように、光学ヘッド５３の光学系のフォーカス制御を行う。また上記トラッキングサーボ制御回路は、上記トラッキングエラー信号がゼロになるように光学ヘッド５３の光学系のトラッキング制御を行う。さらに上記スピンドルモータサーボ制御回路は、光磁気ディスク１を所定の回転速度（例えば一定線速度）で回転駆動するようにスピンドルモータ５１を制御する。また、上記スレッドサーボ制御回路は、システムコントローラ５７により指定される光磁気ディスク１の目的トラック位置に光学ヘッド５３及び磁気ヘッド５４を移動させる。このような各種制御動作を行うサーボ制御回路５６は、該サーボ制御回路５６により制御される各部の動作状態を示す情報をシステムコントローラ５７に送る。

システムコントローラ５７にはキー入力操作部５８や表示部５９が接続されている。このシステムコントローラ５７は、キー入力操作部５８による操作入力情報により指定される動作モードで記録系及び再生系の制御を行う。またシステムコントローラ５７は、光磁気ディスク１の記録トラックからいわゆるヘッダータイムやサブコードのＱデータ等として再生されるセクタ単位のアドレス情報に基づいて、光学ヘッド５３及び磁気ヘッド５４がトレースしている上記記録トラック上の記録位置や再生位置を管理する。さらにシステムコントローラ５７は、データ圧縮率と上記記録トラック上の再生

位置情報とに基づいて表示部５９に再生時間を表示させる制御を行う。

この再生時間表示は、光磁気ディスク１の記録トラックからヘッダータイムやサブコードのＱデータ等として再生されるセクタ単位のアドレス情報（絶対時間情報）に対し、データ圧縮率の逆数（例えば１／４圧縮のときには４）を乗算することにより、実際の時間情報を求め、これを表示部５９に表示させるものである。なお、記録時においても、例えば光磁気デイスク等の記録トラックに予め絶対時間情報が記録されている（プリフォーマットされている）場合に、このプリフォーマットされた絶対時間情報を読み取ってデータ圧縮率の逆数を乗算することにより、現在位置を実際の記録時間で表示させることも可能である。

つぎに、この圧縮データ記録再生装置の記録系について説明する。

入力端子６０からのアナログオーディオ入力信号ＡINがローパスフィルタ６１を介してＡ／Ｄ変換器６２に供給され、このＡ／Ｄ変換器６２は、上記アナログオーディオ入力信号ＡINを量子化、すなわち例えば１６ビットのディジタルオーディオ信号に変換する。Ａ／Ｄ変換器６２からのディジタルオーディオ信号は、ＡＴＣ（Adaptive Transform Coding）エンコーダ６３に供給される。

また、このＡＴＣエンコーダ６３には、入力端子６７からのディジタルオーディオ入力信号ＤINがディジタル入力インターフェース回路６８を介して供給されている。ＡＴＣエンコーダ６３は、上記アナログオーディオ入力信号ＡINを上記Ａ／Ｄ変換器６２により量子化した所定転送速度のディジタルオーディオ信号について、ビット圧縮（データ圧縮）処理を行う。ここではその圧縮率を４倍とし

て説明するが、本実施例はこの倍率には依存しない構成となっており、応用例により任意に選択可能である。

メモリ６４は、データの書き込み及び読み出しがシステムコントローラ５７により制御され、ＡＴＣエンコーダ６３からの圧縮されたディジタルオーディオ信号（以下、ＡＴＣオーディオデータという）を一時的に記憶しておき、必要に応じて光磁気ディスク１上に記録するためのバッファメモリとして用いられている。すなわち、例えばＡＴＣエンコーダ６３から供給されるＡＴＣオーディオデータは、そのデータ転送速度が、標準的なＣＤ－ＤＡフォーマットのデータ転送速度（７５セクタ／秒）の１／４、すなわち１８．７５セクタ／秒に低減されており、このＡＴＣオーディオデータがメモリ６４に連続的に書き込まれる。このＡＴＣオーディオデータは、前述したように４セクタにつき１セクタの記録を行えば足りるが、このような４セクタおきの記録は事実上不可能に近いため、後述するようなセクタ連続の記録を行うようにしている。この記録は、休止期間を介して、所定の複数セクタ（例えば３２セクタ＋数セクタ）から成るクラスタを記録単位として、標準的なＣＤ－ＤＡフォーマットと同じデータ転送速度（７５セクタ／秒）でバースト的に行われる。すなわちメモリ６４においては、上記ビット圧縮レートに応じた１８．７５（＝７５／４）セクタ／秒の低い転送速度で連続的に書き込まれたＡＴＣオーディオデータが、記録データとして上記７５セクタ／秒の転送速度でバースト的に読み出される。この読み出されて記録されるＡＴＣオーディオデータについて、記録休止期間を含む全体的なデータ転送速度は、上記１８．７５セクタ／秒の低い速度となっているが、バースト的に行われる記録動作の時間内

での瞬時的なデータ転送速度は上記標準的な７５セクタ／秒となっている。従って、ディスク回転速度が標準的なＣＤ－ＤＡフォーマットと同じ速度（一定線速度）のとき、該ＣＤ－ＤＡフォーマットと同じ記録密度、記憶パターンの記録が行われることになる。

メモリ６４から上記７５セクタ／秒の（瞬時的な）転送速度でバースト的に読み出されたＡＴＣオーディオデータすなわち記録データは、エンコーダ６５に供給される。ここで、メモリ６４からエンコーダ６５に供給されるデータ列において、１回の記録で連続記録される単位は、複数セクタ（例えば３２セクタ）から成るクラスタ及び該クラスタの前後位置に配されたクラスタ接続用の数セクタとしている。このクラスタ接続用セクタは、エンコーダ６５でのインターリーブ長より長く設定しており、インターリーブされても他のクラスタのデータに影響を与えないようにしている。

エンコーダ６５は、メモリ６４から上述したようにバースト的に供給される記録データについて、エラー訂正のための符号化処理（例えばパリテイ付加及びインターリーブ処理）やＥＦＭ符号化処理などを施す。このエンコーダ６５による符号化処理が施された記録データが磁気ヘッド駆動回路６６に供給される。この磁気ヘッド駆動回路６６は、磁気ヘッド５４が接続されており、上記記録データに応じた変調磁界を光磁気ディスク１に印加するように磁気ヘッド５４を駆動する。

システムコントローラ５７は、メモリ６４に対する上述の如きメモリ制御を行うと共に、このメモリ制御によりメモリ６４からバースト的に読み出される上記記録データを光磁気ディスク１の記録トラックに連続的に記録するように記録位置の制御を行う。この記録

位置の制御は、システムコントローラ５７によりメモリ６４からバースト的に読み出される上記記録データの記録位置を管理して、光磁気ディスク１の記録トラック上の記録位置を指定する制御信号をサーボ制御回路５６に供給することによって行われる。

つぎに、この圧縮データ記録再生装置の再生系について説明する。この再生系は、上述の記録系により光磁気ディスク１の記録トラック上に連続的に記録された記録データを再生するためのものであり、光学ヘッド５３によって光磁気ディスク１の記録トラックをレーザ光でトレースすることにより得られる再生出力を２値化するＲＦ回路５５と、２値化された再生信号をデコードするデコーダ７１とを備えている。なお、この再生系では、光磁気ディスクのみではなく、ＣＤ（Compact Disc）と同じ再生専用光ディスクの読み出しも行なうことができる。

デコーダ７１は、上述の記録系におけるエンコーダ６５に対応するものであって、ＲＦ回路５５により２値化された再生信号について、エラー訂正のための復号化処理やＥＦＭ復号化処理などの処理を行い、ＡＴＣオーディオデータを、正規の転送速度よりも早い７５セクタ／秒の転送速度で再生する。このデコーダ７１により得られる再生データは、メモリ７２に供給される。

メモリ７２は、データの書き込み及び読み出しがシステムコントローラ５７により制御され、デコーダ７１から７５セクタ／秒の転送速度で供給される再生データが、その７５セクタ／秒の転送速度でバースト的に書き込まれる。また、このメモリ７２は、上記７５セクタ／秒の転送速度でバースト的に書き込まれた上記再生データが正規の７５セクタ／秒の転送速度で連続的に読み出される。

すなわち、システムコントローラ５７は、再生データをメモリ７２に７５セクタ／秒の転送速度で書き込むと共に、メモリ７２から上記再生データを上記１８．７５セクタ／秒の転送速度で連続的に読み出すようなメモリ制御を行う。また、システムコントローラ５７は、メモリ７２に対する上述の如きメモリ制御を行うと共に、このメモリ制御によりメモリ７２からバースト的に書き込まれる上記再生データを光磁気ディスク１の記録トラックから連続的に再生するように再生位置の制御を行う。この再生位置の制御は、システムコントローラ５７によりメモリ７２からバースト的に読み出される上記再生データの再生位置を管理して、光磁気ディスク１の記録トラック上の再生位置を指定する制御信号をサーボ制御回路５６に供給することによって行われる。

メモリ７２から１８．７５セクタ／秒の転送速度で連続的に読み出された再生データ、すなわちＡＴＣオーディオデータは、ＡＴＣデコーダ７３に供給される。このＡＴＣデコーダ７３は、ＡＴＣオーディオデータを４倍にデータ伸長（ビット伸長）することで、例えば１６ビットのディジタルオーディオ信号（ディジタルオーディオデータ）を再生する。このＡＴＣデコーダ７３からのディジタルオーディオデータは、Ｄ／Ａ変換７４に供給される。

Ｄ／Ａ変換器７４は、ＡＴＣデコーダ７３から供給されるディジタルオーディオデータをアナログ信号に変換して、アナログオーディオ出力信号ＡOUT を形成する。このＤ／Ａ変換器７４により得られるアナログオーディオ信号ＡOUT は、ローパスフィルタ７５を介して出力端子７６から出力される。

なお、この圧縮データ記録再生装置は、ＡＴＣエンコーダ６３か

らのＡＴＣオーディオデータを、変調器７７により所定の伝送フォーマットに変換して、アンテナ７８を介して伝送できるようにもなっている。

つぎに、本発明に係る情報圧縮方法を適用した高能率圧縮符号化について詳述する。すなわち、オーディオＰＣＭ信号等の入力ディジタル信号を、帯域分割符号化（ＳＢＣ）、適応変換符号化（ＡＴＣ）及び適応ビット割当ての各技術を用いて高能率符号化する技術について、図２以降を参照しながら説明する。

図２に示す具体的な高能率符号化装置では、入力ディジタル信号を複数の周波数帯域に分割すると共に、最低域の隣接した２帯域の帯域幅は同じで、より高い周波数帯域では高い周波数帯域ほどバンド幅を広く選定し、各周波数帯域毎に直交変換を行って、得られた周波数軸のスペクトルデータを、低域では、後述する人間の聴覚特性を考慮したいわゆる臨界帯域幅（クリティカルバンド）毎に、中高域ではブロックフローティング効率を考慮して臨界帯域幅を細分化した帯域毎に、適応的にビット割当して符号化している。通常このブロックが量子化雑音発生ブロックとなる。さらに、この実施例においては、直交変換の前に入力信号に応じて適応的に直交変換ブロックサイズ（ブロック長）を変化させると共に、該ブロック単位でフローティング処理を行っている。なお、この図２には、１チャンネル分の入力ディジタル信号を符号化する回路構成を示している。

すなわち、図２において、入力端子２００には例えばサンプリング周波数が４４．１ｋＨｚの時、０～２２ｋＨｚの複数チャンネル分のオーディオＰＣＭ信号が供給されている。この入力信号は、例えばいわゆるＱＭＦ等のフィルタからなる帯域分割フィルタ２０１

により０～１１ｋＨｚ帯域の信号と１１ｋＨｚ～２２ｋＨｚ帯域の信号とに分割され、０～１１ｋＨｚ帯域の信号は、同じくＱＭＦ等のフィルタからなる帯域分割フィルタ２０２により０～５．５ｋＨｚ帯域の信号と５．５ｋＨｚ～１１ｋＨｚ帯域の信号とに分割される。帯域分割フィルタ２０１からの１１ｋＨｚ～２２ｋＨｚ帯域の信号は直交変換回路の一例であるＭＤＣＴ（モディファイド離散コサイン変換）回路２０３に供給され、帯域分割フィルタ２０２からの５．５ｋＨｚ～１１ｋＨｚ帯域の信号はＭＤＣＴ回路２０４に供給され、帯域分割フィルタ２０２からの０～５．５ｋＨｚ帯域の信号はＭＤＣＴ回路２０５に供給され、そこでそれぞれＭＤＣＴ処理される。

ここで、入力ディジタル信号を複数の周波数帯域に分割する手法としては、例えば上述したＱＭＦ等のフィルタがあり、1976 R.E.Crochiere Digital coding of speech in subbands Bell Syst.Tech. J. Vol.55,No.8 1976に述べられている。また、ICASSP 83,BOSTON Polyphase Quadrature filters-A new subband coding technique Joseph H. Rothweiler には、等バンド幅のフィルタ分割手法が述べられている。また、直交変換としては、上述したＭＤＣＴの他、例えば、入力オーディオ信号を所定単位時間（フレーム）でブロック化し、当該ブロック毎に高速フーリエ変換（ＦＦＴ）、離散コサイン変換（ＤＣＴ）等を行うことで時間軸を周波数軸に変換するような直交変換がある。上記ＭＤＣＴについては、ICASSP 1987 Subband/Transform Coding Using Filter Bank Designs Based on Time Domain Aliasing Cancellation J.P.Princen A.B.Bradley Univ. of Surrey Royal Melbourne Inst.of Tech. に述べられている。

ここで、図３に、各ＭＤＣＴ回路２０３、２０４、２０５に供給される標準的な入力信号に対する各帯域毎のブロックの具体例を示す。

この図３の具体例においては、３つの帯域に分割された信号は、各帯域毎に独立に各々の複数の直交変換ブロックサイズを持ち、信号の時間特性、周波数分布等により時間分解能を切り換えられるようにしている。信号が時間的に準定常的である場合には、直交変換ブロックサイズを１１．６ｍＳ、すなわち図３Ａに示すように、Ｌｏｎｇ　Ｍｏｄｅと大きくし、信号が非定常的である場合には、直交変換ブロックサイズを更に２分割、４分割とする。図３Ｂに示すＳｈｏｒｔ　Ｍｏｄｅのごとく、直交変換ブロックサイズを、全てを４分割した２．９ｍＳとする場合や、図３Ｃに示すＭｉｄｄｌｅ　Ｍｏｄｅ　Ａ、図３Ｄに示すＭｉｄｄｌｅ　Ｍｏｄｅ　Ｂのごとく、直交変換ブロックサイズを、一部を２分割した５．８ｍＳ、一部を４分割した場合の２．９ｍＳの時間分解能とすることで、実際の複雑な入力信号に適応するようになっている。なお、この直交変換ブロックサイズの分割は、分割数及び分割パターンを増すことによって、入力信号に対してさらに適応的に処理を行なうことができる。この直交変換ブロックサイズの決定は、図２のブロックサイズ決定回路２０６、２０７、２０８で行なわれ、決定された直交変換ブロックサイズは、各ＭＤＣＴ回路２０３、２０４、２０５に供給されると共に、該当ブロックのブロックサイズ情報として、出力端子２１６、２１７、２１８から出力される。

つぎに、図２に示すブロックサイズ決定回路２０６、２０７、２０８について説明する。図４に、ブロックサイズ決定回路２０６の

具体的な回路構成を示す。図２に示す帯域分割フィルタ２０１の出力のうち、１１ｋＨｚ～２２ｋＨｚ帯域の信号は、図４に示す入力端子４０１を介してパワー算出回路４０４に供給される。さらに、図２に示す帯域分割フィルタ２０２の出力のうち、５．５ｋＨｚ～１１ｋＨｚ帯域の信号は、図４に示す入力端子４０２を介してパワー算出回路４０５に供給され、０～５．５ｋＨｚ帯域の信号は、図４に示す入力端子４０３を介してパワー算出回路４０６に供給される。

ところで、図２に示すブロックサイズ決定回路２０７、２０８は、図４に示す入力端子４０１、４０２、４０３に入力される信号がブロックサイズ決定回路２０６の場合と異なるだけで、動作は同一である。すなわち、図２のブロック決定回路２０７の場合は、図４の入力端子４０１に、図２の帯域分割フィルタ２０２からの５．５ｋＨｚ～１１ｋＨｚ帯域の信号が、図４の入力端子４０２には、図２の帯域分割フィルタ２０１からの１１ｋＨｚ～２２ｋＨｚ帯域の信号が、図４の入力端子４０３には、図２の帯域分割フィルタ２０２からの０～５．５ｋＨｚ帯域の信号が、それぞれ入力される。図２に示すブロック決定回路２０８の場合は、図４の入力端子４０１に、図２の帯域分割フィルタ２０２からの０～５．５ｋＨｚ帯域の信号が、図４の入力端子４０２には、図２の帯域分割フィルタ２０１からの１１ｋＨｚ～２２ｋＨｚ帯域の信号が、図４の入力端子４０３には、図２の帯域分割フィルタ２０２からの５．５ｋＨｚ～１１ｋＨｚ帯域の信号が、それぞれ入力される。また、ブロックサイズ決定回路２０６、２０７、２０８は、各チャンネル毎に設けられている。なお、ブロックサイズ決定回路２０６、２０７、２０８を、１

チャンネル分のみ設け、複数のチャンネル分の直交変換ブロックサイズを決定するようにしてもよい。

図４において、各パワー算出回路４０４、４０５、４０６は、入力された時間波形を一定時間積分することにより、各周波数帯域のパワーを算出する。この際、積分する時間幅は、上述の直交変換ブロックサイズのうち最小のもの以下である必要がある。また、上述の算出法以外、例えば直交変換ブロックサイズの最小時間幅内の最大振幅の絶対値あるいは振幅の平均値を代表パワーとして用いるようにしてもよい。そして、パワー算出回路４０４の出力であるパワー情報は、メモリ４１０、チャンネル間相関係数算出回路４１１、変化分抽出回路４０７及びパワー比較回路４０９に供給され、パワー算出回路４０５、４０６からの各パワー情報はパワー比較回路４０９に供給される。なお、チャンネル毎にパワー算出回路４０４、４０５、４０６を設け、各チャンネルのパワー算出回路４０４、４０５、４０６において、それぞれのチャンネルのパワー情報を算出するようにしてもよい。

変化分抽出回路４０７は、パワー算出回路４０４から供給されるパワー情報を微分して微分係数を求め、この微分係数をパワー変化情報としてブロックサイズ１次判定回路４１２及びメモリ４０８に供給する。メモリ４０８は、変化分抽出回路４０７から供給されるパワー変化情報を上述の直交変換ブロックサイズの最大時間以上蓄積する。これは時間的に隣接する直交変換ブロックが直交変換の際のウィンドウ処理により、互いに影響を及ぼし合うため、時間的に隣接する１つ前のブロックのパワー変化情報をブロックサイズ１次判定回路４１２において必要とするためである。

ブロックサイズ１次判定回路４１２は、変化分抽出回路４０７から供給される該当ブロックのパワー変化情報とメモリ４０８から供給される時間的に隣接する該当ブロックの１つ前のブロックのパワー変化情報に基づいて、該当する周波数帯域内のパワーの時間的変位から該当する周波数帯域の直交変換ブロックサイズを決定する。具体的には、ブロックサイズ１次判定回路４１２は、例えば、ある閾値以上の変位が認められた場合、より時間的に短い直交変換ブロックサイズを選択する。この閾値は、固定にしても効果が得られるが、周波数に比例した値とし、高い周波数帯域においては、大きな変位によって時間的に短い直交変換ブロックサイズとし、低い周波数帯域においては、高い周波数帯域の場合と比較して、小さな変位によって時間的に短い直交変換ブロックサイズを選択するようにするとより効果的である。以上のようにして判定された直交変換ブロックサイズは、ブロックサイズ２次判定回路４１３に供給される。

一方、パワー比較回路４０９は、各パワー算出回路４０４、４０５、４０６から供給される各周波数帯域のパワー情報を同時刻上でマスキング効果が発生する時間幅で比較し、パワー算出回路４０４の出力周波数帯域に及ぼす他の周波数帯域の影響を求め、得られるマスキング情報をブロックサイズ２次判定回路４１３に供給する。

ブロックサイズ２次判定回路４１３は、パワー比較回路４０９から供給されるマスキング情報に基づいて、ブロックサイズ１次判定回路４１２から供給される直交変換ブロックサイズを、より時間的に長いブロックサイズとなるように修正し、修正した直交変換ブロックサイズをブロックサイズ３次判定回路４１４に供給する。すなわち、ブロックサイズ２次判定回路４１３は、該当周波数帯域にお

いてプリエコーが問題となる場合でも、他の周波数帯域、特に該当周波数帯域より低い帯域において大きな振幅を持つ信号が存在した場合、マスキング効果によりプリエコーが聴感上問題とならない、又はプリエコーが及ぼす影響が軽減される場合があるという特性を利用して、直交変換ブロックサイズの修正を行っている。なお、マスキングとは、人間の聴感上の特性により、ある信号によって他の信号がマスクされて聞こえなくなる現象のことである。このマスキング効果には、時間上の信号による時間軸マスキング効果と、周波数軸上の信号による同時刻マスキング効果とがある。上述のブロックサイズ２次判定回路４１３では、同時刻マスキング効果を利用している。これらのマスキング効果により、マスキングされる部分にノイズが存在したとしても、このノイズは人間には聞こえないことになる。このため、実際のオーディオ信号では、このマスキングされる範囲内のノイズは聴感上問題のないノイズとされる。

一方、チャンネル間相関係数算出回路４１１は、パワー算出回路４０４及びメモリ４１０からの複数チャンネルのパワー情報を用いて、複数チャンネル間のパワーの相関係数の算出を行う。

具体的には、メモリ４１０は、該当ブロックと同時刻の複数チャンネル分のパワー情報をチャンネル間相関係数算出回路４１１に供給するために用いられる。すなわち、メモリ４１０には、パワー算出回路４０４から複数チャンネル分のパワー情報が時間的に連続して送られてくる。例えば、２チャンネルのステレオ信号の場合、メモリ４１０にパワー算出回路４０４から、該当ブロックの左チャンネル分のパワー情報の後に該当ブロックの右チャンネル分のパワー情報が供給され、その後に、該当ブロックに時間的に隣接する一つ

後のブロックの左チャンネル分のパワー情報、該当ブロックに時間的に隣接する一つ後のブロックの右チャンネル分のパワー情報と続いて供給される。そして、メモリ４１０は、該当ブロックと同時刻の関係にある各チャンネル上のブロックのパワー情報をチャンネル間相関係数算出回路４１１へ出力するために、各チャンネル分のパワー情報を保持する。したがって、メモリ４１０は、チャンネル数に比例した大きさの記憶容量を有する。例えば、チャンネル数が２チャンネルの場合のメモリ４１０の容量をＣとすると、ｎチャンネルの場合のメモリ４１０の容量Ｃｎは、下記式（１）により求められる。

Ｃｎ＝（ｎ－１）Ｃ　　・・・（１）

チャンネル間相関係数算出回路４１１は、メモリ４１０に記憶されている複数及び又は単数チャンネル分のパワー情報と、パワー算出回路４０４からのメモリ４１０には記憶されていない１チャンネル分のパワー情報を入力し、該当ブロックと同時刻の関係にある複数チャンネル分の各ブロックのパワー情報の相関係数を求めている。例えばチャンネル数が２チャンネルの場合、相関係数ｒは下記式（２）のように定義される。

$$r = \frac{1}{(n-1)SxSy}\sum_{i=b}^{n}(Xi-Ax)(Yi-Ay) \quad \cdots (2)$$

ここで、Ｘｉは左チャンネルのパワー情報、Ｙｉは右チャンネルのパワー情報、ＡｘはＸｉの平均値、ＡｙはＹｉの平均値、ＳｘはＸｉの標準偏差、ＳｙはＹｉの標準偏差である。

この相関係数ｒの値は、－１≦ｒ≦＋１の範囲にあり、ＸｉとＹｉの相関が高ければ＋１に近い値となり、相関が低ければ－１に近い値となる。式（２）中のｂは整数であり、加味させるブロックの数、つまり時間的な範囲を決定するものである。この値は、固定にしても効果が得られるが、周波数に比例した値、すなわち低い周波数帯域においてはｂとｎの差が大きくなるように、高い周波数帯域においては差が小さくなるようにすると、より効果的である。Ａｘ、Ａｙは、ｂからｎまでの範囲に含まれるパワー情報の平均値である。チャンネル数が３チャンネル以上の場合には、想定される全ての対に対し相関係数を求め、それらの平均値を代表させ、チャンネル間相関係数算出回路４１１の出力とする。想定される全ての対の数は、チャンネル数をＮとすると、｛Ｎ（Ｎ－１）｝／２である。

次に、ブロックサイズ３次判定回路４１４は、チャンネル間相関係数算出回路４１１で求められた相関係数ｒ、パワー比較回路４０９で求められたマスキング情報及びメモリ４０８で保持されている時間的に隣接する該当直交変換ブロックの１つ前の直交変換ブロックのパワー情報を基に、ブロックサイズ２次判定回路４１３で判定された直交変換ブロックサイズを再検討し、最終的に該当直交変換ブロックサイズを決定する。

具体的には、チャンネル間相関係数算出回路４１１から送られてくる相関係数ｒは、上述したように－１から＋１までの数値であり、＋１に近い値ほどチャンネル間の相関が高い。

したがって、ブロックサイズ３次判定回路４１４は、ある閾値を設け、その閾値を越える相関係数が入力され、かつ同時刻マスキング効果が期待でき、かつメモリ４０８からのパワー情報がある閾値より大きい値を持つ場合、同時刻の関係にある複数チャンネルの各直交変換ブロックサイズを全て、より長くする。例えば１１．６ｍＳ、すなわち図３Ａに示すＬｏｎｇ　Ｍｏｄｅと同じ大きさにする。また、例えば相関係数がある閾値より大きい値を持ち、かつ同時刻マスキング効果が充分期待できない、かつメモリ４０８からのパワー情報がある閾値より小さい値を持つ場合は、ブロックサイズ３次判定回路４１４は、同時刻の関係にある複数チャンネルの各直交変換ブロックサイズを全て、より短くする。例えば図３Ｂに示すＳｈｏｒｔ　Ｍｏｄｅと同じ大きさにする。なお、上記の各閾値は、固定にしても効果が得られるが、周波数に応じて可変にすると、より効果的である。

なお、チャンネル間相関係数算出回路４１１において、相関係数を求める代わりに、各チャンネルのパワー情報の値を比較するようにしてもよい。例えばチャンネル数が２チャンネルの場合は、各パワー情報の差の絶対値を求める。３チャンネル以上の場合は、想定される全ての対毎に差の絶対値を求め、それらの平均値を求める。そして、この値はブロックサイズ３次判定回路４１４に供給される。

ブロックサイズ３次判定回路４１４は、チャンネル間相関係数算出回路４１１で求められたパワー情報の差分値、パワー比較回路４０９で求められたマスキング情報及びメモリ４０８に保持されている時間的に１つ前のブロックのパワー情報を基に、該当直交変換ブロックサイズの決定を行なう。例えばパワー情報の差分値がある閾

値より低い値を取り、かつ同時刻マスキング効果が期待でき、かつ時間的に１つ前の直交変換ブロックのパワー情報がある閾値より大きい値を取る場合、ブロックサイズ３次判定回路４１４は、同時刻の関係にある複数チャンネルの各直交変換ブロックサイズを全て、より長く判定する。例えば図３Ａに示すＬｏｎｇ　Ｍｏｄｅと同じ大きさにする。また、例えばパワー情報の差分値がある閾値より低い値を取り、かつ同時刻マスキング効果が充分期待できない、かつ時間的に１つ前の直交変換ブロックのパワー情報がある閾値より小さい値を取る場合、ブロックサイズ３次判定回路４１４は、同時刻の関係にある複数チャンネルの各直交変換ブロックサイズを全て、より小さくする。例えば図３Ｂに示すＳｈｏｒｔ　Ｍｏｄｅと同じ大きさにする。なお、上記の各閾値は、固定にしても効果が得られるが、周波数に応じて可変にするとより効果的である。

ブロックサイズ決定回路４１４で決定された該当直交変換ブロックサイズＢＳは、出力端子４１６を介して図２に示すＭＤＣＴ回路２０３に出力されると共に、ウィンドウ形状決定回路４１５に供給され、ウィンドウ形状決定回路４１５は、直交変換ブロックサイズＢＳに基づいて、ウィンドウ形状を決定する。

図５に隣接するブロックとウィンドウ形状の様子を示す。直交変換に用いられるウィンドウは、時間的に隣接するブロック間で重複する部分があり、本実施例では隣接するブロックの中心まで重複する形状を採用している。したがって、隣接するブロックの直交変換ブロックサイズに依存してウィンドウ形状が変化する。

図６に上記ウィンドウ形状の詳細を示す。図６において、ウィンドウ関数ｆ（ｎ）、ｇ（ｎ＋Ｎ）は、次式（３）、（４）を満たす

関数として与えられる。

$$f(n)f(L-1-n)=g(n)g(L-1-n) \quad \cdots(3)$$

$$f(n)f(n)+g(n)g(n)=1 \quad \cdots(4)$$
$$0 \leqq n \leqq L-1$$

この式（３）におけるＬは、隣接する直交変換ブロックサイズが同一であればそのままの直交変換ブロックサイズとなるが、隣接する直交変換ブロックサイズが異なる場合、時間的により短い直交変換ブロックサイズをＬ、時間的により長い直交変換ブロックサイズをＫとすると、ウィンドウが重複しない領域では、次式（５）、（６）のように、

$$f(n)=g(n)=1 \quad \cdots(5)$$
$$K \leqq n \leqq 3K/2-L/2$$

$$f(n)=g(n)=0 \quad \cdots(6)$$
$$3K/2+L \leqq n \leqq 2K$$

として与えられる。このようにウィンドウの重複部分をできるだけ長く取ることにより、直交変換における周波数分解能を向上させることができる。以上の説明から明らかなように、直交変換に使用するウィンドウの形状は時間的に連続する３つの直交変換ブロックサ

イズが確定した後に決定される。

ところで、図２に示すブロックサイズ決定回路２０６、２０７、２０８を、図４に示すパワー算出回路４０５、４０６及びパワー比較回路４０９を省略して構成してもよい。さらに、ブロックサイズ決定回路２０６、２０７、２０８を、図４に示すブロックサイズ２次判定回路４１３及び又はブロックサイズ３次判定回路４１４を省略して構成するようにしてもよい。特に、処理時間の遅延を好まない応用例においては、上述の遅延の少ない構成を取ることができ、有効である。

また、図４のブロックサイズ３次判定回路４１４において、閾値を低めに設定することにより、全ての同時刻上の処理ブロックの時間的長さを同一にすることもできる。特に、チャンネル間の相関が高い入力信号の場合において有効である。

ここで、上述のブロックサイズ１次判定回路４１２、ブロックサイズ２次判定回路４１３、ブロックサイズ３次判定回路４１４等の具体的な動作について説明する。

例えば図７Ａ、Ｂに示すように、各帯域の信号が正弦波であり、図７Ａに示す入力信号の１１ｋＨｚ～２２ｋＨｚ帯域における信号のレベル（振幅）と、図７Ｂに示す入力信号の１１ｋＨｚ～２２ｋＨｚ帯域における信号のレベルとが同一であるとする。

先ず、該当ブロックＮの直交変換ブロックサイズを該当周波数の振幅変化のみで決定した場合、図７Ａに示す入力信号と図７Ｂに示す入力信号に対して、共に同一の直交変換ブロックサイズが決定される。しかし、０～５．５ｋＨｚ又は５．５ｋＨｚ～１１ｋＨｚの帯域の信号に注目すると、図７Ａに示す入力信号では、１１ｋＨｚ

～２２ｋＨｚ帯域の信号のパワー（エネルギ）と比較して、他の帯域の信号のパワーが低いため、１１ｋＨｚ～２２ｋＨｚ帯域に発生するプリエコーはマスクされず、聴感上の問題となるため、本実施では、図７Ａに示す入力信号に対しては、１１ｋＨｚ～２２ｋＨｚ帯域のブロックＮは、より短い時間幅の直交変換ブロックサイズとされる。

一方、図７Ｂに示す入力信号では、０～５．５ｋＨｚ又は５．５ｋＨｚ～１１ｋＨｚ帯域の信号のパワーが、１１ｋＨｚ～２２ｋＨｚ帯域の信号のパワーと比較してプリエコーをマスクするに足りうる値であるため、１１ｋＨｚ～２２ｋＨｚの帯域に発生するプリエコーはマスクされ、聴感上問題とはなりにくい。従って、本実施では、図７Ｂに示す入力信号に対しては、周波数分解能を優先し、図７Ａに示す入力信号の場合よりも長い時間幅の直交変換ブロックサイズが決定される。

すなわち、本実施例では、図４に示すパワー算出回路４０４、４０５、４０６及びパワー比較回路４０９及びブロックサイズ２次判定回路４１３により、図７Ａに示す入力信号及び図７Ｂに示す入力信号のそれぞれの場合において、異なる直交変換ブロックサイズが決定される。

つぎに、例えば図８Ａ、Ｂに示すように、ある帯域、例えば１１ｋＨｚ～２２ｋＨｚ帯域の信号が正弦波であり、レベルが大きくなる位相が互いに異なる入力信号が入力されるとする。また、例えば、図８Ａに示す入力信号を左チャンネルの信号とし、図８Ｂに示す入力信号を右チャンネルの信号として、２チャンネルのステレオ信号が入力されているとする。なお、このようなチャンネル間における

若干の位相差は、実際にステレオ録音された楽音信号においてもしばしば見受けられる。

先ず、該当ブロックＮの直交変換ブロックサイズを信号の振幅変化のみで決定した場合、図８Ａに示す入力信号に対しては、より短い時間幅の直交変換ブロックサイズが決定され、図８Ｂに示す入力信号に対しては、より長い時間幅の直交変換ブロックサイズが決定される。これはブロックＮ－１及びブロックＮ内に存在する各最大振幅値の差分値の絶対値、すなわち図８ＡのＤａ及び図８ＢのＤｂと、ある閾値Ｔとの大小比較を行なった結果、微小な差ではあるがＤａ＞Ｔ＞Ｄｂという関係が成立したため、上述のような直交変換ブロックサイズが決定される。この結果、入力信号のチャンネル間における相関が高いにも拘らず、直交変換によって得られる各チャンネルのスペクトル又は直交変換係数値の差が大きく異なり、チャンネル間における音質差が顕著になる。このような信号が入力された場合、上記の音質差を発生させないようにするため、該当ブロックＮに対し、同時刻マスキング効果及び又は時間軸マスキング効果が得られる場合には、各チャンネル共に、より長い時間幅の直交変換ブロックサイズを決定し、また、同時刻マスキング効果及び又は時間軸マスキング効果が得られない場合には、各チャンネル共に、より短い時間幅の直交変換ブロックサイズを決定することにより、上述のようなチャンネル間における音質差の発生を防止することができる。

本実施例では、ブロックサイズ３次判定回路４１４により、図８のようなチャンネル間において相関が高い入力信号に対して、各チャンネルの直交変換ブロックサイズを同等にすることができる。な

お、全チャンネル中、少なくとも２つチャンネル上の処理ブロックの時間的長さを同一にしても、有効である。

再び図２において、各ＭＤＣＴ回路２０３、２０４、２０５にてＭＤＣＴ処理されて得られた周波数軸上のスペクトルデータあるいはＭＤＣＴ係数データは、低域はいわゆる臨界帯域（クリティカルバンド）毎にまとめられて、中高域はブロックフローティングの有効性を考慮して、臨界帯域幅を細分化して適応ビット割当符号化回路２１０、２１１、２１２に供給される。このクリティカルバンドとは、人間の聴覚特性を考慮して分割された周波数帯域であり、ある純音の周波数近傍の同じ強さの狭帯域バンドノイズによって当該純音がマスクされるときのそのノイズの持つ帯域のことである。このクリティカルバンドは、高域ほど帯域幅が広くなっており、上記０～２２ｋＨｚの全周波数帯域は例えば２５のクリティカルバンドに分割されている。

ビット配分算出回路２０９は、上記クリティカルバンド及びブロックフローティングを考慮して分割されたスペクトルデータに基づき、いわゆるマスキング効果等を考慮してクリティカルバンド及びブロックフローティングを考慮した各分割帯域毎のマスキング量を求め、このマスキング量とクリティカルバンド及びブロックフローティングを考慮した各分割帯域毎のエネルギあるいはピーク値等に基づいて、各帯域毎に割当ビット数を求めて、適応ビット割当符号化回路２１０、２１１、２１２により各帯域毎に割り当てられたビット数に応じて各スペクトルデータ（あるいはＭＤＣＴ係数データ）を再量子化するようになっている。このようにして符号化されたデータは、出力端子２１３、２１４、２１５を介して取り出される。

つぎに、図９は上記ビット配分算出回路２０９の一具体例の構成を示すブロック回路図である。

この図９において、上記各ＭＤＣＴ回路２０３、２０４、２０５からの周波数軸上のスペクトル又はＭＤＣＴ係数データが、入力端子９００を介して帯域毎のエネルギ算出回路９０１に供給される。エネルギ算出回路９０１は、上記マスキング量とクリティカルバンド及びブロックフローティングを考慮した各分割帯域のエネルギを、例えば当該バンド内での各振幅値の総和を計算すること等によって、求める。この各バンド毎のエネルギの代わりに、振幅値のピーク値、平均値等を用いるようにしてもよい。

このエネルギ算出回路９０１からの出力として、例えば各バンドの総和値のスペクトルを図１０に図中ＳＢとして示している。ただし、この図１０では、図示を簡略化するため、上記マスキング量とクリティカルバンド及びブロックフローティングを考慮した分割帯域数を１２バンド（Ｂ１～Ｂ１２）で表現している。

ここで、上記スペクトルＳＢのいわゆるマスキングに於ける影響を考慮するために、該スペクトルＳＢに所定の重み付け関数を掛けて加算するような畳込み（コンボリューション）処理を施す。このため、上記帯域毎のエネルギ算出回路９０１の出力すなわち該スペクトルＳＢの各値は、畳込みフィルタ回路９０２に送られる。畳込みフィルタ回路９０２は、例えば、入力データを順次遅延させる複数の遅延素子と、これら遅延素子からの出力にフィルタ係数（重み付け関数）を乗算する複数の乗算器（例えば各バンドに対応する２５個の乗算器）と、各乗算器出力の総和をとる総和加算器とから構成されるものである。この畳込み処理により、図１０中点線で示す

部分の総和がとられる。

ここで、上記畳込みフィルタ回路９０２の各乗算器の乗算係数（フィルタ係数）の一具体例を示すと、任意のバンドに対応する乗算器Ｍの係数を１とするとき、乗算器Ｍ－１で係数０．１５を、乗算器Ｍ－２で係数０．００１９を、乗算器Ｍ－３で係数０．０００００８６を、乗算器Ｍ＋１で係数０．４を、乗算器Ｍ＋２で係数０．０６を、乗算器Ｍ＋３で係数０．００７を各遅延素子の出力に乗算することにより、上記スペクトルＳＢの畳込み処理が行われる。ただし、Ｍは１～２５の任意の整数である。

次に、上記畳込みフィルタ回路９０２の出力は引算器９０５に送られる。該引算器９０５は、上記畳込んだ領域での後述する許容可能なノイズレベルに対応するレベルαを求めるものである。なお、当該許容可能なノイズレベル（許容ノイズレベル）に対応するレベルαは、後述するように、逆コンボリューション処理を行うことによって、クリティカルバンドの各バンド毎の許容ノイズレベルとなるようなレベルである。ここで、上記引算器９０５には、上記レベルαを求めるための許容関数（マスキングレベルを表現する関数）が供給される。この許容関数を増減させることで上記レベルαの制御を行っている。当該許容関数は、次に説明するような（ｎ－ａｉ）関数発生回路９０４から供給される。

すなわち、許容ノイズレベルに対応するレベルαは、クリティカルバンドのバンドの低域から順に与えられる番号をｉとすると、次の式（７）で求めることができる。

$$\alpha = S - (n - ai) \qquad \cdots\cdots (7)$$

この式（７）において、ｎ，ａは定数でａ＞０、Ｓは畳込み処理されたバークスペクトルの強度であり、式（７）中（ｎ－ａｉ）が許容関数である。本実施例ではｎ＝３８、ａ＝１としており、この時の音質劣化はなく、良好な符号化が行えた。

このようにして、上記レベルαが求められ、このデータは、引算器９０５に供給される。当該引算器９０５では、上記畳込みされた領域での上記レベルαを逆コンボリューションするためのものである。したがって、この逆コンボリューション処理を行うことにより、上記レベルαからマスキングスペクトルが得られる。すなわち、このマスキングスペクトルが許容ノイズスペクトルとなる。なお、上記逆コンボリューション処理は、複雑な演算を必要とするが、本実施例では簡略化した引算器９０５を用いて逆コンボリューションを行っている。

次に、上記マスキングスペクトルは、合成回路９０６を介して減算器９０７に供給される。ここで、当該減算器９０７には、上記帯域毎のエネルギ算出回路９０１からの出力、すなわち前述したスペクトルＳＢが、遅延回路９０８を介して供給されている。したがって、この減算器９０７で上記マスキングスペクトルとスペクトルＳＢとの減算演算が行われることで、図１１に示すように、上記スペクトルＳＢは、該マスキングスペクトルＭＳのレベルで示すレベル以下がマスキングされる。

当該減算器９０７からの出力は、許容雑音補正回路９１１及び出力端子９１２を介して取り出され、例えば割当てビット数情報が予め記憶されたＲＯＭ等（図示せず）に送られる。このＲＯＭ等は、上記減算器９０７から許容雑音補正回路９１１を介して得られた出

力（上記各バンドのエネルギと上記ノイズレベル設定手段の出力との差分のレベル）に応じ、各バンド毎の割当ビット数情報を出力する。この割当ビット数情報が上記適応ビット割当符号化回路２１０、２１１、２１２に送られることで、ＭＤＣＴ回路２０３、２０４、２０５からの周波数軸上の各スペクトルデータがそれぞれのバンド毎に割り当てられたビット数で量子化される。

すなわち要約すれば、適応ビット割当符号化回路２１０、２１１、２１２は、上記マスキング量とクリティカルバンド及びブロックフローティングを考慮した各分割帯域のエネルギーと上記ノイズレベル設定手段の出力との差分のレベルに応じて割当てられたビット数で、上記各バンド毎のスペクトルデータを量子化する。なお、遅延回路９０８は上記合成回路９０６以前の各回路での遅延量を考慮して帯域毎エネルギ算出回路９０１からのスペクトルＳＢを遅延させるために設けられている。

ところで、上述した合成回路９０６での合成の際には、最小可聴カーブ発生回路９０９から供給される図１２に示すような人間の聴覚特性であるいわゆる最小可聴カーブＲＣを示すデータと、上記マスキングスペクトルＭＳとを合成することができる。この最小可聴カーブにおいて、雑音絶対レベルがこの最小可聴カーブ以下ならば該雑音は聞こえないことになる。この最小可聴カーブは、コーディングが同じであっても例えば再生時の再生ボリュームの違いで異なるものとなるが、現実的なディジタルシステムでは、例えば１６ビットダイナミックレンジへの音楽のはいり方にはさほど違いがないので、例えば４ｋＨｚ付近の最も耳に聞こえやすい周波数帯域の量子化雑音が聞こえないとすれば、他の周波数帯域ではこの最小可聴

カーブのレベル以下の量子化雑音は聞こえないと考えられる。したがって、このように例えばシステムの持つワードレングスの４ｋＨｚ付近の雑音が聞こえない使い方をすると仮定し、この最小可聴カーブＲＣとマスキングスペクトルＭＳとを共に合成することで許容ノイズレベルを得るようにすると、この場合の許容ノイズレベルは、図１２中の斜線で示す部分までとすることができるようになる。なお、本実施例では、上記最小可聴カーブの４ｋＨｚのレベルを、例えば２０ビット相当の最低レベルに合わせている。また、この図１２は、信号スペクトルＳＳも同時に示している。

また、上記許容雑音補正回路９１１は、補正情報出力回路９１０から送られてくる例えば等ラウドネスカーブの情報に基づいて、上記減算器９０７からの出力における許容雑音レベルを補正する。ここで、等ラウドネスカーブとは、人間の聴覚特性に関する特性曲線であり、例えば１ｋＨｚの純音と同じ大きさに聞こえる各周波数での音の音圧を求めて曲線で結んだもので、ラウドネスの等感度曲線とも呼ばれる。またこの等ラウドネス曲線は、図１２に示した最小可聴カーブＲＣと略同じ曲線を描くものである。この等ラウドネス曲線においては、例えば４ｋＨｚ付近では１ｋＨｚのところより音圧が８～１０ｄＢ下がっても１ｋＨｚと同じ大きさに聞こえ、逆に、５０Ｈｚ付近では１ｋＨｚでの音圧よりも約１５ｄＢ高くないと同じ大きさに聞こえない。このため、上記最小可聴カーブのレベルを越えた雑音（許容ノイズレベル）は、該等ラウドネス曲線に応じたカーブで与えられる周波数特性を持つようにするのが良いことがわかる。このようなことから、上記等ラウドネス曲線を考慮して上記許容ノイズレベルを補正することは、人間の聴覚特性に適合してい

ることがわかる。

ここで、補正情報出力回路９１０として、上記適応ビット割当符号化回路２１０、２１１、２１２での量子化の際の出力情報量（データ量）の検出出力と、最終符号化データのビットレート目標値との間の誤差の情報に基づいて、上記許容ノイズレベルを補正するようにしてもよい。これは、全てのビット割当単位ブロックに対して予め一時的な適応ビット割当を行って得られた総ビット数が、最終的な符号化出力データのビットレートによって定まる一定のビット数（目標値）に対して誤差を持つことがあり、その誤差分を０とするように再度ビット割当をするものである。すなわち、目標値よりも総割当ビット数が少ないときには、差のビット数を各単位ブロックに割り振って付加するようにし、目標値よりも総割当ビット数が多いときには、差のビット数を各単位ブロックに割り振って削るようにするわけである。

このようなことを行うため、補正情報出力回路９１０は、上記総割当ビット数の上記目標値からの誤差を検出し、この誤差データに応じて各割当ビット数を補正するための補正データを出力する。ここで、上記誤差データがビット数不足を示す場合は、上記単位ブロック当たり多くのビット数が使われることで上記データ量が上記目標値よりも多くなっている場合を考えることができる。また、上記誤差データが、ビット数余りを示すデータとなる場合は、上記単位ブロック当たり少ないビット数で済み、上記データ量が上記目標値よりも少なくなっている場合を考えることができる。

したがって、上記補正情報出力回路９１０からは、この誤差データに応じて、上記減算器９０７からの出力における許容ノイズレベ

ルを、例えば上記等ラウドネス曲線の情報データに基づいて補正させるための上記補正値のデータが出力されるようになる。上述のような補正値が、上記許容雑音補正回路９１１に供給されることで、上記減算器９０７からの許容ノイズレベルが補正される。以上説明したようなシステムでは、メイン情報として直交変換出力スペクトルをサブ情報により処理したデータとサブ情報としてブロックフローティングの状態を示すスケールファクタ、語長を示すワードレングスが得られ、エンコーダからデコーダに送られる。

図１３に、図１におけるＡＴＣデコーダ７３、即ち、上述のごとく高能率符号化された信号を再び復号化するための復号回路の具体的な構成を示す。各帯域の量子化されたＭＤＣＴ係数、すなわち図２における出力端子２１３、２１４、２１５の出力信号と等価なデータが入力端子３００、３０２、３０４を介して、使用されたブロックサイズ情報、すなわち図２における出力端子２１６、２１７、２１８の出力信号と等価のデータが入力端子３０１、３０３、３０５を介して復号化回路３０６、３０７、３０８に供給される。復号化回路３０６、３０７、３０８は、適応ビット割当情報を用いてビット割当を解除する。次に、ＩＭＤＣＴ回路３０９、３１０、３１１は、周波数軸上の信号を時間軸上の信号に変換する。これらの部分帯域の時間軸上信号は、ＩＱＭＦ回路３１２、３１３により、全帯域信号に復号化され、出力端子３１４を介して、図１に示すＤ／Ａ変換器７４へ出力される。

なお、本発明は上記実施例のみに限定されるものではなく、例えば、上記の記録再生媒体と上記他の記録再生媒体とは一体化されている必要はなくその間をデータ転送用回線等で結ぶことも可能であ

る。更に例えば、オーディオＰＣＭ信号のみならず、ディジタル音声（スピーチ）信号やディジタルビデオ信号等の信号処理装置にも適用可能である。また、上述した最小可聴カーブの合成処理を行わない構成としてもよい。この場合には、図９中の最小可聴カーブ発生回路９０９、合成回路９０６が不要となり、上記引算器９０５からの出力は、直ちに減算器９０７に供給されることになる。

また、ビット配分手法は多種多様であり、最も簡単には固定のビット配分もしくは信号の各帯域エネルギによる簡単なビット配分もしくは固定分と可変分を組み合わせたビット配分など使うことができる。

以上の説明からも明らかなように、本発明においては、入力信号の急激な振幅変化に対して、直交変換ブロックの時間的サイズ及びウィンドウ形状を変化させる際に、チャンネル間においてある程度相関が高いと判断した場合には、各チャンネルの直交変換ブロックの時間的長さを同一のものとすることにより、チャンネル間における音質差の発生を抑制し、音像定位感などを向上でき、良好な音質を得ることができる。このことにより、同一のビットレートにおいて、より良好な音質を得ることが可能となる。また、同等の音質を得るために、より低いビットレートで実施可能となる。

すなわち、本発明においては、時間的に変動する情報信号の圧縮に対して、聴感的にも望ましい処理ブロックの時間的長さの決定手法の提供を可能とし、聴感上、良好な音質での高能率圧縮、伸張を行なうことが可能となる。

請　求　の　範　囲

１．　少なくとも２つのチャンネルの各入力信号を、各チャンネルの入力信号に適応して可変した長さの処理ブロックに分割し、この処理ブロック単位で情報圧縮を行う情報圧縮方法であって、

同時刻における各チャンネルの上記処理ブロックの長さを同一のものとすることを特徴とする情報圧縮方法。

２．　全チャンネル中の少なくとも２つのチャンネルの処理ブロックの長さを同一のものとすることを特徴とする請求項１に記載の情報圧縮方法。

３．　少なくとも２つのチャンネル間の信号の相関関係を調べ、当該相関が高いと判断したときにのみ、対応する各チャンネル上の上記処理ブロックの長さを同一のものとすることを特徴とする請求項１又は２に記載の情報圧縮方法。

４．　該当処理ブロックの入力信号の変化及び／又は他の処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて、上記相関関係を調べることを特徴とする請求項３に記載の情報圧縮方法。

５．　該当処理ブロックと同時刻の関係にある各処理ブロックとの上記相関関係を調べることを特徴とする請求項４に記載の情報圧縮方法。

６．　該当処理ブロックと該当処理ブロックに隣接する少なくとも１つの処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて、上記相関関係を調べることを特徴とする請求項４に記載の情報圧縮方法。

７．　該当処理ブロックと該当処理ブロックに隣接する少なくとも１つの処理ブロックと、同時刻の関係にある他のチャンネルの各処理ブロックとの上記相関関係を調べることにより、処理ブロックの長さを同一のものとすることを特徴とする請求項４に記載の情報圧縮方法。

８．　チャンネル間の相関係数を用いて相関関係を調べることを特徴とする請求項３乃至７のうちのいずれかに記載の情報圧縮方法。

９．　各チャンネルの該当処理ブロック及び／又は処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて、上記相関係数を求めることを特徴とする請求項８に記載の情報圧縮方法。

１０．　各チャンネルの該当処理ブロック及び／又は処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピーク情報の各チャンネル間の差分値に基づいて、上記相関関係を調べることを特徴とする請求項３乃至７のうちのいずれかに記載の情報圧縮方法。

１１．　請求項９に記載の上記相関係数と請求項１０に記載の上記差分値とにより、上記相関関数を調べることを特徴とする請求項８に記載の情報圧縮方法。

１２．　入力信号に応じた所定のマスキング効果の度合いを算出し、各チャンネルの処理ブロックの長さを決定することを特徴とする請求項３乃至１１のうちのいずれかに記載の情報圧縮方法。

１３．　該当処理ブロック及び／又は他の処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて、上記マスキング効果の度合いを算出することを特徴とする請求

項１２に記載の情報圧縮方法。

１４．　該当処理ブロックに隣接する処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて、上記マスキング効果の度合いを算出することを特徴とする請求項１２に記載の情報圧縮方法。

１５．　該当処理ブロックと同時刻の関係にある処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて、上記マスキング効果の度合いを算出することを特徴とする請求項１２に記載の情報圧縮方法。

１６．　請求項１４に記載の情報圧縮方法及び請求項１５に記載の情報圧縮方法の両機能を合わせ持つことを特徴とする情報圧縮方法。

１７．　該当処理ブロックの長さを決定する要素の決定に関与する割合を、固定又は入力信号に適応した割合で用いることを特徴とする請求項３乃至１６のうちのいずれかに記載の情報圧縮方法。

１８．　該当処理ブロックの長さを決定する要素の決定に関与する割合を、周波数に応じて可変とすることを特徴とする請求項１７に記載の情報圧縮方法。

１９．　時間軸信号から周波数軸上の複数の帯域への分割に直交変換を用いること、及び直交変換サイズの可変と共に直交変換時に用いる窓関数の形状も変化させることを特徴とする請求項１乃至１８のうちのいずれかに記載の情報圧縮方法。

２０．　時間軸信号から周波数軸上の複数の帯域への分割の際には、先ず複数の帯域に分割し、分割された帯域毎に複数のサンプルからなるブロックを形成し、各帯域のブロック毎に直交変換を行い、係数データを得ることを特徴とする請求項１９に記載の情報圧縮方法。

２１．　直交変換前の時間軸信号から周波数軸上の複数の帯域への分割における分割周波数幅を、略高域程広くすることを特徴とする請求項２０に記載の情報圧縮方法。

２２．　前記分割周波数幅を最低域の連続した２帯域で同一とすることを特徴とする請求項２１に記載の情報圧縮方法。

２３．　略信号通過帯域以上の帯域の信号成分に対しては圧縮符号のメイン情報及び／又はサブ情報の割り当てを禁止することを特徴とする請求項２２に記載の情報圧縮方法。

２４．　該当処理ブロックの入力信号の変化を用いて処理ブロックの時間的長さを決定する際、境界値が入力信号の振幅、周波数に応じて可変となることを特徴とする請求項１乃至２５のうちのいずれかに記載の情報圧縮方法。

２５．　少なくとも２つのチャンネルの処理ブロックは、入力信号に適応して上記処理ブロックの長さを可変すると共に対応する各チャンネルでは同一の長さとなされた処理ブロック単位で、所定の圧縮処理が施された各チャンネルの圧縮情報を記録してなることを特徴とする記録媒体。

２６．　請求項２乃至２４のうちのいずれかに記載の情報圧縮方法による圧縮情報を記録してなることを特徴とする記録媒体。

２７．　請求項１乃至２４のうちのいずれかに記載の情報圧縮方法による圧縮情報を伸張することを特徴とする圧縮情報伸張方法。

２８．　請求項１乃至１８のうちのいずれかに記載の情報圧縮方法による圧縮情報を伸張すると共に、周波数軸上の複数帯域から時間軸上信号への変換に逆直交変換を用いることを特徴とする圧縮情報伸張方法。

２９．　周波数軸上の複数帯域から時間軸信号への変換の際には、各帯域のブロック毎に逆直交変換を用い、各逆直交変換出力を合成して時間軸上合成信号を得ることを特徴とする請求項２８に記載の情報伸張方法。

３０．　逆直交変換後の周波数軸上の複数の帯域から時間軸信号への合成における複数の帯域からの合成周波数幅を、略高域程広くすることを特徴とする請求項２９に記載の情報伸張方法。

３１．　前記合成周波数幅を最低域の連続した２帯域で同一とすることを特徴とする請求項３０に記載の情報伸張方法。

３２．　少なくとも２つのチャンネルの各入力信号を処理ブロックに分割するに際し、各チャンネルの入力信号に適応して処理ブロックの長さを可変すると共に同時刻における各チャンネルの上記処理ブロックの長さについては同一とするブロック分割手段と、

上記処理ブロック単位の信号に対して所定の情報圧縮処理を施す情報圧縮手段と

を有することを特徴とする情報圧縮装置。

３３．　全チャンネル中の少なくとも２つのチャンネルの処理ブロックの長さを同一のものとすることを特徴とする請求項３２に記載の情報圧縮装置。

３４．　チャンネル間の信号の相関関係を算出する相関算出手段を設け、

上記ブロック分割手段は、上記相関算出手段で算出した相関が高いと判断したときにのみ、同時刻における各チャンネル上の上記処理ブロックの長さを同一のものとすることを特徴とする請求項３２又は３３に記載の情報圧縮装置。

３５．　該当処理ブロックの入力信号の変化及び／又は他の処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピーク情報を算出する演算手段を設け、

上記相関算出手段は、上記演算手段の演算結果に基づいて、上記相関関係を調べることを特徴とする請求項３４に記載の情報圧縮装置。

３６．　上記演算手段は、該当処理ブロックの入力信号の変化及び／又は他の処理ブロックの入力信号の変化として、該当処理ブロックと同時刻の関係にある各処理ブロックの入力信号の変化及び／又は他の処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、該当処理ブロック及び／又は該当処理ブロックに隣接する処理ブロックの入力信号の変化を用いることを特徴とする請求項３５に記載の情報圧縮装置。

３７．　上記相関算出手段は、各チャンネルの該当処理ブロック及び／又は処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピーク情報及び／又はこれら情報の各チャンネル間の差分値に基づいて、各チャンネル間の相関係数を求め、当該各チャンネル間の相関係数を用いて相関関係を調べることを特徴とする請求項３４乃至３６のうちのいずれかに記載の情報圧縮装置。

３８．　上記ブロック分割手段は、該当処理ブロック及び／又は他の処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、パワー又はエネルギ又はピーク情報に基づいて、入力信号に応じたマスキング効果の度合いを算出し、各チャンネルの処理ブロックの長さを決定することを特徴とする請求項３４乃至３７のうちのいずれかに記載の情報圧縮装置。

３９．　上記他の処理ブロックの入力信号の変化は、該当処理ブロックに隣接する処理ブロックの入力信号の変化、及び／又は、該当処理ブロックと同時刻の関係にある処理ブロックの入力信号の変化であることを特徴とする請求項３８に記載の情報圧縮装置。

４０．　上記ブロック分割手段は、該当処理ブロックの長さを決定する要素の決定に関与する割合を、固定又は入力信号に適応した割合、及び／又は、周波数に応じて可変した割合とすることを特徴とする請求項３４乃至３９のうちのいずれかに記載の情報圧縮装置。

４１．　時間軸信号を複数の帯域に分割する時間軸信号帯域分割手段と、

上記時間軸信号帯域分割手段からの各帯域の時間軸信号を周波数軸上の複数の帯域に変換する直交変換手段とを設け、

上記ブロック分割手段は上記時間軸信号帯域分割手段で分割された帯域毎に複数のサンプルからなる処理ブロックを形成し、上記直交変換手段は当該処理ブロック毎に直交変換を行って係数データを得て、上記情報圧縮手段は当該処理ブロック毎の係数データを圧縮することを特徴とする請求項３２乃至４０のうちのいずれかに記載の情報圧縮装置。

４２．　上記時間軸信号帯域分割手段における分割周波数幅は略高域程広くすると共に最低域の連続した２帯域で同一とし、上記情報圧縮手段は略信号通過帯域以上の帯域の信号成分に圧縮符号のメイン情報及び／又はサブ情報の割り当てを禁止することを特徴とする請求項４１に記載の情報圧縮装置。

４３．　上記時間軸信号帯域分割手段での複数の帯域への分割にクワドラチャ・ミラー・フィルタを用い、上記直交変換手段での直交

変換としてモディファイド離散コサイン変換を用いることを特徴とする請求項４１又は４２に記載の情報圧縮装置。

４４．　上記ブロック分割手段は、該当処理ブロックの入力信号の変化を用いて処理ブロックの時間的長さを決定する際に、境界値を入力信号の振幅、周波数に応じて可変とすることを特徴とする請求項３２乃至４３のうちのいずれかに記載の情報圧縮装置。

４５．　少なくとも２つのチャンネルの入力信号に適応して処理ブロックの長さを可変すると共に、同時刻の各チャンネルでは同一の長さとなされた処理ブロック単位で、所定の圧縮処理が施された各チャンネルの圧縮情報を伸張する圧縮情報伸張装置であって、

上記各チャンネルで所定の圧縮処理に対応する伸張処理を行う伸張処理手段と、

上記伸張処理手段からの可変長の処理ブロックを各チャンネルで合成する合成手段と

を有することを特徴とする圧縮情報伸張装置。

４６．　請求項３２乃至４４のうちのいずれかに記載の情報圧縮装置における圧縮情報を伸張することを特徴とする圧縮情報伸張装置。

４７．　少なくとも２つのチャンネルの各入力信号を処理ブロックに分割するに際し、各チャンネルの入力信号に適応して処理ブロックの長さを可変すると共に同時刻における各チャンネルの上記処理ブロックの長さについては同一とするブロック分割手段と、

上記処理ブロック単位の信号に対して所定の情報圧縮処理を施す情報圧縮手段と、

上記情報圧縮手段による圧縮情報を記録媒体に記録若しくは伝送媒体に伝送する記録／伝送手段と

を有することを特徴とする圧縮情報記録／伝送装置。

４８．　請求項３２乃至４４のうちのいずれかに記載の情報圧縮装置における圧縮情報を記録媒体に記録若しくは伝送媒体に伝送することを特徴とする圧縮情報記録／伝送装置。

４９．　請求項３２乃至４４のうちのいずれかに記載の情報圧縮装置における圧縮情報が記録された記録媒体から圧縮情報を伸張すると共に再生することを特徴とする圧縮情報再生装置。

５０．　請求項３２乃至４４のうちのいずれかに記載の情報圧縮装置における圧縮情報を受信して当該圧縮情報を伸張すると共に再生することを特徴とする圧縮情報受信装置。

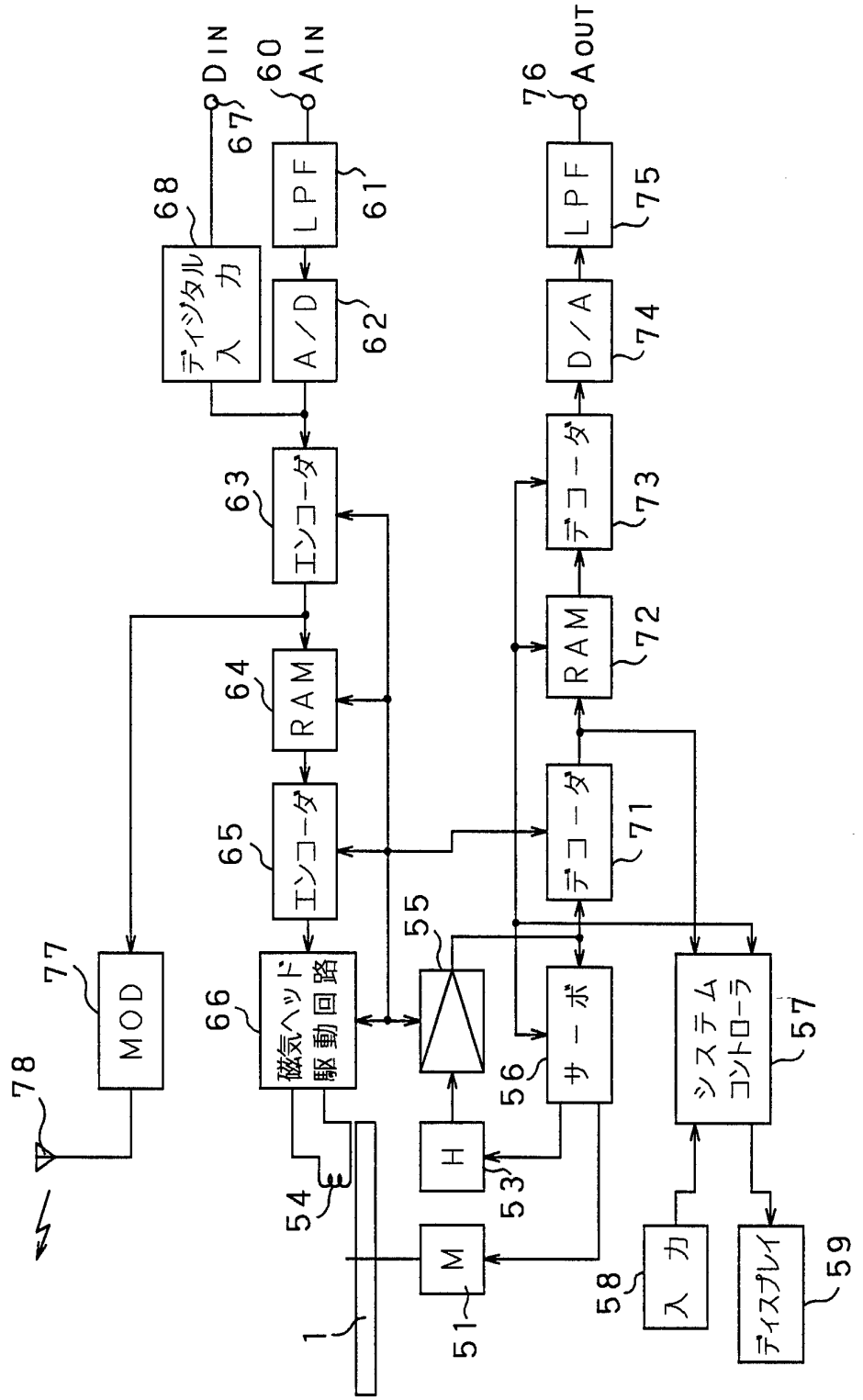

DIN
67
68
ディジタル入力
AIN
60
LPF
61
A/D
62
エンコーダ
63
RAM
64
エンコーダ
65
磁気ヘッド駆動回路
66
MOD
77
78
AOUT
76
LPF
75
D/A
74
デコーダ
73
RAM
72
デコーダ
71
55
サーボ
56
システムコントローラ
57
H
53
M
51
54
1
入力
58
ディスプレイ
59

FIG. 1

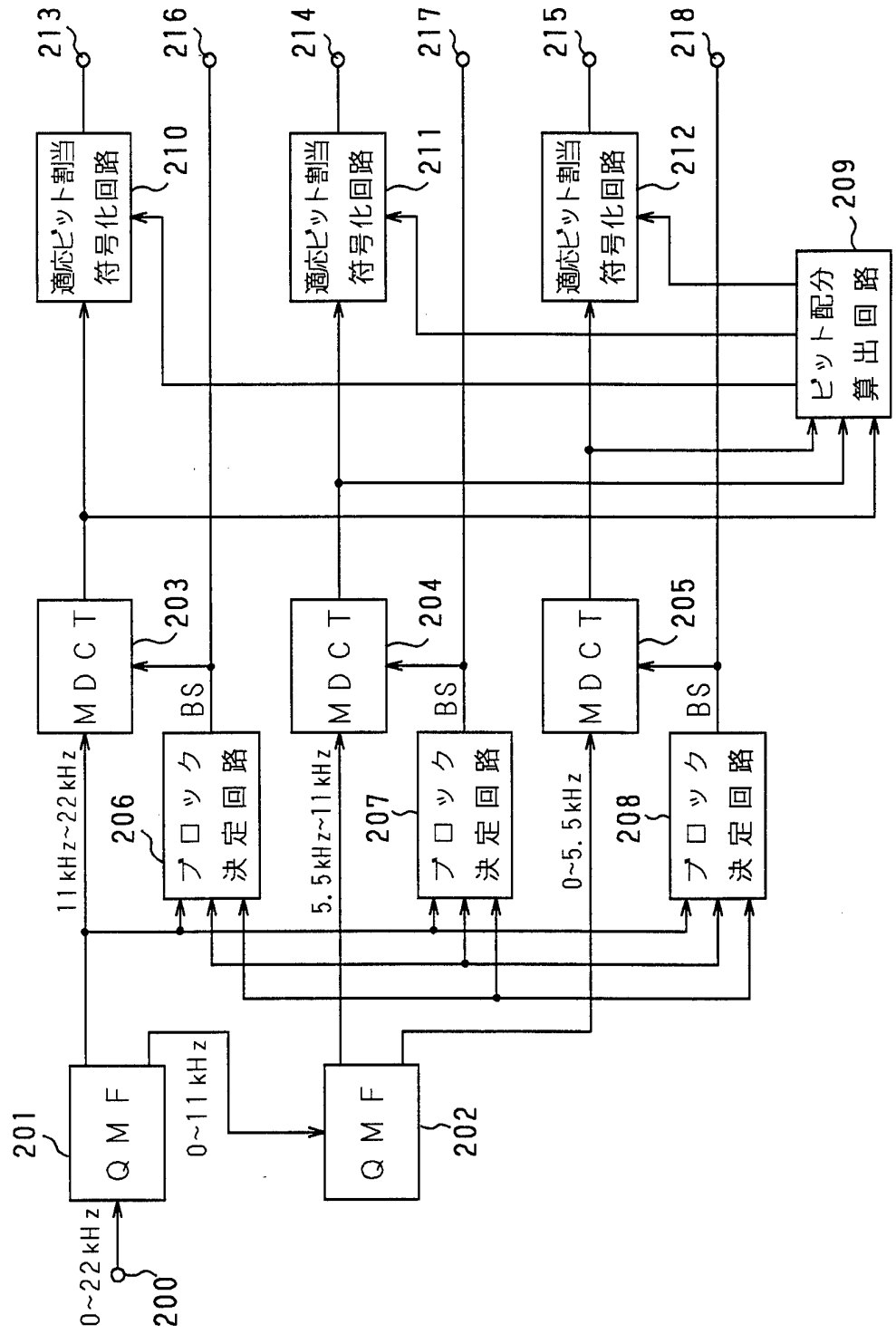

0~22kHz
200
QMF
201
0~11kHz
QMF
202
11kHz~22kHz
5.5kHz~11kHz
0~5.5kHz
MDCT
203
MDCT
204
MDCT
205
BS
BS
BS
ブロック決定回路
206
ブロック決定回路
207
ブロック決定回路
208
適応ビット割当符号化回路
210
適応ビット割当符号化回路
211
適応ビット割当符号化回路
212
ビット配分算出回路
209
213
214
215
216
217
218

FIG. 2

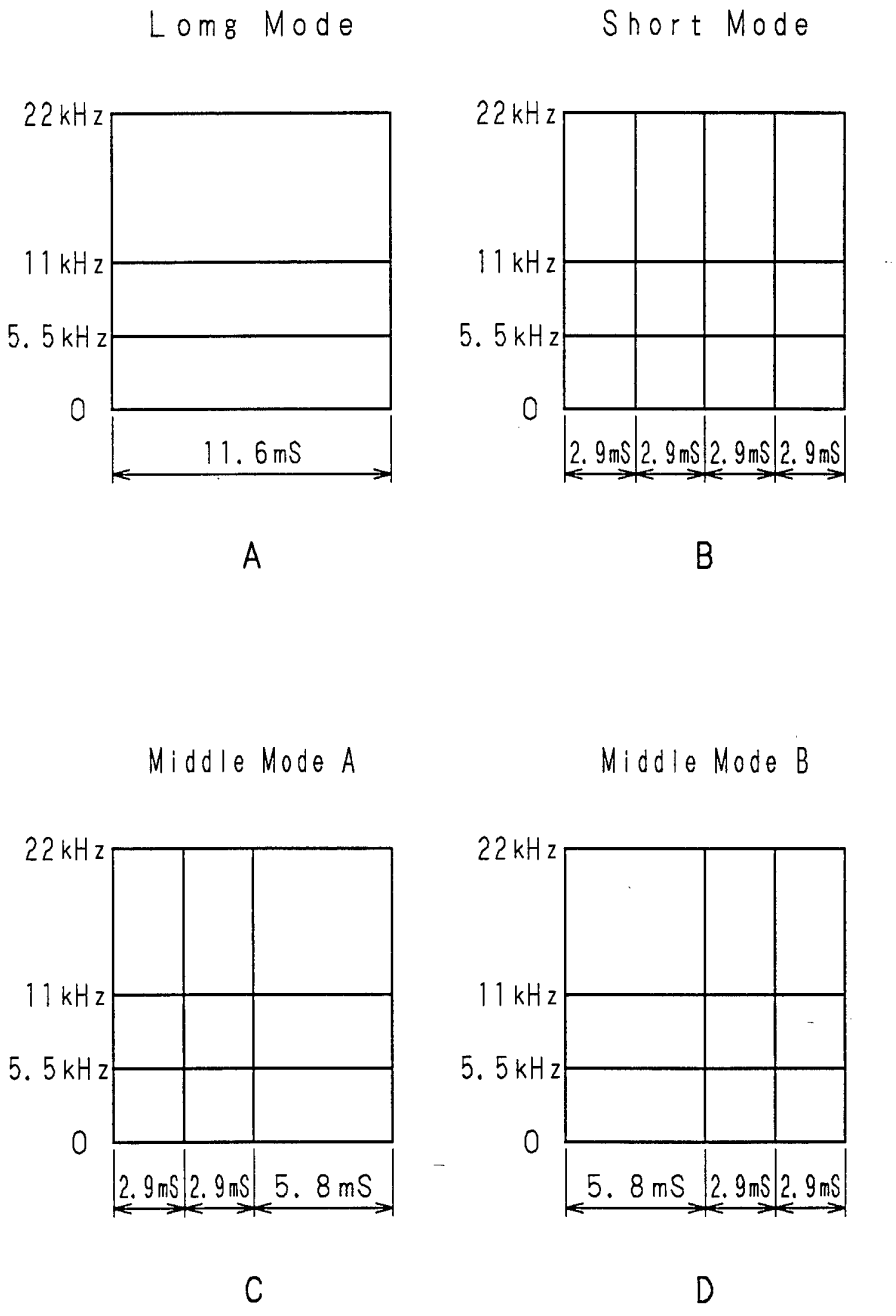

Lomg Mode
22kHz
11kHz
5.5kHz
0
11.6mS
A
Short Mode
22kHz
11kHz
5.5kHz
0
2.9mS
2.9mS
2.9mS
2.9mS
B
Middle Mode A
22kHz
11kHz
5.5kHz
0
2.9mS
2.9mS
5.8mS
C
Middle Mode B
22kHz
11kHz
5.5kHz
0
5.8mS
2.9mS
2.9mS
D

FIG. 3

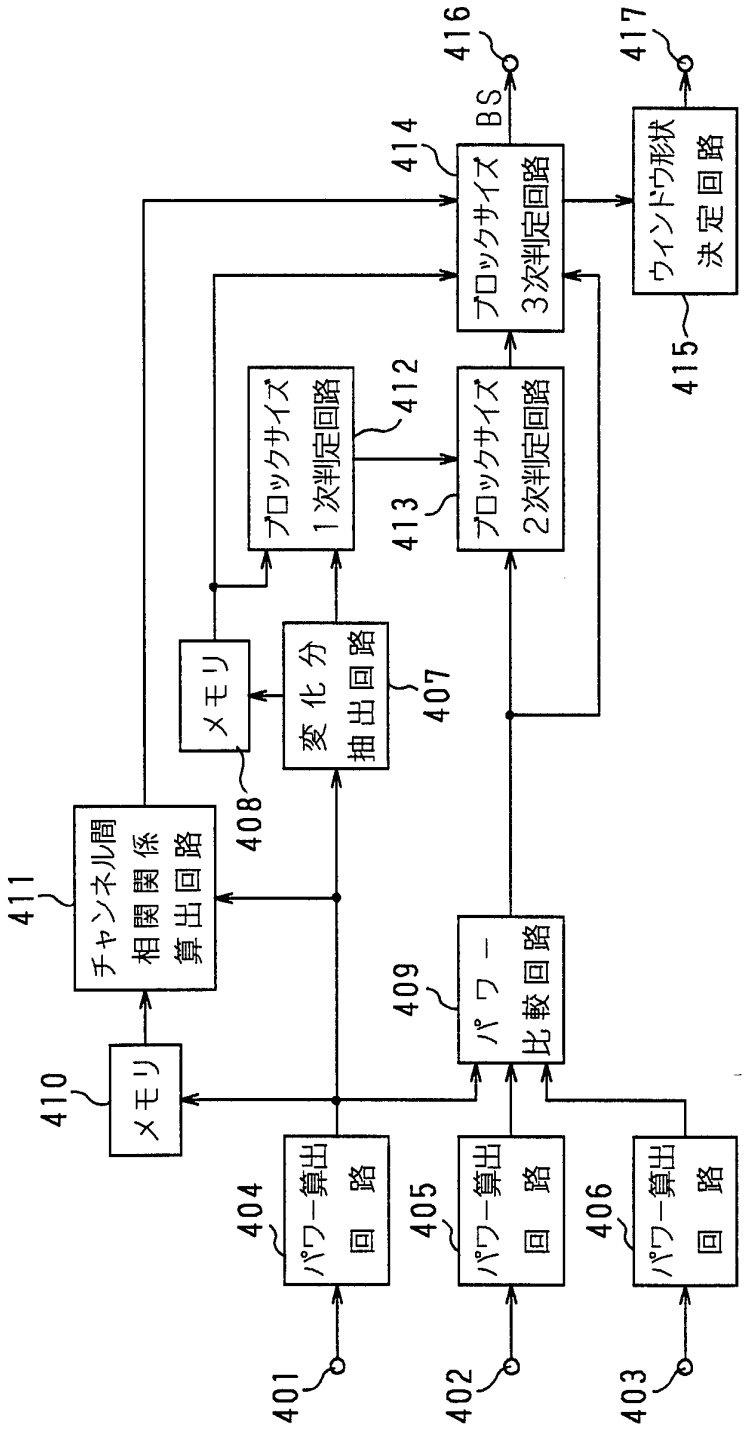

401
402
403
パワー算出回路
404
パワー算出回路
405
パワー算出回路
406
メモリ
410
チャンネル間相関関係算出回路
411
メモリ
408
変化分抽出回路
407
パワー比較回路
409
ブロックサイズ1次判定回路
412
ブロックサイズ2次判定回路
413
ブロックサイズ3次判定回路
414
BS
416
ウインドウ形状決定回路
417
415

FIG. 4

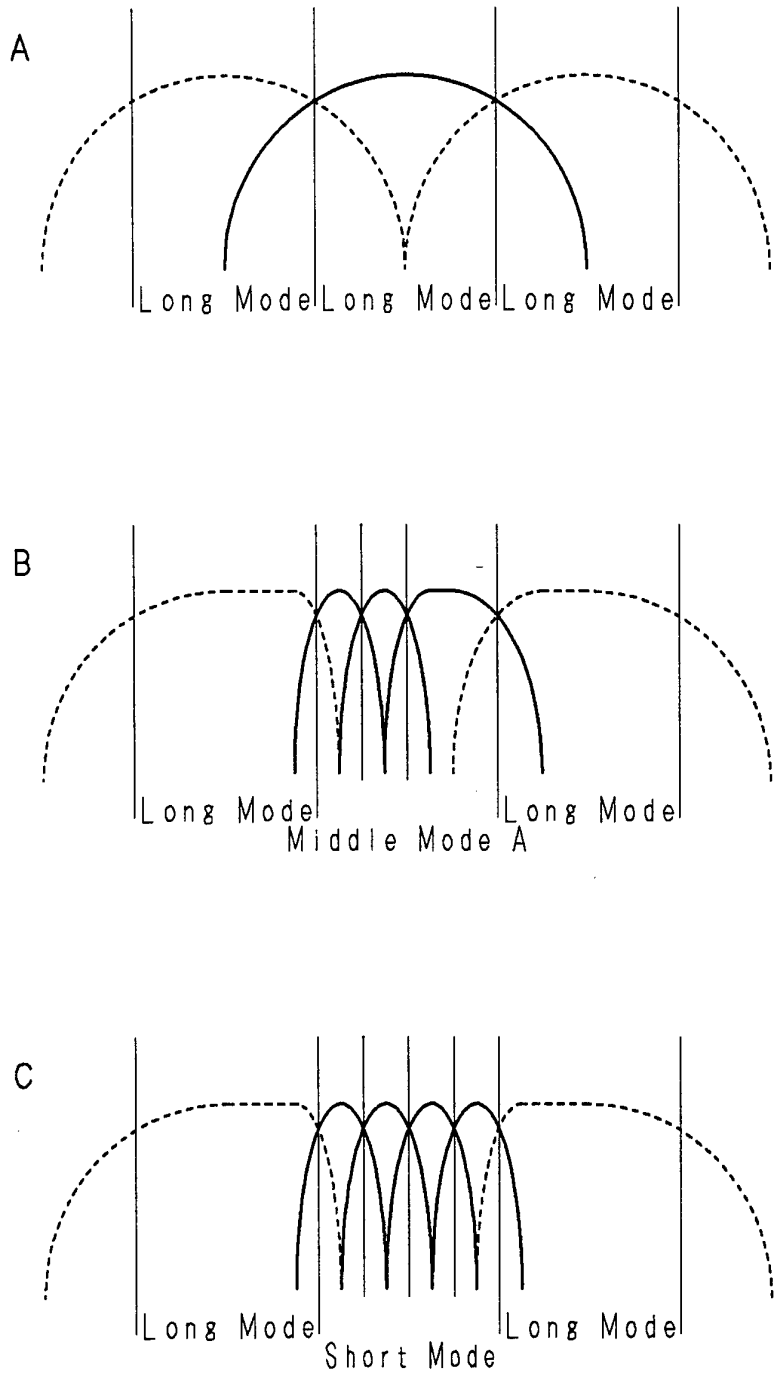

A
Long Mode
Long Mode
Long Mode
B
Long Mode
Middle Mode A
Long Mode
C
Long Mode
Short Mode
Long Mode

FIG. 5

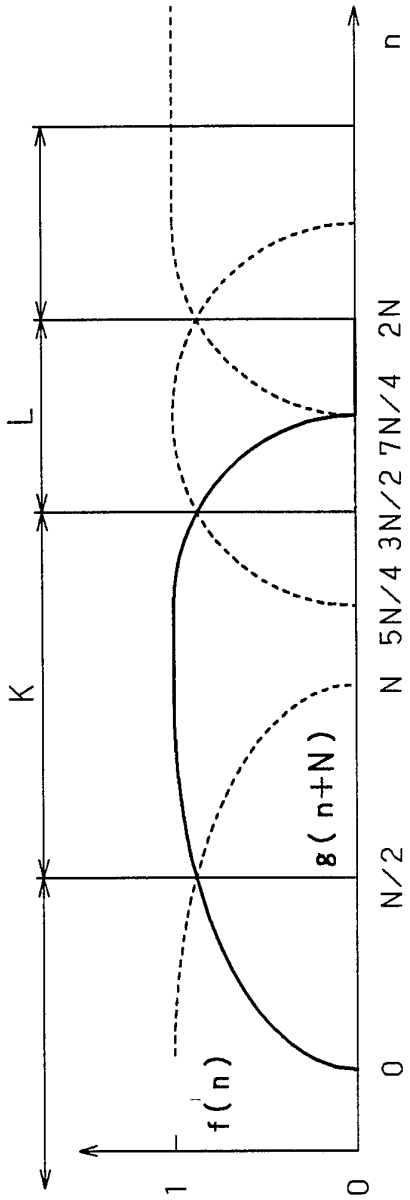


FIG. 6

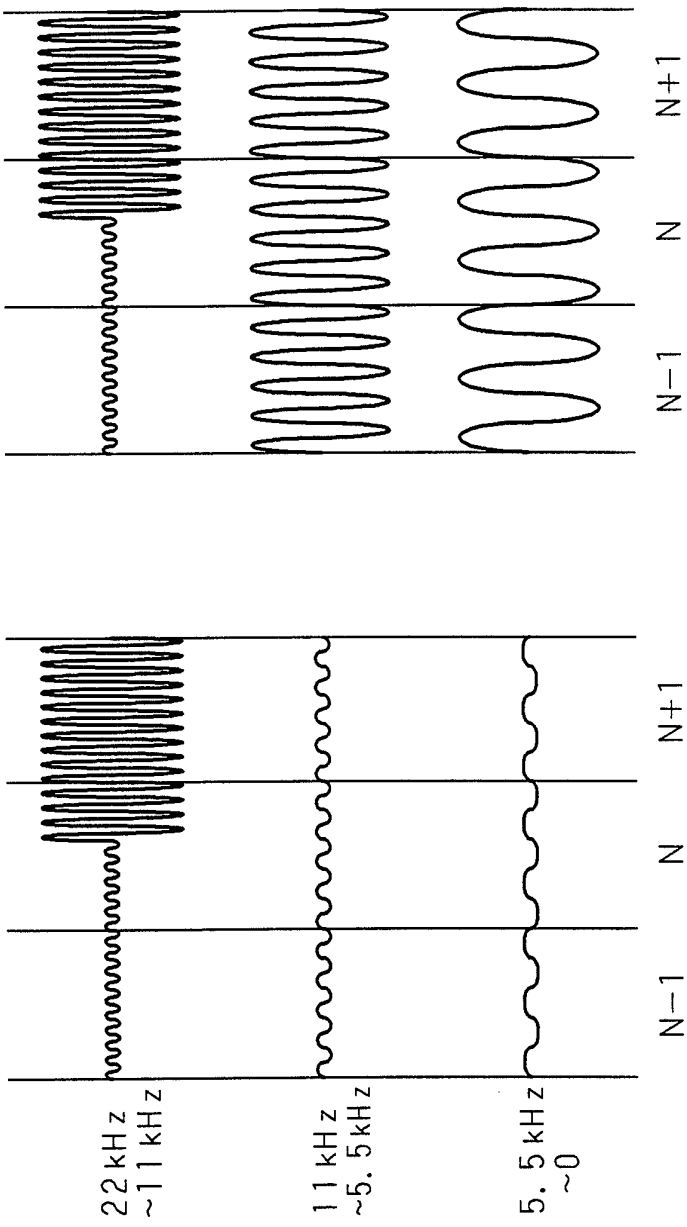


FIG. 7

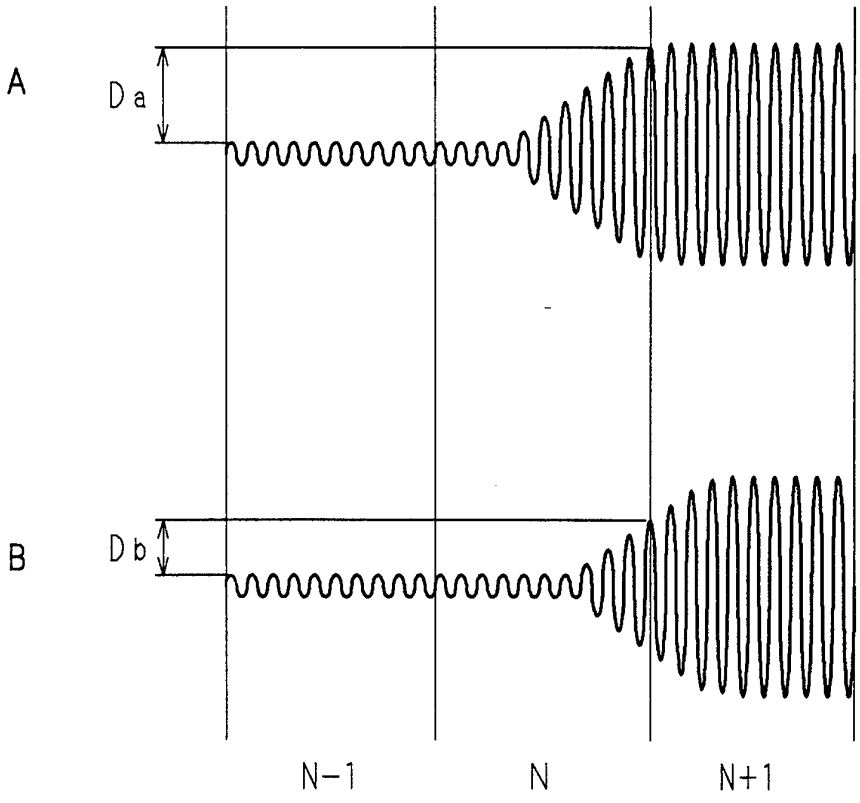


FIG. 8

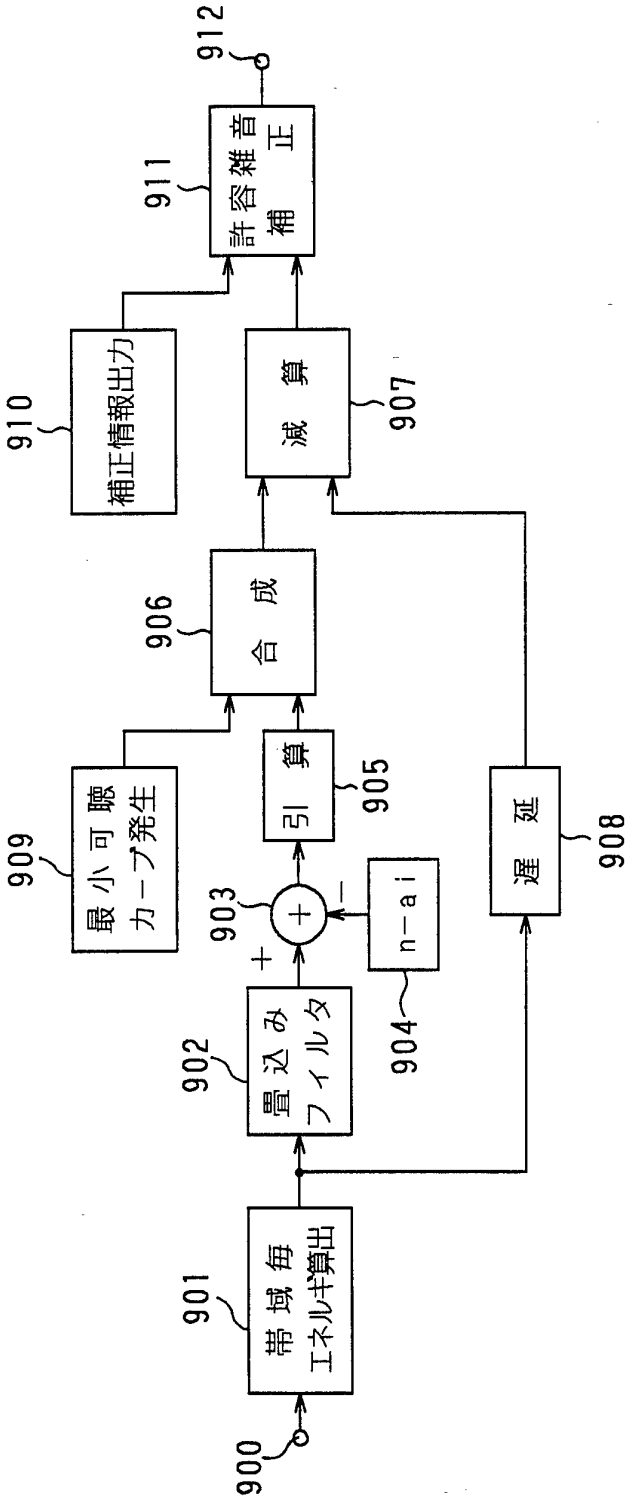

900
帯域毎エネルギ算出
901
畳込みフィルタ
902
n-ai
904
+
903
−
引算
905
合成
906
減算
907
遅延
908
最小可聴カーブ発生
909
補正情報出力
910
許容雑音補正
911
912

FIG. 9

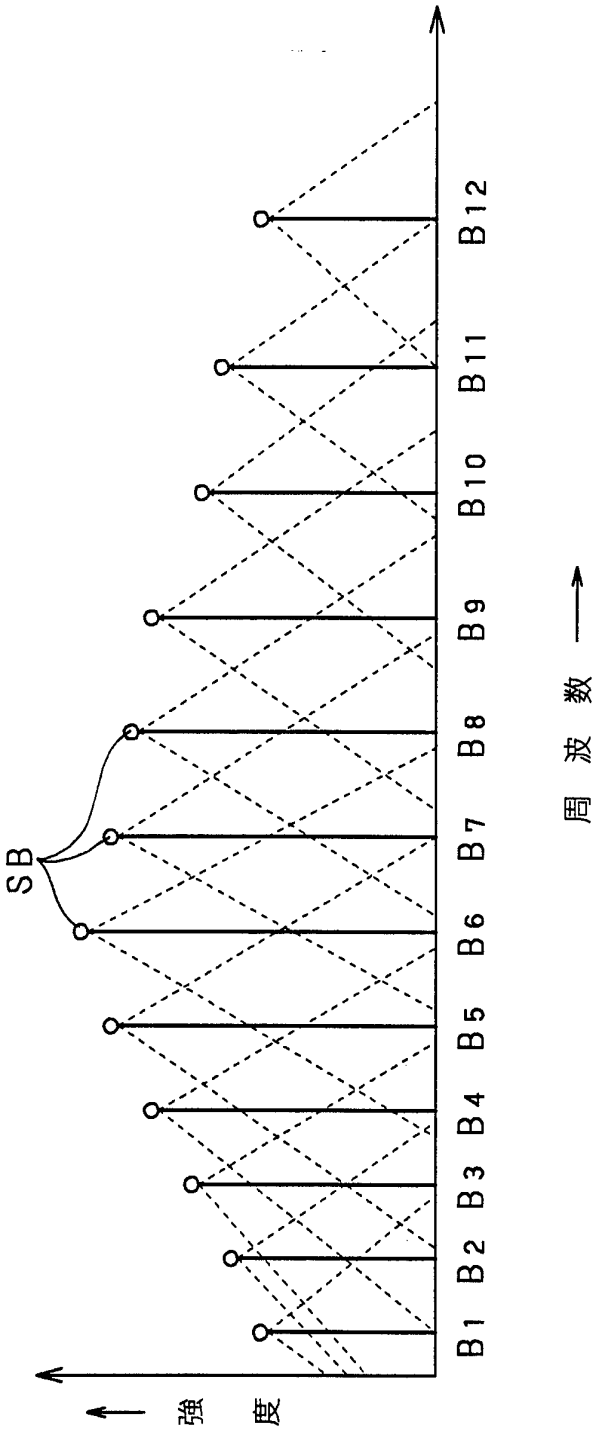


FIG. 10

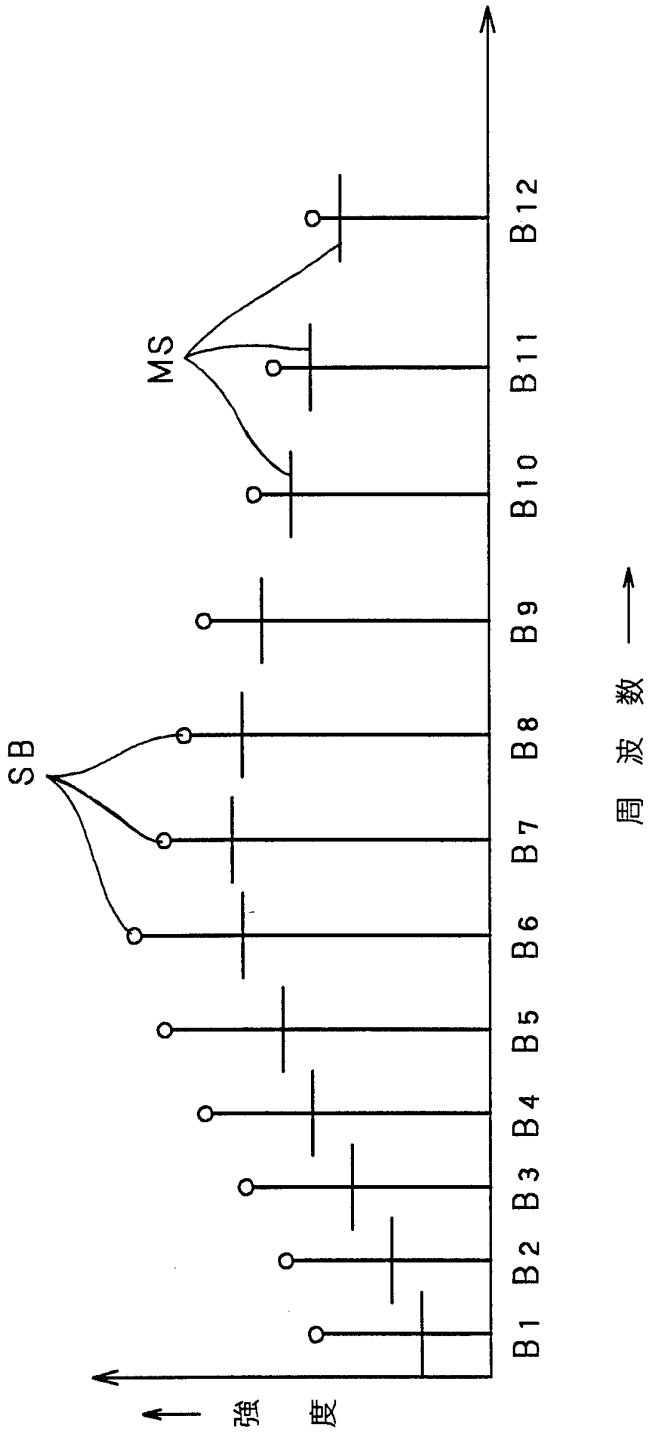


FIG. 11

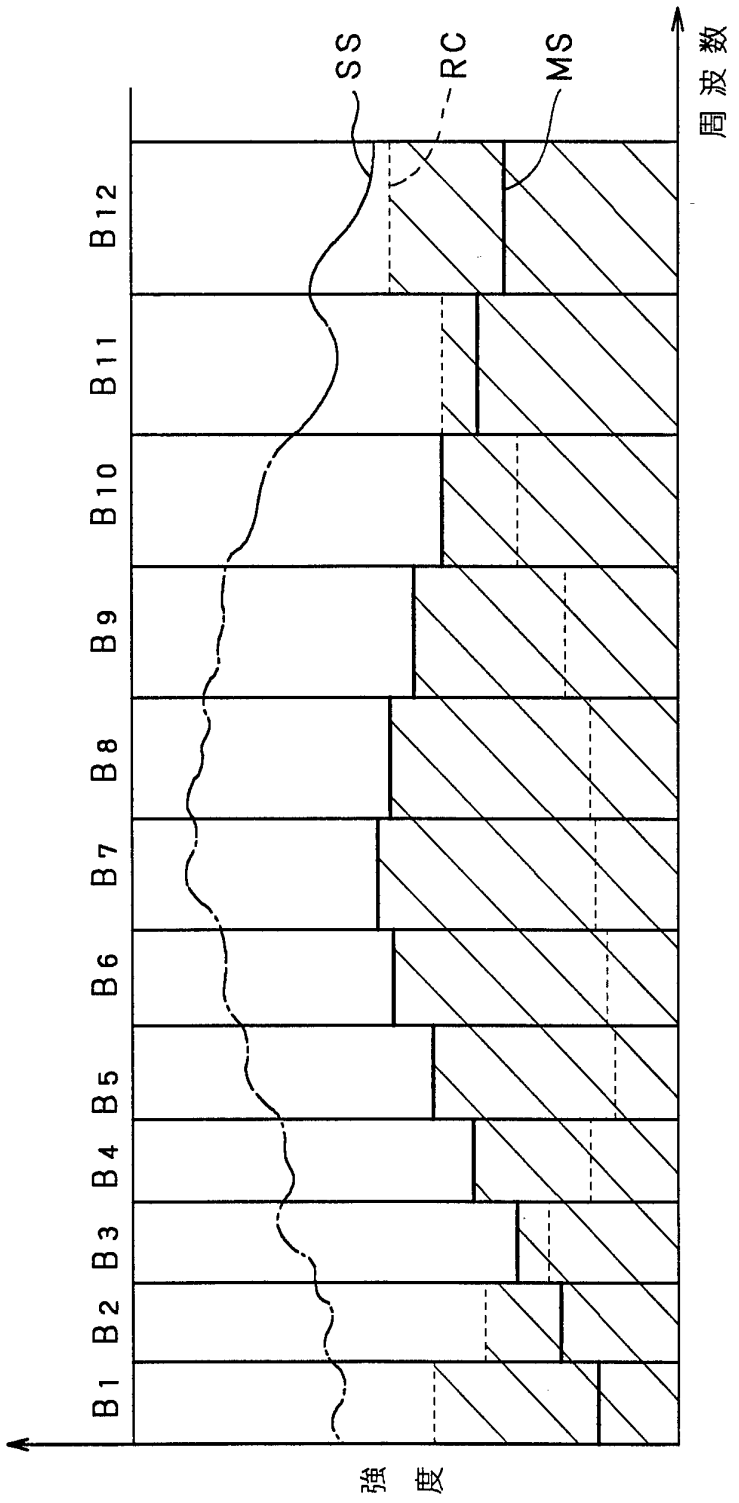


FIG. 12

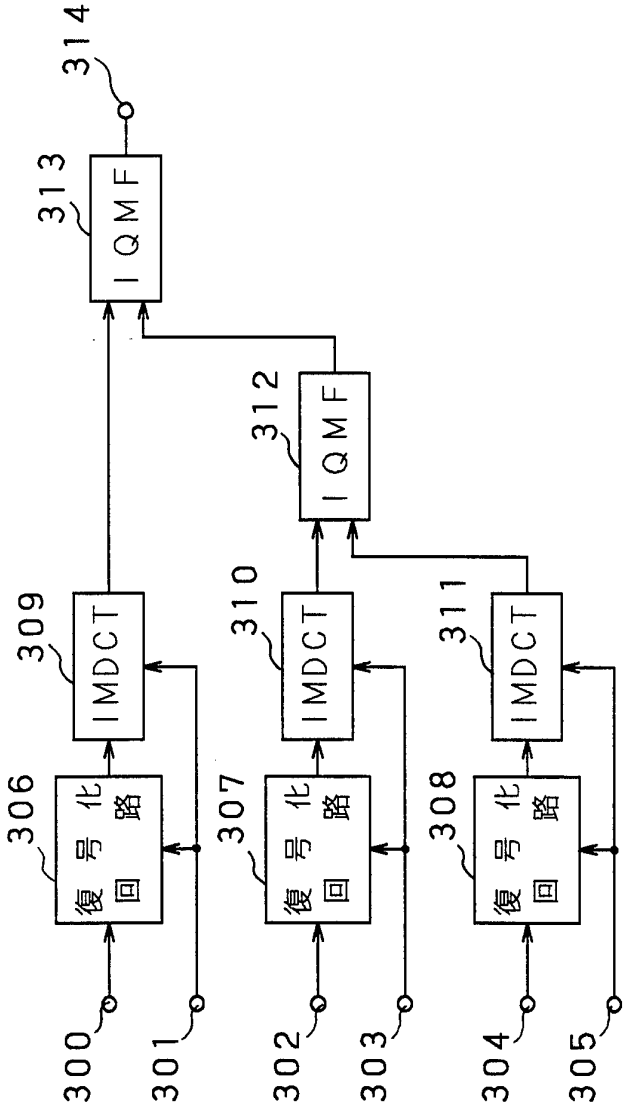

314
313
IQMF
312
IQMF
309
IMDCT
310
IMDCT
311
IMDCT
306
復号化回路
307
復号化回路
308
復号化回路
300
301
302
303
304
305

FIG. 13

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP94/02005

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int. Cl^6 H03M7/30, G10L9/16, G10L9/18, H04S1/00, G11B20/10

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)
Int. Cl^6 H03M3/00-7/50, G10L3/00-9/20, H04S1/00-7/00, G11B20/10, H04H5/00, H04B14/00-14/08

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1926 - 1995
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971 - 1995

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	IEICE Thesis Journal Vol.J71-A No.2, February 25, 1988 (25. 02. 88), Corp. IEICE p.443-452	1-50
A	JP, A, 63-182700 (Hitachi, Ltd.), July 27, 1988 (27. 07. 88), (Family: none)	1-50
A	JP, A, 3-52332 (Sony Corp.), March 6, 1991 (06. 03. 91), &EP, A2,409248&US, A, 5197087	1-50

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ 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 but published on or after the international filing date
"L" 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
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
February 3, 1995 (03. 02. 95)	February 28, 1995 (28. 02. 95)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JP 94/02005

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int. Cl⁶ H03M7/30, G10L9/16, G10L9/18, H04S1/00, G11B20/10

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC））

Int. Cl⁶ H03M3/00−7/50, G10L3/00−9/20, H04S1/00−7/00, G11B20/10, H04H5/00, H04B14/00−14/08

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926−1995年
日本国公開実用新案公報 1971−1995年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求の範囲の番号
A	電子情報通信学会論文誌Vol. J71−A No. 2 25. 2月. 1988（25. 02. 88）, 社団法人 電子情報通信学会 p. 443−452	1−50
A	JP, A, 63−182700（株式会社 日立製作所）, 27. 7月. 1988（27. 07. 88）（ファミリーなし）	1−50
A	JP, A, 3−52332（ソニー株式会社）, 6. 3月. 1991（06. 03. 91） &EP, A2, 409248&US, A, 5197087	1−50

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー
「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献
「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日
03. 02. 95

国際調査報告の発送日
28.02.95

名称及びあて先
日本国特許庁（ISA/JP）
郵便番号100
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）
松尾 淳 5J 8842

電話番号 03−3581−1101 内線 3538

様式PCT/ISA/210（第2ページ）（1992年7月）