(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3552239号
(P3552239)
(45)発行日　平成16年8月11日(2004.8.11)　(24)登録日　平成16年5月14日(2004.5.14)

(51)Int.Cl.[7]　F I
G10L 19/02　G10L 7/04　G

請求項の数 5　(全 33 頁)

(21)出願番号　特願平5-45494
(22)出願日　平成5年3月5日(1993.3.5)
(65)公開番号　特開平6-259095
(43)公開日　平成6年9月16日(1994.9.16)
審査請求日　平成12年3月6日(2000.3.6)

前置審査

(73)特許権者　000002185
ソニー株式会社
東京都品川区北品川６丁目７番３５号
(74)代理人　100067736
弁理士　小池　晃
(74)代理人　100086335
弁理士　田村　榮一
(74)代理人　100096677
弁理士　伊賀　誠司
(72)発明者　下吉　修
東京都品川区北品川６丁目７番３５号　ソニー株式会社内
(72)発明者　赤桐　健三
東京都品川区北品川６丁目７番３５号　ソニー株式会社内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】圧縮データ記録装置及び方法、並びに圧縮データ再生方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

１種類のサンプリング周波数で複数のビットレートモードに対応する圧縮データ記録装置であって、

ディジタル信号を複数の帯域信号に分割する手段と、

帯域分割された各帯域信号毎に信号分析して信号成分を得る手段と、

上記信号成分を時間と周波数に関する複数の二次元ブロックに分割する手段と、

上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に情報圧縮パラメータを設定する手段と、

上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に量予化して情報圧縮する手段と、

上記情報圧縮された圧縮データ及び情報圧縮パラメータを記録する手段とを具備し、

上記信号成分を得る手段は、上記帯域分割された少なくとも一つの帯域では信号成分が時間軸上の信号成分であり、

上記信号成分が時間軸上の信号成分である帯域は、高い周波数の帯域である

ことを特徴とする圧縮データ記録装置。

【請求項２】

１種類のサンプリング周波数で複数のビットレートモードに対応する圧縮データ記録装置であって、

ディジタル信号を複数の帯域信号に分割する手段と、

帯域分割された各帯域信号毎に信号分析して信号成分を得る手段と、

上記信号成分を時間と周波数に関する複数の二次元ブロックで分割する手段と、

上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に情報圧縮パラメータを設定する手段と、
上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に量子化して情報圧縮する手段と、
上記情報圧縮された圧縮データ及び上記情報圧縮パラメータを記録する手段とを具備し、
上記信号成分を得る手段は、上記帯域分割された少なくとも一つの帯域では、信号成分が時間軸上の信号成分であるモードと信号成分が周波数軸上の信号成分であるモードを持ち、
上記信号成分が時間軸上の信号成分であるモードと信号成分が周波数軸上の信号成分であるモードを持つ帯域において、
上記信号成分を得る手段は、上記分割する手段で用いる上記二次元ブロックの時間軸上の長さに応じて上記モードを選択し、上記分割する手段で用いる上記二次元ブロックの時間軸上の長さが短い場合に、上記信号成分が時間軸上の信号成分であるモードを選択する
ことを特徴とする圧縮データ記録装置。

【請求項３】
１種類のサンプリング周波数で複数のビットレートモードに対応する圧縮データ記録方法において、
ディジタル信号を複数の帯域信号に分割し、
帯域分割された各帯域信号毎に信号分析して信号成分を得、
上記信号成分を時間と周波数に関する複数の二次元ブロックに分割し、
上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に情報圧縮パラメータを設定し、
上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に量子化して情報圧縮し、
上記情報圧縮された圧縮データ及び情報圧縮パラメータを記録するとともに、
上記帯域分割された少なくとも一つの帯域では、信号成分が時間軸上の信号成分であり、
上記信号成分が時間軸上の信号成分である帯域は、高い周波数の帯域である
ことを特徴とする圧縮データ記録方法。

【請求項４】
１種類のサンプリング周波数で複数のビットレートモードに対応する圧縮データ記録方法において、
ディジタル信号を複数の帯域信号に分割し、
帯域分割された各帯域信号毎に信号分析して信号成分を得、
上記信号成分を時間と周波数に関する複数の二次元ブロックに分割し、
上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に情報圧縮パラメータを設定し、
上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に量子化して情報圧縮し、
上記情報圧縮された圧縮データ及び情報圧縮パラメータを記録する圧縮データ記録方法において、
上記帯域分割された少なくとも一つの帯域では、信号成分が時間軸上の信号成分であるモードと信号成分が周波数軸上の信号成分であるモードとを持ち、
上記信号成分が時間軸上の信号成分であるモードと信号成分が周波数軸上の信号成分であるモードを持つ帯域において、
上記分割する手段で用いる上記二次元ブロックの時間軸上の長さに応じて上記モードを選択し、上記分割する手段で用いる上記二次元ブロックの時間軸上の長さが短い場合に、上記信号成分が時間軸上の信号成分であるモードを選択する
ことを特徴とする圧縮データ記録方法。

【請求項５】
１種類のサンプリング周波数で複数のビットレートモードに対応する圧縮データ再生方法であって、
ディジタル信号を複数の帯域信号に分割し、帯域分割された各帯域信号毎に信号分析して信号成分を得、上記信号成分を時間と周波数に関する複数の二次元ブロックに分割し、上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に情報圧縮パラメータを設定し、上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に量子化して情報圧縮することにより生成された情報圧縮データと上記情報圧縮パラメータを受け取り、

上記時間と周波数に関する複数の二次元ブロック内の信号成分から複数の帯域信号を得、それらを合成して元信号を復元するとともに、
上記帯域分割された少なくとも一つの帯域では、信号成分が時間軸上の信号成分であり、上記信号成分が時間軸上の信号成分である帯域は、高い周波数の帯域である
ことを特徴とする圧縮データ再生方法。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【産業上の利用分野】

本発明は、ディジタルオーディオ信号等をビット圧縮した圧縮データの記録再生装置及び方法、並びに圧縮データ再生方法に関し、特に、複数のビットレートの圧縮モードで記録するような圧縮データの記録再生装置及び方法、並びに圧縮データ再生方法に関する。

【０００２】

【従来の技術】

本件出願人は、先に、入力されたデジタルオーデイオ信号をビツト圧縮し、所定のデータ量を記録単位としてバースト的に記録するような技術を、例えば特願平２－２２１３６４号、特願平２－２２１３６５号、特願平２－２２２８２１号、特願平２－２２２８２３号の各明細書及び図面等において提案している。

【０００３】

この技術は、記録媒体として光磁気デイスクを用い、いわゆるＣＤ－Ｉ（ＣＤ－インタラクテイブ）やＣＤ－ＲＯＭ　ＸＡのオーデイオデータフオーマツトに規定されているＡＤ（適応差分）ＰＣＭオーデイオデータを記録再生するものであり、このＡＤＰＣＭ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、光磁気デイスクにバースト的に記録している。

【０００４】

この光磁気デイスクを用いた記録再生装置におけるＡＤＰＣＭオーデイオ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、デジタルオーデイオデータが略々１／４に圧縮され、このレベルＢのモードで記録されたデイスクの再生時間（プレイタイム）は、標準的なＣＤフオーマツト（ＣＤ－ＤＡフオーマツト）の場合の４倍となる。これは、より小型のデイスクで標準１２ｃｍ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。

【０００５】

ただし、デイ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イオ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ツクを走査（トラツキング）する際に、１回転毎に元のトラツク位置に戻るようなトラツクジヤンプを行って、同じトラツクを４回ずつ繰り返しトラツ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。

【０００６】

さらに将来的には、半導体メモリを記録媒体として用いることが考えられており、圧縮効率をさらに高めるためには、追加のビツト圧縮が行われる事が望ましい。具体的には、いわゆるＩＣカードを用いてオーデイオ信号を記録再生するようなものであり、このＩＣカードに対して、ビツト圧縮処理された圧縮データを記録し、再生する。

【０００７】

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、また高価であることが考えられる。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イ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。

【０００８】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、オーデイオ信号の記録再生に際しては、多種多様な用途に対して、必要な帯域幅、雑音対信号特性が異なっている。例えば高音質のオーデイオを必要とする場合には、帯域幅は１５ｋＨｚから２０ｋＨｚが要求され、信号対雑音特性も良いことが必要である。これを達成するためのビツトレートは割合高くても許容される。通常２５６ｋｂｐｓから６４ｋｂｐｓ／チヤネル位のビツトレートとなる。これに対して音声信号を主に取り扱う場合には帯域幅は５ｋＨｚから７ｋＨｚでよく、信号対雑音特性もそれほど高い必要はない。しかしできるだけ記録再生時間を長くするために、ビツトレートは６４ｋｂｐｓから数ｋｂｐｓくらいに下げることが要求される。このような要求水準の異なる複数の用途に対して満足でき、できるだけ経済的な負担を小さくした記録再生装置の提供を行なうことが必要である。しかし帯域幅の違う複数のモードを持たせようとすると、今までは複数のサンプリング周波数をサポートせざるをえず、サンプリング周波数信号発生回路の複雑化、ハードウエア規模の増大が避けられなかった。また各モードのサンプリング周波数が異なる場合には、各モード間の情報移動が困難であり、大容量光磁気デイスク上の高ビツトレートモード情報を小容量ＩＣカードに低ビツトレートモードで書き込みを行ないたい時には、一度圧縮モードを完全に解いて時間軸上信号に戻し、それから再び低情報ビツレートモードで圧縮処理をする必要があったため、処理演算量が大きくてリアルタイムには難しかった。

【０００９】

次に、ビツトレートの低いモードになるにしたがって、使えるビツト量の減少から音質の低下が起こる。帯域幅を狭めた場合、圧縮のための周波数分割幅が、周波数にかかわらず一定の場合には、２０ｋＨｚ帯域を３２分割したくらいでは低域の臨界帯域幅１００Ｈｚにたいして分割帯域幅が７００Ｈｚくらいと大変広いものになり、中低域のほとんどで臨界帯域よりも広くなってしまい、圧縮効率の低下が著しい。またビツトレートを低くしたときには、高能率符号のメイン情報とサブ情報の内、片方にのみ片寄ったビツト量削減を行うと、音質の劣化が著しいものとなる。このためメイン情報のみの削減ではなく、サブ情報の削減を行う必要が生じる。

【００１０】

本発明の目的は、このような実情に鑑みてなされたものであり、複数のビツトレートモードを持たせたいとき、サンプリング周波数信号発生回路の複雑化、ハードウエア規模の増大を防ぐことにある。また他の目的は、上記光磁気デイスク又は光デイスクなどの記録媒体からのビツト圧縮データを上記ＩＣカードなどの他の記録媒体にダビングする場合、もしくは、上記ＩＣカードなどの他の記録媒体からビツト圧縮データを再生する場合に少ない演算量で行なう事が可能な圧縮データ記録装置及び方法、圧縮データ再生方法、記録媒体を提供することにある。更に他の目的は、サブ情報の数を必要最低限に抑え、低ビツトレートモードでの音質低下をできるだけ防止することにある。

【００１１】

【課題を解決するための手段】

本発明に係る圧縮データ記録装置は、上述の課題を解決するために、１種類のサンプリング周波数で複数のビットレートモードに対応する圧縮データ記録装置であって、ディジタル信号を複数の帯域信号に分割する手段と、帯域分割された各帯域信号毎に信号分析して信号成分を得る手段と、上記信号成分を時間と周波数に関する複数の二次元ブロックに分

割する手段と、上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に情報圧縮パラメータを設定する手段と、上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に量予化して情報圧縮する手段と、上記情報圧縮された圧縮データ及び情報圧縮パラメータを記録する手段とを具備し、上記信号成分を得る手段は、上記帯域分割された少なくとも一つの帯域では信号成分が時間軸上の信号成分であり、上記信号成分が時間軸上の信号成分である帯域は、高い周波数の帯域であることを特徴とする。

また、本発明に係る圧縮データ記録装置は、上述の課題を解決するために、１種類のサンプリング周波数で複数のビットレートモードに対応する圧縮データ記録装置であって、ディジタル信号を複数の帯域信号に分割する手段と、帯域分割された各帯域信号毎に信号分析して信号成分を得る手段と、上記信号成分を時間と周波数に関する複数の二次元ブロックで分割する手段と、上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に情報圧縮パラメータを設定する手段と、上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に量子化して情報圧縮する手段と、上記情報圧縮された圧縮データ及び上記情報圧縮パラメータを記録する手段とを具備し、上記信号成分を得る手段は、上記帯域分割された少なくとも一つの帯域では、信号成分が時間軸上の信号成分であるモードと信号成分が周波数軸上の信号成分であるモードを持ち、上記信号成分が時間軸上の信号成分であるモードと信号成分が周波数軸上の信号成分であるモードを持つ帯域において、上記信号成分を得る手段は、上記分割する手段で用いる上記二次元ブロックの時間軸上の長さに応じて上記モードを選択し、上記分割する手段で用いる上記二次元ブロックの時間軸上の長さが短い場合に、上記信号成分が時間軸上の信号成分であるモードを選択することを特徴とする。

また、本発明に係る圧縮データ記録方法は、上述の課題を解決するために、１種類のサンプリング周波数で複数のビットレートモードに対応する圧縮データ記録方法において、ディジタル信号を複数の帯域信号に分割し、帯域分割された各帯域信号毎に信号分析して信号成分を得、上記信号成分を時間と周波数に関する複数の二次元ブロックに分割し、上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に情報圧縮パラメータを設定し、上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に量子化して情報圧縮し、上記情報圧縮された圧縮データ及び情報圧縮パラメータを記録するとともに、上記帯域分割された少なくとも一つの帯域では、信号成分が時間軸上の信号成分であり、上記信号成分が時間軸上の信号成分である帯域は、高い周波数の帯域であることを特徴とする。

また、本発明に係る圧縮データ記録方法は、上述の課題を解決するために、１種類のサンプリング周波数で複数のビットレートモードに対応する圧縮データ記録方法において、ディジタル信号を複数の帯域信号に分割し、帯域分割された各帯域信号毎に信号分析して信号成分を得、上記信号成分を時間と周波数に関する複数の二次元ブロックに分割し、上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に情報圧縮パラメータを設定し、上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に量子化して情報圧縮し、上記情報圧縮された圧縮データ及び情報圧縮パラメータを記録する圧縮データ記録方法において、上記帯域分割された少なくとも一つの帯域では、信号成分が時間軸上の信号成分であるモードと信号成分が周波数軸上の信号成分であるモードとを持ち、上記信号成分が時間軸上の信号成分であるモードと信号成分が周波数軸上の信号成分であるモードを持つ帯域において、上記分割する手段で用いる上記二次元ブロックの時間軸上の長さに応じて上記モードを選択し、上記分割する手段で用いる上記二次元ブロックの時間軸上の長さが短い場合に、上記信号成分が時間軸上の信号成分であるモードを選択することを特徴とする。

また、本発明に係る圧縮データ再生方法は、上述の課題を解決するために、１種類のサンプリング周波数で複数のビットレートモードに対応する圧縮データ再生方法であって、ディジタル信号を複数の帯域信号に分割し、帯域分割された各帯域信号毎に信号分析して信号成分を得、上記信号成分を時間と周波数に関する複数の二次元ブロックに分割し、上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に情報圧縮パラメータを設定し、上記時間と周波数に関する二次元ブロック毎に量子化して情報圧縮することにより生成された情報圧縮データと上記情報圧縮パラメータを受け取り、上記時間と周波数に関する複数の二次元ブロック内の信号成分から複数の帯域信号を得、それらを合成して元信号を復元するとともに

、上記帯域分割された少なくとも一つの帯域では、信号成分が時間軸上の信号成分であり、上記信号成分が時間軸上の信号成分である帯域は、高い周波数の帯域であることを特徴とする。

【００１２】

また、各モードのサンプリング周波数が異なる場合には困難であった、各モード間の情報移動が簡便に行なえ、例えば、大容量光磁気デイスク上の高ビツトレートモード情報を小容量ＩＣカードに低ビツレートモードで書き込みを行ないたい時には、圧縮モードを完全に解いて時間軸上信号に戻す必要はなく、追加の処理だけで低ビツレートモード圧縮処理をえることができ、処理演算量の増大は最小限で抑えられリアルタイム処理も可能となる。さらに低ビツトレートモードから少なくともそれより高いビツトレートモードへ変換する場合にはフォーマツト変換、要するに符号化データの並び変えを行うだけで変換することが出来る。

【００１３】

本発明では、低ビツトレートモードになるほど、時間軸方向あるいは周波数軸方向で隣接する複数のブロツクフローテイングのためのブロツク及び又は量子化雑音発生ブロツクにおいて、サブ情報を共通化して表現することで、ブロツクフローテイングのためのブロツク及び又は量子化雑音発生ブロツク毎に必要となるいわゆるスケールフアクタ、ワードレングスなどのサブ情報量を削減している。

【００１４】

一般に音響信号は時間軸方向、周波数軸方向共に高い相関を持っているので、上記ブロツクフローテイングのためのブロツク及び又は量子化雑音発生ブロツクを共通化しても音質への影響は少なく、時間的に非定常な信号の場合には直交変換ブロツクサイズを可変にすることで圧縮効率の低下を防いでいる。さらに、直交変換ブロツクサイズに応じて、共通化するべきサブ情報のグループを変えることにより、直交変換ブロツクサイズが変化し、ブロツクフローテイングのためのブロツク及び又は量子化雑音発生ブロツクの構成が変化しても最適な共通化を行う。削減されたサブ情報分のビツトはメイン情報へと追加することできる。

【００１５】

また、非定常的な信号入力時において、周波数分解能より時間分解能を高めたい場合、直交変換処理をやめ、時間軸上の信号を直接符号化するもしくは帯域分割フイルタで帯域を分割して、その帯域分割フイルタ出力を直接符号化することにより、必要以上の処理演算量を削減し、いわゆる変換符号化で非定常的な信号入力時に問題となるいわゆるプリエコーの発生による音質劣化を緩和する。

【００１６】

また、全てのモードにおいて、量子化雑音のコントロールの為の周波数分割幅が、周波数にかかわらず一定の場合には、２０ｋＨｚ帯域を３２分割したくらいでは低域の臨界帯域幅１００Ｈｚに対して７００Ｈｚくらいと大変広いものになり、中低域で臨界帯域よりも狭くなってしまい、効率の低下が著しい。本発明では、量子化雑音のコントロールの為の周波数分割幅を、臨界帯域幅に近くなるように少なくともほとんどの周波数分割帯域で周波数が高くなるほど広くなるように選定する。

【００１７】

上記光磁気デイスクなどの記録媒体からのビツト圧縮データを上記ＩＣカードなどの他の記録媒体にダビングする場合、少なくとも完全にビツト伸張をおこなってしまわず、そのままもしくは追加圧縮処理を行なってダビングする。

【００１８】

【作用】

本発明によれば、１種類のサンプリング周波数を用いることによって、複数のサンプリング周波数をもった場合に起こるサンプリング周波数信号発生回路の複雑化、ハードウエア規模の増大を防ぐことができる。また、ビツトレートの異なるビツトレートモード間での情報移動がサンプリング周波数変換などの複雑な操作無しで簡便に行なえ、大容量光磁気

デイスク上の高ビツトレートモード情報を小容量ＩＣカードに低ビツトレートモードで書き込みを行ないたい時には、追加の処理だけで低ビツトレートモード圧縮データを得ることができ、処理演算量の増大は最小限で抑えられリアルタイム処理も可能となる。また本発明によれば、相関の高いサブ情報を共通化して表現することにより、サブ情報量の削減が行え、サブ情報削減分のビツト数をメイン情報に割り振ることで、圧縮効率を上げ、ビツトレートの低いモードでの音質の低下を防ぐことができる。さらに、非定常信号入力時に必要以上の直交変換処理を省略することで、いわゆるプリエコーによる音質劣化を緩和する。

【００１９】

【実施例】

先ず図１は、本発明に係る圧縮データ記録及び又は再生装置の一実施例の概略構成を示すブロツク回路図である。この図１の記録再生装置は、一の記録媒体である光磁気デイスク１の記録再生ユニツトと、他の記録媒体であるＩＣカード２の記録ユニツトとの２つのユニツトを１つのシステムに組んで構成されている。この光磁気デイスク記録再生ユニツト側の再生系で再生された信号を前記ＩＣカード記録ユニツトで記録する際には、前記再生系の光磁気デイスク１より光学ヘツド５３にて読み取られ、デコーダ７１に送られてＥＦＭ復調やデインターリーブ処理や誤り訂正処理等が施された再生圧縮データ（ＡＴＣオーデイオデータ）が、前記ＩＣカード記録ユニツトのメモリ８５に送られ、このメモリ８５に対してエントロピ符号化等の追加処理を行う追加圧縮器８４による可変ビツトレート符号化処理窓の追加処理が施され、ＩＣカードインターフエース回路８６を介してＩＣカード２に記録される。このように、再生された圧縮データは、ＡＴＣデコーダ７３による伸張処理を受ける前の圧縮状態のままで記録系に送られ、ＩＣカード２に記録される。

【００２０】

ところで、通常の（オーデイオ聴取のための）再生時には、記録媒体（光磁気デイスク１）から間歇的あるいはバースト的に所定データ量単位（例えば３２セクタ＋数セクタ）で圧縮データを読み出し、これを伸張して連続的なオーデイオ信号に変換しているが、前記いわゆるダビング時には、媒体上の圧縮データを連続的に読み取って記録系に送って記録している。これによって、データ圧縮率に応じた高速の（短時間の）ダビングが行える。

【００２１】

以下、図１の具体的な構成について詳細に説明する。図１に示す圧縮データ記録及び又は再生装置の光磁気デイスク記録再生ユニツトにおいて、先ず記録媒体としては、スピンドルモータ５１により回転駆動される光磁気デイスク１が用いられる。光磁気デイスク１に対するデータの記録時には、例えば光学ヘツド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ツド５４により印加することによって、いわゆる磁界変調記録を行い、光磁気デイスク１の記録トラツクに沿ってデータを記録する。また再生時には、光磁気デイスク１の記録トラツクを光学ヘツド５３によりレーザ光でトレースして磁気光学的に再生を行う。

【００２２】

以下、前記記録再生機を主として説明する。光学ヘツド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、偏光ビームスプリツタ、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オトデイテクタ等から構成されている。この光学ヘツド５３は、光磁気デイスク１を介して前記磁気ヘツド５４と対向する位置に設けられている。光磁気デイスク１にデータを記録するときには、後述する記録系のヘツド駆動回路６６により磁気ヘツド５４を駆動して記録データに応じた変調磁界を印加すると共に、光学ヘツド５３により光磁気デイスク１の目的トラツクにレーザ光を照射することによって、磁界変調方式により熱磁気記録を行う。またこの光学ヘツド５３は、目的トラツ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、例えばいわゆるプツシユプル法によりトラツキングエラーを検出する。光磁気デイスク１からデータを再生するとき、光学ヘツド５３は前記フォーカスエラーやトラツキングエラーを検出すると同時に、レーザ光の目的トラツクからの

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。

【００２３】

光学ヘツド５３の出力は、ＲＦ回路５５に供給される。このＲＦ回路５５は、光学ヘツド５３の出力から前記フォーカスエラー信号やトラツキングエラー信号を抽出してサーボ制御回路５６に供給するとともに、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やトラツ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、スレツドサーボ制御回路等から構成される。前記フォーカスサーボ制御回路は、前記フォーカスエラー信号がゼロになるように、光学ヘツド５３の光学系のフォーカス制御を行う。また前記トラツキングサーボ制御回路は、前記トラツキングエラー信号がゼロになるように光学ヘツド５３の光学系のトラツキング制御を行う。さらに前記スピンドルモータサーボ制御回路は、光磁気デイスク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、前記スレツ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イスク１の目的トラツク位置に光学ヘツド５３及び磁気ヘツド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。

【００２４】

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７は、光磁気デイスク１の記録トラツクからヘツダータイムやサブコードのＱデータ等により再生されるセクタ単位のアドレス情報に基づいて、光学ヘツド５３及び磁気ヘツド５４がトレースしている前記記録トラツ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、キー入力操作部５８により切換選択された後述するＡＴＣ（Ａｄａｐｔｉｖｅ　Ｔｒａｎｓｆｏｒｍ　Ｃｏｄｉｎｇ）　エンコーダ６３でのビツト圧縮モード情報や、ＲＦ回路５５から後述する再生系を介して得られる再生データ内のビツト圧縮モード情報に基づいて、このビツト圧縮モードを表示部５９に表示させると共に、該ビツト圧縮モードにおけるデータ圧縮率と前記記録トラツ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。

【００２５】

この再生時間表示は、光磁気デイスク１の記録トラツクからいわゆるヘツダータイムやいわゆるサブコードＱデータ等により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、前記ビツト圧縮モードにおける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９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ツクに予め絶対時間情報が記録されている（プリフオーマツトされている）場合に、このプリフォーマツ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。

【００２６】

次にこのデイスク記録再生装置の記録再生機の記録系において、入力端子６０からのアナログオーデイオ入力信号ＡＩＮがローパスフイルタ６１を介してＡ／Ｄ変換器６２に供給され、このＡ／Ｄ変換器６２は前記アナログオーデイオ入力信号ＡＩＮを量子化する。Ａ／Ｄ変換器６２から得られたデジタルオーデイオ信号は、ＡＴＣエンコーダ６３に供給される。また、入力端子６７からのデジタルオーデイオ入力信号ＤＩＮがデジタル入力インターフエース回路６８を介してＡＴＣエンコーダ６３に供給される。ＡＴＣエンコーダ６３は、前記入力信号ＡＩＮを前記Ａ／Ｄ変換器６２により量子化した所定転送速度のデジタルオーデイオＰＣＭデータについて、後述するＡＴＣ方式における各種モードに対応するビツト圧縮（データ圧縮）処理を行うもので、前記システムコントローラ５７により動作モードが指定されるようになっている。例えばＢモードでは、サンプリング周波数が４

４．１ｋＨｚでビツトレートが６４ｋｂｐｓの圧縮データ（ＡＴＣデータ）とされ、メモリ６４に供給される。このＢモードのステレオモードでのデータ転送速度は、前記標準のＣＤ－ＤＡのフォーマツトのデータ転送速度（７５セクタ／秒）の１／８（９．３７５セクタ／秒）に低減されている。

【００２７】

ここで図１の実施例においては、Ａ／Ｄ変換器６２のサンプリング周波数が例えば前記標準的なＣＤ－ＤＡフォーマツトのサンプリング周波数である４４．１ｋＨｚに固定されており、ＡＴＣエンコーダ１３においてもサンプリング周波数は維持され、ビツト圧縮処理が施されるようなものを想定している。この時低ビツトレートモードになるほど、信号通過帯域は狭くして行くので、それに応じてローパスフイルタ６１のカツトオフ周波数も切換制御する。すなわち、前記圧縮モードに応じてＡ／Ｄ変換器６２のローパスフイルタ６１のカツトオフ周波数を同時に切換制御するようにすればよい。

【００２８】

次にメモリ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から供給されるＡＴＣデータを一時的に記憶しておき、必要に応じてデイスク上に記録するためのバツフアメモリとして用いられている。すなわち、例えば前記Ｂモードのステレオのモードにおいて、ＡＴＣエンコーダ６３から供給される圧縮オーデイオデータは、そのデータ転送速度が、標準的なＣＤ－ＤＡフォーマツトのデータ転送速度（７５セクタ／秒）の１／８、すなわち９．３７５セクタ／秒に低減されており、この圧縮データがメモリ６４に連続的に書き込まれる。この圧縮データ（ＡＴＣデータ）は、前述したように８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８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。

【００２９】

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フォーマツ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、前記ビツト圧縮レートに応じた９．３７５（＝７５／８）セクタ／秒の低い転送速度で連続的に書き込まれたＢモードでステレオモードのＡＴＣオーデイオデータが、記録データとして前記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、前記９．３７５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前記標準的な７５セクタ／秒となっている。従って、デイスク回転速度が標準的なＣＤ－ＤＡフォーマツトと同じ速度（一定線速度）のとき、該ＣＤ－ＤＡフォーマツトと同じ記録密度、記憶パターンの記録が行われることになる。

【００３０】

メモリ６４から前記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オーデイ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。

【００３１】

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（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による符号化処理の施された記録データが磁気ヘツド駆動回路６６に供給される。この磁気ヘツド駆動回路６６は、磁気ヘツド５４が接続されており、前記記録データに応じた変調磁界を光磁気デイスク１に印加するように磁気ヘツド５４を駆動する。

【００３２】
また、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ともに、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前記記録データを光磁気デイスク１の記録トラツ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前記記録データの記録位置を管理して、光磁気デイスク１の記録トラツ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。
【００３３】
次に、この光磁気デイスク記録再生ユニツト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イスク１の記録トラツ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、光学ヘツド５３によって光磁気デイスク１の記録トラツ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がＲＦ回路５５により２値化されて供給されるデコーダ７１を備えている。この時光磁気デイスクのみではなく、コンパクトデイスクと同じ再生専用光デイスクの読み出しも行なうことができる。
【００３４】
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値化された再生出力について、エラー訂正のための上述の如き復号化処理やＥＦＭ復号化処理などの処理を行い上述のＢモードのステレオモードＡＴＣオーデイオデータを、該Ｂモードのステレオモードにおける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。
【００３５】
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、前記７５セクタ／秒の転送速度でバースト的に書き込まれた前記再生データがＢモードのステレオモードの正規の９．３７５セクタ／秒の転送速度で連続的に読み出される。
【００３６】
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ともに、メモリ７２から前記再生データを前記９．３７５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ともに、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前記再生データを光磁気デイスク１の記録トラツ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前記再生データの再生位置を管理して、光磁気デイスク１もしくは光デイスク１の記録トラツ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。
【００３７】
メモリ７２から９．３７５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として得られるＢモードのステレオモードＡＴＣオーデイオデータは、ＡＴＣデコーダ７３に供給される。このＡＴＣデコーダ７３は、前記記録系のＡＴＣエンコーダ６３に対応するもので、システムコントローラ５７により動作モードが指定されて、例えば前記Ｂモードのステレオモードデータを８倍にデータ伸張（ビツト伸張）することで１６ビツトのデジタルオーデイオデータを再生する。このＡＴＣデコーダ７３からのデジタルオーデイオデータは、Ｄ／Ａ変換器７４に供給される。
【００３８】
Ｄ／Ａ変換器７４は、ＡＴＣデコーダ７３から供給されるデジタルオーデイオデータをアナログ信号に変換して、アナログオーデイオ出力信号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イオ信号ＡＯＵＴ　は、ローパスフイルタ７５を介して出力端子７６から出力される。

次に、この圧縮データ記録及び又は再生装置の前記ＩＣカード記録ユニツトについて説明する。入力端子８１からのアナログオーデイオ入力信号ＡＩＮがローパスフイルタ８２を介してＡ／Ｄ変換器８３に供給されて量子化される。Ａ／Ｄ変換器６２から得られたデジタルオーデイオ信号は、可変ビツトレート符号化器の一種であるいわゆるエントロピ符号化等を行う追加圧縮器８４に送られてエントロピ符号化等の処理をされる。この処理は、メモリ８５に対するデータの読み書きを伴いながら実行される。エントロピ符号化等を行う追加圧縮器８４からの可変ビツトレート圧縮符号化されたデータは、ＩＣカードインターフエース回路８６を介してＩＣカード２に記録される。勿論、本発明においては、エントロピ符号等の可変ビツトレート圧縮は行なわないが、直交変換サイズを大きくしたり、サブ情報を持つ周波数軸上のブロツクフローテイングの為のブロツク及び又は量子化雑音発生ブロツクの周波数幅を広げることで、より低いビツトレートの定ビツトレートでの記録を行っても良い。

【００３９】

ここで、前記光磁気デイスク記録再生ユニツトの再生系のデコーダ７１からの圧縮データ（ＡＴＣデータ）が、伸張されずにそのまま前記ＩＣカード記録ユニツトのメモリ８５に送られるようになっている。このデータ転送は、いわゆる高速ダビング時にシステムコントローラ５７がメモリ８５等を制御することによって行われる。なお、メモリ７２からの圧縮データをメモリ８５に送るようにしてもよい。ビツトレートモードを変えて、ビツトレートをさげて光磁気デイスクもしくは光デイスクからＩＣカードに記録することは、記録容量当たりの価格が高いＩＣカードへの記録に適している。このことはビツトレートモードの如何に拘わらずサンプリング周波数が同一であることが不必要なサンプリング周波数変換を伴わず、好都合となる。実際の追加圧縮は追加圧縮器８４で行なうこととなる。

【００４０】

次に、いわゆる高速デジタルダビング動作について説明する。先ず、いわゆる高速デジタルダビング時には、キー入力操作部８のダビング操作キー等を操作することにより、システムコントローラ７が所定の高速ダビング制御処理動作を実行する。具体的には、前記デコーダ７１からの圧縮データをそのままＩＣカード記録系のメモリ８５に送り、エントロピ符号化等を行う追加圧縮器８４により可変ビツトレート符号化を施して、ＩＣカードインターフエース回路８６を介してＩＣカード２に記録する。ここで、光磁気デイスク１に例えば前記Ｂモードのステレオモードデータが記録されている場合には、デコーダ７１からは８倍の圧縮データが連続的に読み出されることになる。

【００４１】

従って、前記高速ダビング時には、光磁気デイスク１から実時間で８倍（前記Ｂモードのステレオモードの場合）の時間に相当する圧縮データが連続して得られることになり、これがそのままエントロピ符号化や低ビツトレートの一定ビツトレート化されてＩＣカード２に記録されるから、８倍の高速ダビングが実現できる。なお圧縮モードが異なればダビング速度の倍率も異なってくる。また、圧縮の倍率以上の高速でダビングを行わせるようにしてもよい。この場合には、光磁気デイスク１を定常速度の何倍かの速度で高速回転駆動する。

【００４２】

ところで前記光磁気デイスク１には、図２に示すように、一定ビツトレートでビツト圧縮符号化されたデータが記録されると同時に、該データを追加圧縮伸張ブロツク３で可変ビツト圧縮符号化した際のデータ量（すなわちＩＣカード２内に記録するために必要とされるデータ記録容量）の情報が記録されている。こうすることによって、例えば光磁気デイスク１に記録されている曲の内、ＩＣカード２に記録可能な曲数や曲の組合せ等を、これらのデータ量情報を読み取ることにより即座に知ることができる。もちろん可変ビツトレートモードではなく、固定ビツトレートのより低ビツトレートモードへの追加圧縮操作を追加圧縮伸張ブロツク８４で行なうこともできる。

【００４３】

また逆に、ＩＣカード２内には、可変ビツトレートでビツト圧縮符号化されたデータのみ

ならず、一定ビツトレートでビツト圧縮符号化したデータのデータ量情報も記録しておくことにより、ＩＣカード２から光磁気デイスク１に曲等のデータを送って記録する際のデータ量を迅速に知ることができる。もちろん、ＩＣカード２内には、可変ビツトレートでビツト圧縮符号化されたデータのみならず、一定ビツトレートでビツト圧縮符号化したデータを記録することもできる。

【００４４】

ここで図３は、前記図１に示す構成の圧縮データ記録及び又は再生装置５の正面外観を示しており、光磁気デイスクまたは光デイスク挿入部６とＩＣカード挿入スロツト７とが設けられている。もちろんデイスクとＩＣカードとは別々のセツトになっていてその間をケーブルで信号伝送するようにしてもよい。

次に高能率圧縮符号化について詳述する。すなわち、オーデイオＰＣＭ信号等の入力デジタル信号を、帯域分割符号化（ＳＢＣ）、適応変換符号化（ＡＴＣ）及び適応ビツ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４以降を参照しながら説明する。

【００４５】

図４に示す具体的な高能率符号化装置では、まず、入力デ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帯域幅を広く選定し、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（クリテイカルバンド）毎に、中高域ではブロツクフローテイグ効率を考慮して臨界帯域幅を細分化した帯域毎に、適応的にビツト割当して符号化している。通常このブロツクが量子化雑音発生ブロツクとなる。さらに、本発明実施例においては、直交変換の前に入力信号に応じて適応的にブロツクサイズ（ブロツク長）を変化させると共に、該ブロツク単位でフローテイング処理を行っている。

【００４６】

すなわち、図４において、入力端子１００には例えばサンプリング周波数が４４．１ｋＨｚの時、０～２２ｋＨｚのオーデイオ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フイルタ等の帯域分割フイルタ１０１により０～１１ｋＨｚ帯域と１１ｋ～２２ｋＨｚ帯域（高域）とに分割され、０～１１ｋＨｚ帯域の信号は同じくいわゆるＱＭＦフイルタ等の帯域分割フイルタ１０２により０～５．５ｋＨｚ帯域（低域）と５．５ｋ～１１ｋＨｚ帯域（中域）とに分割される。帯域分割フイルタ１０１、１０２からの各帯域の信号は直交変換ブロツクサイズ決定回路１０６に送られ、各帯域毎にブロツクサイズが決定される。ここで直交変換ブロツクサイズ決定回路１０６において、ブロツクサイズの長さは例えば１１．６ｍｓの長さを基本とし、これが最大ブロツクサイズとなる。信号が時間的に準定常的である場合には直交変換ブロツクサイズを１１．６ｍｓと最大に選択することによって、周波数分解能を高め、信号が時間的に非定常的である場合には、１１ｋＨｚ以下の帯域では直交変換ブロツクサイズをさらに４分割とし、１１ｋＨｚ以上の帯域では直交変換ブロツクサイズを８分割とすることにより、時間分解能を高める。

【００４７】

ここで上述した入力デ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ＱＭＦフイルターがあり、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には等帯域幅のフイルター分割手法が述べられている。

【００４８】

再び図４において、帯域分割フイルタ１０１及び１０２の出力は各帯域の信号毎にそれぞれ各直交変換回路１０３、１０４、１０５に供給される。同時に前記直交変換サイズ決定回路１０６において決定されたブロツクサイズは各直交変換回路１０３、１０４、１０５

に供給され、前記フイルタ出力はこのブロツクサイズに応じてブロツク化され、直交変換処理される。図５は直交変換ブロツクサイズを示したものであり、低域及び中域では１１．６ｍｓ（ロングモード）か２．９ｍｓ（シヨートモード）のどちらかを選択し、高域では１１．６ｍｓ（ロングモード）か１．４５ｍｓ（シヨートモード）のどちらかを選択する。決定された直交変換ブロツクサイズ情報は端子１１１から取り出され、復号化回路へ送られる。ここで、上述した直交変換としては、例えば、入力オーデイオ信号を所定単位時間（フレーム）でブロツク化し、当該ブロツク毎に高速フーリエ変換（ＦＦＴ）、離散コサイン変換（ＤＣＴ）、変更離散コサイン変換（ＭＤＣＴ）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。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。

【００４９】

ビツト配分算出回路１０７は、前記クリテイカルバンド及びブロツクフローテイ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イカルバンド及びブロツクフローテイ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イカルバンド及びブロツクフローテイ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、各帯域毎に割当ビツト数を求める。適応ビツト割当符号化回路１０８では、前記ビツト配分算出回路１０７で各帯域毎に割り当てられたビツ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している。このようにして符号化されたデータは、出力端子１１０を介して取り出される。

【００５０】

次に、図６は前記ビツト配分算出回路１０７の一具体例の概略構成を示すブロツク回路図である。この図６において、入力端子２１には、前記各直交変換回路１０３、１０４、１０５からの周波数軸上のスペクトルデータが供給されている。

この周波数軸上の入力データは、帯域毎のエネルギ算出回路２２に送られて、前記マスキング量とクリテイカルバンド及びブロツクフローテイングを考慮した各分割帯域のエネルギが、例えば当該帯域内での各振幅値の総和を計算すること等により求められる。この各帯域毎のエネルギの代わりに、振幅値のピーク値、平均値等が用いられることもある。このエネルギ算出回路２２からの出力として、例えば各帯域の総和値のスペクトルを図７にＳＢとして示している。ただし、この図７では、図示を簡略化するため、前記マスキング量とクリテイカルバンド及びブロツクフローテイングを考慮した分割帯域数を１２帯域（Ｂ１ ～Ｂ１２）で表現している。

【００５１】

ここで、前記スペクトル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（コンボリユーシヨン）処理を施す。このため、前記帯域毎のエネルギ算出回路２２の出力すなわち該スペクトルＳＢの各値は、畳込みフイルタ回路２３に送られる。該畳込みフイルタ回路２３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イルタ係数（重み付け関数）を乗算する複数の乗算器（例えば各帯域に対応する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７中点線で示す部分の総和がとられる。なお、前記マスキングとは、人間の聴覚上の特性により、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をいうものであり、このマスキング効果には、時間軸上のオーデイオ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。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あったとしても、このノイズは聞こえないことになる。このため、実際のオーデイオ信号では、このマスキングされる範囲内

のノイズは許容可能なノイズとされる。

【００５２】

ここで、前記畳込みフイルタ回路２３の各乗算器の乗算係数（フイルタ係数）の一具体例を示すと、任意の帯域に対応する乗算器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、前記スペクトル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。

【００５３】

次に、前記畳込みフイルタ回路２３の出力は引算器２４に送られる。該引算器２４は、前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、逆コンボリユーシヨン処理を行うことによって、クリテイカルバンドの各帯域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、前記引算器２４には、前記レベル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前記レベル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２５から供給されているものである。

【００５４】

すなわち、許容ノイズレベルに対応するレベルαは、クリテイカル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（１）式で求めることができる。

α＝Ｓ－（ｎ－ａｉ）　　・・・（１）

この（１）式において、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、（１）式中（ｎ－ａｉ）が許容関数となる。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。

【００５５】

このようにして、前記レベルαが求められ、このデータは、割算器２６に伝送される。当該割算器２６では、前記畳込みされた領域での前記レベルαを逆コンボリユーシヨンするためのものである。したがって、この逆コンボリユーシヨン処理を行うことにより、前記レベルαからマスキングスペクトルが得られるようになる。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、前記逆コンボリユーシヨン処理は、複雑な演算を必要とするが、本実施例では簡略化した割算器２６を用いて逆コンボリユーシヨンを行っている。

【００５６】

次に、前記マスキングスペクトルは、合成回路２７を介して減算器２８に伝送される。ここで、当該減算器２８には、前記帯域毎のエネルギ算出回路２２からの出力、すなわち前述したスペクトルＳＢが、遅延回路２９を介して供給されている。したがって、この減算器２８で前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８に示すように、前記スペクトル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ことになる。

【００５７】

当該減算器２８からの出力は、許容雑音補正回路３０を介し、出力端子３１を介して取り出され、例えば割当てビツ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、前記減算回路２８から許容雑音補正回路３０を介して得られた出力（前記各帯域のエネルギと前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、各帯域毎の割当ビツト数情報を出力する。この割当ビツト数情報が前記適応ビツト割当符号化回路１０８に送られることで、直交変換回路１０３、１０４、１０５からの周波数軸上の各スペクトルデータがそれぞれの帯域毎に割り当てられたビツト数で量子化されるわけである。

【００５８】

すなわち要約すれば、適応ビツト割当符号化回路１０８では、前記マスキング量とクリテ

イカルバンド及びブロツクフローテイングを考慮した各分割帯域のエネルギと前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ツト数で前記各帯域毎のスペクトルデータを量子化することになる。なお、遅延回路２９は前記合成回路２７以前の各回路での遅延量を考慮してエネルギ検出回路２２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。

【００５９】

ところで、上述した合成回路２７での合成の際には、最小可聴カーブ発生回路３２から供給される図９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、前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、符号化が同じであっても例えば再生時の再生ボリユームの違いで異なるものとなるが、現実的なデジタルシステムでは、例えば１６ビツトダイナミツ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９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、前記最小可聴カーブの４ｋＨｚのレベルを、例えば２０ビツト相当の最低レベルに合わせている。また、この図９は、信号スペクトルＳＳも同時に示している。

【００６０】

また、前記許容雑音補正回路３０では、補正情報出力回路３３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、前記減算器２８からの出力における許容雑音レベルを補正している。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９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、前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、前記等ラウドネス曲線を考慮して前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。

【００６１】

ここで、補正情報出力回路３３として、前記符号化回路１８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ツトレート目標値との間の誤差の情報に基づいて、前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、全てのビツト割当単位ブロツクに対して予め一時的な適応ビツト割当を行って得られた総ビツト数が、最終的な符号化出力データのビツトレートによって定まる一定のビツト数（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ツ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ツト数が少ないときには、差のビツト数を各単位ブロツ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ツト数が多いときには、差のビツト数を各単位ブロツクに割り振って削るようにするわけである。

【００６２】

このようなことを行うため、前記総割当ビツト数の前記目標値からの誤差を検出し、この誤差データに応じて補正情報出力回路３３が各割当ビツト数を補正するための補正データを出力する。ここで、前記誤差データがビツト数不足を示す場合は、前記単位ブロツク当たり多くのビツト数が使われることで前記データ量が前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、前記誤差データが、ビット数余りを示すデータとなる場合は、前記単位ブロック当たり少ないビット数で済み、前記データ量が前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、前記補正情報出力回路３３からは、この誤差データに応じて、前記減算器２８からの出力における許容ノイズレベルを、例えば前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前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、前記許容雑音補正回路３０に伝送されることで、前記減算器２８からの許容ノイズレベルが補正されるようになる。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ー、語長を示すワードレングスが得られ、エンコーダーからデコーダーに送られる。

【００６３】

以上に述べたビット配分手法とは異なる次のような有効なビット配分手法について述べる。

適応ビット割当回路の動作を図１０で説明すると、直交変換出力、例えばＭＤＣＴ出力が端子３００に供給されており、このＭＤＣＴ出力は臨界帯域又は高域ではさらに臨界帯域を複数個に分割した帯域、いわゆるブロックフローティングユニット毎に帯域毎のエネルギー算出回路３０１において、分割帯域毎のエネルギーが算出される。この各帯域のエネルギーの代わりに振幅のピーク値、平均値などが用いられることもある。

【００６４】

ところで、今直交変換出力であるＭＤＣＴ係数を表現して伝送又は記録に使えるビット数を、１ｋビット／ブロックとすると、実施例では、その１ｋビットを用いた固定ビット配分パターン３０７を作成する。固定ビット配分のためのビット割当パターンは複数個用意されており、信号性質により、種々の選択をすることが出来る。実施例では、１ｋビットに対応する短い時間のブロックのビット量を、各周波数に分布させた、種々のパターンを持つ。とくに本実施例では、中低域と高域とのビット配分率を違えたパターンを複数個用意している。そして、信号の大きさが、小さいほど、高域への割当量が少ないパターンを選択するようにする。このようにして、小さい信号の時ほど高域の感度が低下するラウドネス効果を生かせる。このときの信号の大きさとしては、全帯域の信号の大きさを使用することも出来るが、さらにはフイルタなどが用いられている、非ブロッキング周波数分割回路の出力、もしくは直交変換出力例えばＭＤＣＴ出力を利用する。また、帯域毎のエネルギーからエネルギー依存のビット配分パターン３０６が決定される。このエネルギー依存のビットパターンは例えば、該帯域のエネルギーが大きいほど、多くのビットが割り当てられるように配分する。

【００６５】

固定ビット配分パターンのビット配分と各帯域毎のスペクトルに依存したビット配分との分割率は、信号スペクトルの滑らかさを表す指標（トーナリテイー）により決定される。本実施例では、スペクトルの滑らかさ算出回路３０２において、信号スペクトルの隣接値間の差の絶対値の和を、信号スペクトルの和で割った値を算出し、この値を指標（トーナリテイー）として用いている。トーナリテイーが決定されるとビット分割率決定回路３０４において、前記分割率が決定される。分割率とは固定ビット配分とエネルギー依存のビット配分との重み付けを変えるための値である。

【００６６】

そして固定ビット配分と帯域毎（臨界帯域、又は高域では臨界帯域をさらに複数個に細分化した帯域）のエネルギーに依存したビット配分の値にそれぞれ前記分割率を乗じて、それら二つの値が加算回路３０８で加えられて、端子３０９から取り出され、量子化及び符号化の際に使用される。

このときのビット割当の様子を図１１（ａ）、図１２（ａ）に示し、これに対応する量子化雑音の様子を図１１（ｂ）、図１２（ｂ）に示す。図１１は、信号のスペクトルが、割合平坦である場合を示しており、多量の固定ビット割当分によるビット割当は、全帯域に渡り大きい信号雑音比を取るために役立つ。しかし低域及び高域では比較的少ないビット

割当が使用されている。これは聴覚的にこの帯域の重要度が小さいためである。同時に若干の信号レベル依存のビット配分を行なう分により、信号の大きさが大きい帯域の雑音レベルが選択的に低下させられる。しかし信号のスペクトルがが割合平坦である場合には、この選択性も割合広い帯域に渡って働くことになる。これに対して図１２に示すように、信号スペクトルが高いトーナリテイーを示す場合には、多量の信号レベル依存のビット配分を行なう分による量子化雑音の低下は極めて狭い帯域の雑音を低減するために使用される。これにより孤立スペクトル入力信号での特性の向上が達成される。同時に若干の固定ビット割当分によるビット配分を行なう分により、広い帯域の雑音レベルが非選択的に低下させられる。

【００６７】

再び、図６において、適応ビット割当符号化回路１０８について説明する。本実施例では、例えば、二種類のビットレートのモードを持ち、例えば、Ａモードを１２８ｋｂｐｓとし、ＢモードはＡモードの半分の６４ｋｂｐｓとする。また、本実施例では二種類のモードに限らず、複数のモードを持つことが可能である。

【００６８】

まず、Ａモードにおける符号化方法について説明する。図１３、図１４はＡモードにおけるブロックフローテイングユニットの分割の一具体例を示している。図１３は直交変換ブロックサイズが１１．６ｍｓの場合であり、図１４は直交変換ブロックサイズが低中域で４分割、高域では８分割されている場合であるが、どちらの場合でも全体のブロックフローテイングユニットの数は同じであり、５２個のユニットに分割されている。さらに帯域分割フイルターの出力である各帯域毎に見ると、低域では２０個、中高域ではそれぞれ１６個のブロックフローテイングユニットがあり、この個数は直交変換ブロックサイズに関係なく決まっているので、直交変換ブロックサイズが帯域毎に独立に変化しても問題はない。例えば、低域だけ１１．６ｍｓを４分割したブロックサイズで、中高域は１１．６ｍｓのブロックサイズである場合、ブロックフローテイングユニットを低域は図１４、中高域は図１３のように分割すれば、ユニット数は全体として５２個となる。適応ビット割当符号化回路には、この５２個のブロックフローテイングユニット毎にスケールファクタ、ワードレングスの情報が与えられており、スペクトルデータは与えられたスケールファクタ及びワードレングスに応じて、量子化され、符号化される。符号化データは端子１１０から取り出され、記録又は伝送される。

【００６９】

次にＢモードの符号化方法について説明する。ＢモードはビットレートがＡモードに対して半分になるため、Ａモードと同じ方法で符号化すると、サブ情報（スケールファクタ、ワードレングス等）の量は変わらず、メイン情報（スペクトルデータ）の量だけ減少することになり、Ａモードに比較すると、全情報量の中のサブ情報の占める割合が増大し、符号化効率が低下する。ビットレートを半減する場合は、メイン情報量だけでなく、サブ情報量も半減、もしくはそれ以下に削減することが望ましい。本実施例においてはＢモードにおけるサブ情報量を、Ａモードに対して半減させるために、時間的に隣接する二つのブロックフローテイングユニット間でサブ情報の値を共通に持つことで、サブ情報量削減を達成している。すなわち、Ａモードにおけるサブ情報量は基本的にブロックフローテイングユニット数と等しいため、５２個／１１．６ｍｓであるが、Ｂモードにおいてはブロックフローテイングユニットの時間軸方向を拡張することになるため、５２個／２３．２ｍｓとなり、同一時間内におけるサブ情報量を比較すると、Ａモードに対して半分の量となっている。図１５、図１６、図１７はＢモードにおけるブロックフローテイングユニットの分割の一具体例を示している。

【００７０】

図１５は時間的に隣接する二つのブロックの直交変換ブロックサイズが共にロングモードの場合を示しており、実線で囲まれている領域が直交変換ブロック、斜線表示されている領域が一つの同一のサブ情報で表される範囲を表している。すなわち、図１３におけるＡモードのブロックフローテイングユニットで、時間的に隣接する二つのブロックフローテ

イングユニツトに設定されるサブ情報を共通化しており、二つの該ブロツクフローテイングユニツトで同一のサブ情報が設定される。周波数軸方向のみで見ると、ブロツクフローテイングユニツトとサブ情報の関係は図１３と全く同じである。

【００７１】

図１６は時間的に隣接する二つのブロツクの直交変換ブロツクサイズが共にシヨートモードの場合を示しており、図１５と同様に実線で囲まれている領域が直交変換ブロツク、斜線表示されている領域が一つの同一のサブ情報で表される範囲を表している。すなわち、図１４におけるＡモードのブロツクフローテイングユニツトで、時間的に隣接する二つのブロツクフローテイングユニツトに設定されるサブ情報を共通化しており、二つの該ブロツクフローテイングユニツトで同一のサブ情報が設定される。周波数軸方向のみで見ると、ブロツクフローテイングユニツトとサブ情報の関係は図１４と全く同じである。

【００７２】

図１７は時間的に隣接する二つのブロツクの直交変換ブロツクサイズが違い、すなわちシヨートモードとロングモードの組合せである場合を示しており、同様に実線で囲まれている領域が直交変換ブロツク、斜線表示されている領域が一つの同一のサブ情報で表される範囲を表している。

直交変換ブロツクサイズがシヨートモードであるブロツク（図１７における０～１１．６ｍｓの中域と１１．６～２３．２ｍｓの低域、高域）については、前記共にシヨートモードの場合（図１６）と同じである。すなわち、図１４におけるＡモードのブロツクフローテイングユニツトで、時間的に隣接する二つのブロツクフローテイングユニツトに設定されるサブ情報を共通化しており、二つの該ブロツクフローテイングユニツトで同一のサブ情報が設定される。周波数軸方向のみで見ると、ブロツクフローテイングユニツトとサブ情報の関係は図１４と全く同じである。

【００７３】

逆に直交変換ブロツクサイズがロングモードであるブロツク（図１７における０～１１．６ｍｓの低域、高域と１１．６～２３．２ｍｓの中域）については、該ブロツク内でブロツクフローテイングユニツトの時間軸方向の分割がなく、時間軸方向で隣接する二つのブロツクフローテイングユニツト間でサブ情報を共通化できないために、例外的に周波数軸方向で隣接する二つのブロツクフローテイングユニツトに設定されるサブ情報を共通化しており、二つの該ブロツクフローテイングユニツトで同一のサブ情報が設定される。時間軸方向のみで見ると、ブロツクフローテイングユニツトとサブ情報の関係は図１３と全く同じである。

【００７４】

このように、Ｂモードにおいてはサブ情報の数をＡモードに比べて半減させるために、時間軸方向あるいは周波数軸方向で隣接する二つのブロツクフローテイングユニツトに設定されるサブ情報を共通化し、二つの該ブロツクフローテイングユニツトで同一のサブ情報を設定することにより、結果的にビツトレート減少に伴うメイン情報の極端な減少を防ぎ、符号化効率を向上させている。

【００７５】

ここで、図１８はＢモードの場合の適応ビツト割当符号化回路の一具合例を示しており、端子４０１には直交変換ブロツクサイズ情報、端子４０２には該二ブロツク分のスペクトルデータ（ＭＤＣＴ係数）がそれぞれ与えられている。

Ａモード用のブロツクフローテイングユニツト分割で各ユニツト毎に設定されたスケールフアクタＡ（４０３）はスケールフアクタの再設定回路４０５において、上述したように共通化すべき二つのブロツクフローテイングユニツトの値がまとめられ、Ｂモード用のスケールフアクタＢが再設定される。通常は二つのスケールフアクタＡの大きい方を選択し、共通のスケールフアクタとする。同様にＡモード用のブロツクフローテイングユニツト分割で各ユニツト毎に設定されたワードレングスＡ（４０４）はワードレングス再設定回路４０６において、Ｂモード用のワードレングスＢが再設定される。ワードレングスの共通化の際には、例えば二つのワードレングスＡの大きい方が選択される。他には二つのワ

ードレングスＡの平均値等の用いても良い。

【００７６】

スケールファクタＡ及びワードレングスＡはそれぞれ二ブロツク分（２３．３ｍｓ）の情報を一単位にして４０５、４０６に送られている。ワードレングス再設定回路４０６において、再設定されたワードレングスは総ビツト数の補正回路４０７において、再設定により生じた総ビツト数の誤差の補正が行われる。再設定されたスケールファクタＢ、ワードレングスＢは共に量子化器４０８及び符号化器４０９に送られ、スペクトルデータの量子化の際に用いられる。量子化及び符号化されたスペクトルデータは符号化データＢとして、端子４１０から取り出される。

【００７７】

ここまで、時系列のＰＣＭ信号を符号化する符号化装置の機能について説明したが、次にＡモードの符号化データからＢモードの符号化データへ変換する場合、及びＢモードの符号化データからＡモードの符号化データへ変換する場合について、図１６の一具体例を参照しながら説明する。

まず、ＡモードからＢモードへの変換する場合は、図１９において、入力端子５０１にはＡモードで符号化された符号化データＡが与えられており、入力端子５０３にはコード化された直交変換ブロツクサイズ情報が与えられている。直交変換ブロツクサイズ情報はコード変換器５０８において、Ａモードの直交変換ブロツクサイズを表すコードからＢモードのそれへと変換され、ビツト配分算出回路５０７へ送られ、また出力端子５１３から取り出される。このコード変換器５０８の機能は、二ブロツク分のコード化されたＡモード直交変換ブロツクサイズ情報をまとめて、Ｂモード用のコードで表現するだけであり、双方の意味する内容に変化はない。前記符号化データＡはＡモードの適応ビツト割当復号化回路５０５に送られ、復号化及び逆量子化されて、スペクトルデータに復元される。得られたスペクトルデータはビツト配分算出回路５０７に送られ、ビツトの割当が行われる。このビツト配分算出回路５０７は前述したビツト配分算出回路１０７と基本的に同じ機能を持つ。ここで、復元されたスペクトルデータはＢモードの適応ビツト割当符号化回路５０６に送られ、前述したＢモードの符号化が行われる。量子化及び符号化された符号化データＢは出力端子５１１から取り出される。このように、ＡモードからＢモードへの変換はＡモードの復号化回路とＢモードの符号化回路を組み合わせた簡単な回路で行うことができ、高速変換が可能である。

【００７８】

次に、ＢモードからＡモードへ変換する場合は、同じく図１９において、入力端子５１２にはＢモードで符号化された符号化データＢが与えられており、入力端子５１４にはコード化された直交変換ブロツクサイズ情報が与えられている。直交変換ブロツクサイズ情報はコード変換器５０９において、Ｂモードの直交変換ブロツクサイズを表すコードからＡモードのそれへと変換され、フォーマツト変換回路５１０へ送られ、また出力端子５０４から取り出される。このコード変換器５０９の機能は、コード変換器５０８と全く逆の動作をするものであり、コード化されたＢモード直交変換ブロツクサイズ情報をＡモード用の二ブロツク分のコードへ分割するだけである。前記符号化データＢはフォーマツト変換回路５１０に送られ、符号化データのまま、直接Ａモードのフォーマツトに変換され、出力端子５０２から取り出される。この場合、二つのモード間で実質的なビツトレートの変化はなく、Ａモードのフォーマツト上ではメイン情報は約半分しか使われていないことになる。また、前記ＡモードからＢモードへの変換のように、復号化して再度ビツト配分をやり直して、符号化する方法も可能であるが、実質的な情報量が増えても、再量子化により音質は劣化する。このように、ＢモードからＡモードへの変換はフォーマツト変換、要するに符号化コードの簡単な並び変えのみの処理を施すだけで良いので、さらなる高速変換が可能である。

【００７９】

次に復号化装置について説明すると、図２０において、入力端子２１０には図４の出力端子１１０から得られる周波数軸上の符号化データが供給されており、この符号化データは

、まず適応ビツト割当の復号化回路２３０に送られて復号処理され、周波数軸上のスペクトルデータに復元される。
入力端子２１１には、前記符号化装置からの直交変換ブロツクサイズ情報が与えられており、各帯域毎の逆直交変換回路２０３、２０４、２０５に供給される。ここで、前記スペクトルデータの内、０～５．５ｋＨｚ帯域のデータは逆直交変換回路２０３、５．５～１１ｋＨｚ帯域のデータは逆直交変換回路２０４、１１～２２ｋＨｚ帯域のデータは逆直交変換回路２０５にそれぞれ送られ、前記直交変換ブロツクサイズ情報に応じて、各帯域毎に逆直交変換処理される。
【００８０】
さらに、前記逆直交変換回路２０４、２０５の出力は帯域合成フイルタ２０２で合成され、前記逆直交変換回路２０３と合成フイルタ２０２に出力は合成フイルタ２０１で合成されて、再生信号となり、出力端子２００より取り出される。
ここまで述べてきた方法は、何れの場合も直交変換出力である例えばＭＤＣＴ係数を符号化するものであったが、高域の直交変換ブロツクサイズがシヨートモードである場合、図１４、図１６、図１７から明らかなように、高域（１１ｋ～２２ｋＨｚ）のブロツクフローテイングユニツトは周波数軸方向に見ると二分割しかされていない。直交変換等で細かな周波数分析をする必要はない。本来、時間軸成分から周波数軸成分への変換を行ういわゆる直交変換は細かな周波数分析を行うための手法であるため、このように細かな周波数分析が必要でない場合は直交変換処理を施さなくてもよい。高域の直交変換ブロツクサイズがシヨートモードの場合、例えば、図２１に示すように、高域のいわゆる中心周波数である１６．５ｋＨｚを境に分割されたブロツクフローテイングユニツトを用いて、符号化処理を行うとすると、高域では直交変換処理をやめ、帯域分割フイルターで該帯域を半分に分割し、分割された時系列信号を直接符号化することも出来る。
【００８１】
高域の直交変換ブロツクサイズがシヨートモードの場合、高域での直交変換をやめ、帯域分割フイルターなどで帯域を分割して符号化する装置及び方法、言い換えると、低中域ではいわゆる適応変換符号化、高域では帯域分割符号化と適応変換符号化を直交変換ブロツクサイズに応じて使い分ける装置及び方法について説明する。この方法は図４の高域の直交変換回路１０３を除けば、基本的には前述の符号化装置及び方法と同じである。
【００８２】
すなわち、図２２において、入力端子６０１には、図４における帯域分割フイルター１０１の出力である１１ｋ～２２ｋＨｚ帯域の高域信号が与えられており、入力端子６０２には、同じく図４の直交変換ブロツクサイズ決定回路１０６で決定された直交変換ブロツクサイズ情報が与えられている。高域の直交変換ブロツクサイズがロングモードの場合は、入力の高域信号は直交変換回路６０４へ送られ、前述のように直交変換処理が施され、以降の処理は前に述べた通りである。高域の直交変換ブロツクサイズがシヨートモードの場合は、入力の高域信号は帯域分割フイルタ６０５へ送られ、１１ｋ～１６．５ｋＨｚ帯域の信号成分と１６．５ｋ～２２ｋＨｚ帯域の信号成分に分割される。この処理の切り替えはスイツチ６０３を直交変換サイズ情報で制御することにより行われる。
【００８３】
直交変換回路６０４で直交変換されたスペクトルデータ又は、帯域分割フイルタ６０５で帯域分割された信号成分は信号成分分割回路６０６へ送られ、図１５又は図１９に示すブロツクフローテイングユニツトの分割に応じて、それぞれのユニツト毎に分割され、ユニツト毎に分割された信号成分は図４の適応ビツト割当符号化回路１０８及びビツト配分算出回路１０７へと送られる。信号成分分割回路６０６においては、高域の直交変換ブロツクサイズがシヨートモードの場合、帯域分割された二つの信号成分は１１．６ｍｓのブロツク内で、それぞれ時間軸方向で８等分されることになる。適応ビツト割当符号化回路１０８では、各ブロツクフローテイングユニツト毎に設定されたスケールフアクタ及びワードレングスに応じて、量子化され、符号化される。
【００８４】

以上、高域での処理に帯域分割符号化を追加した符号化装置及び方法について説明したが、この装置及び方法についても複数の情報ビツトレートモードを持つことが可能であり、例えば、前述のＡモード、Ｂモードに対応させて、１２８ｋｂｐｓをＡ’モード、６４ｋｂｐｓをＢ’モードとする。Ａ’モードの場合は、前述した図２１のブロツクフローテイングユニツトの分割に応じて、量子化及び符号化処理が施され、Ｂ’モードの場合は図２３に示すように、図２１におけるＡモードのブロツクフローテイングユニツトで、時間的に隣接する二つのブロツクフローテイングユニツトに設定されるサブ情報を共通化して、量子化及び符号化処理が施され、いわゆるサブ情報量の削減が達成される。また、例えばＢ’モードの様に情報ビツトレートの低いモードにおいては、前記帯域分割フイルタ６０５で帯域分割分割された信号成分のうち、１１ｋ～１６．５ｋＨｚ帯域の信号成分だけを取りだし、１６．５ｋ～２２ｋＨｚ帯域の信号成分は捨てることにより、信号通過帯域を１６．５ｋＨｚで制限し、圧縮効率を向上させることも可能である。

【００８５】

ＡモードとＡ’モードとの処理及びＢモードとＢ’モードとの処理に相違が生じるのは、高域のブロツクサイズがシヨートモードの場合のみであり、高域のブロツクサイズモードがロングモードの場合と低域及び中域の場合は全く同じである。

次にＡ’モード及びＢ’モードにおける復号化装置について説明する。復号化装置も符号化装置と同様、図２０の高域の逆直交変換回路２０３を除けば、基本的には前述した復号化装置及び方法と基本的には同じである。

【００８６】

すなわち、図２４において、入力端子７０７には図２０における適応ビツト割当復号化回路２０８の出力の一部である復元された高域の各ブロツクフローテイングユニツト毎の信号成分が与えられており、入力端子７０２には図２０の入力端子２１１から得られる直交変換ブロツクサイズ情報が与えられている。高域の直交変換ブロツクサイズがロングモードの場合、各ブロツクフローテイングユニツト毎に分割されているの信号成分は信号成分合成回路７０６において、逆直交変換入力となるスペクトルデータに合成され、前述のように逆直交変換回路７０４で逆直交変換処理が施され、１１ｋ～２２ｋＨｚ帯域の高域信号が得られる。高域の直交変換ブロツクサイズがシヨートモードの場合、各ブロツクフローテイングユニツト毎に分割されているの信号成分は信号成分合成回路７０６において、１１ｋ～１６．５ｋＨｚ帯域の信号成分と１６．５ｋ～２２ｋＨｚ帯域の信号成分とにそれぞれ合成され、帯域合成フイルタ７０５で合成され、１１ｋ～２２ｋＨｚ帯域の高域信号が得られる。さらにスイツチ７０３を直交変換ブロツクサイズ情報で制御することにより、逆直交変換出力あるいは帯域合成フイルタ出力が出力端子７０１から取り出され、図２０の帯域合成フイルタ２０１へと送られる。

【００８７】

次に、異なるモード間の符号化データ変換処理について、Ａ’モードからモードへ変換する場合、及び、ＢモードからＡ’モードへ変換する場合を例にとり、図２５を参照しながら説明する。

Ａ’モードからモードへ変換する場合、入力端子８０１にはＡ’モードで符号化された符号化データＡ’が与えられており、入力端子８０３にはコード化された直交変換ブロツクサイズ情報が与えられている。このとき、高域の直交変換ブロツクサイズはシヨートモードとする。直交変換ブロツクサイズ情報はコード変換器８０１において、Ａ’モードの直交変換ブロツクサイズを表すコードからＢモードのそれへと変換され、ビツト配分算出回路８０９へ送られ、また出力端子８２２から取り出される。このコード変換器８１０の機能は、二ブロツク分のコード化されたＡ’モード直交変換ブロツクサイズ情報をまとめて、Ｂモード用のコードで表現するだけであり、双方の意味する内容に変化はない。

【００８８】

前記符号化データＡ’はＡモードの適応ビツト割当復号化回路５０５に送られ、復号化及び逆量子化されて、低域中域のスペクトルデータ及び高域の信号成分に復元される。得られた高域の信号成分は帯域合成フイルタ８０７で帯域合成され、さらに直交変換回路８０

８で直交変換処理が施されて、高域のスペクトルデータに変換される。得られた低中域のスペクトルデータ及び高域のスペクトルデータはビツト配分算出回路８０９に送られ、ビツトの割当が行われる。このビツト配分算出回路８０９は前述したビツト配分算出回路１０７と基本的に同じ機能を持つ。さらに、低域中域及び高域のスペクトルデータはＢモードの適応ビツト割当符号化回路８０６に送られ、前述したＢモードの符号化が行われる。量子化及び符号化された符号化データＢは出力端子８２０から取り出される。このように、Ａ’モードからモードへの変換は基本的にＡモードからＢモードへの変換と同じであり、高域の直交変換ブロツクサイズがシヨートモードの場合に限り、帯域合成フイルタ及び直交変換処理が追加される。

【００８９】

ＢモードからＡ’モードへ変換する場合は、入力端子８２１にはＢモードで符号化された符号化データＢが与えられており、入力端子８２３にはコード化された直交変換ブロツクサイズ情報が与えられている。このとき、高域の直交変換ブロツクサイズはシヨートモードとする。直交変換ブロツクサイズ情報はコード変換器８１１において、Ｂモードの直交変換ブロツクサイズを表すコードからＡ’モードのそれへと変換され、フォーマツト変換回路８１２及びビツト配分算出８１７へ送られ、また出力端子８０４から取り出される。このコード変換器８１１の機能は、コード変換器８１０と全く逆の動作をするものであり、コード化されたＢモード直交変換ブロツクサイズ情報をＡ’モード用の二ブロツク分のコードへ分割するだけである。前記符号化データＢは分割回路８１４へ送られ、低域中域の符号化データＢと高域の符号化データＢとに分割される。低域中域の符号化データＢはフォーマツト変換回路８１２に送られ、符号化データのまま、直接Ａ’モードのフォーマツトに変換され、合成回路８１３へ送られる。

【００９０】

高域の符号化データＢはＢモードの適応ビツト復号化回路８１６へ送られ、復号化及び逆量子化されて、高域のスペクトルデータに復元される。高域のスペクトルデータは逆直交変換回路８１９及び帯域分割フイルタ８１８を経て、Ａ’モードの適応ビツト符号化回路８１５及びビツト配分算出回路８１７へ送られる。ビツト配分算出回路８１７は基本的にビツト配分算出回路１０７と同じ機能を持ち、ここでは高域のみについてビツト配分が行われ、高域のビツト割当情報すなわちワードレングスがＡ’モードの適応ビツト割当符号化回路８１５へ送られ、量子化及び符号化の際に用いられる。帯域分割フイルタ８１８の出力はＡ’モードの適応ビツト割当符号化回路８１５で量子化及び符号化されて、符号化された高域符号化データＡ’は合成回路８１３へ送られる。低域中域符号化データＡ’と高域符号化データＡ’とは合成回路８１３で合成されて、出力端子８０２から取り出される。このように、ＢモードからＡ’モードへの変換についても基本的にＢモードからＡモードへの変換と同じであり、高域の直交変換ブロツクサイズがシヨートモードの場合に限り、Ｂモードの適応ビツト割当復号化、Ａ’モードの適応ビツト割当符号化、帯域分割フイルタ及び逆直交変換処理が追加される。

【００９１】

なお、本発明は前記実施例のみに限定されるものではなく、例えば、前記一の記録再生媒体と前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ケーブルで結ぶ事も可能である。更に例えば、オーデイオＰＣＭ信号のみならず、デジタル音声（スピーチ）信号やデ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、前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、最小可聴カーブ発生回路３２、合成回路２７が不要となり、前記引算器２４からの出力は、割算器２６で逆コンボリユーシヨンされた後、直ちに減算器２８に伝送されることになる。又ビツト配分手法は多種多様であり、最も簡単には固定のビツト配分もしくは信号の各帯域エネルギーによる簡単なビツト配分もしくは固定分と可変分を組み合わせたビツト配分など使うことができる。また、前述した高域のみ帯域分割符号化を行う手法は、高域のみに限らず、低域及び又は中域にも適応可能であり、帯域分割フイルタ６０５を省略して、例えば１１ｋ～２２ｋＨｚの信号を直接符号化しても良く、さらに帯域分割フイルタを追加し

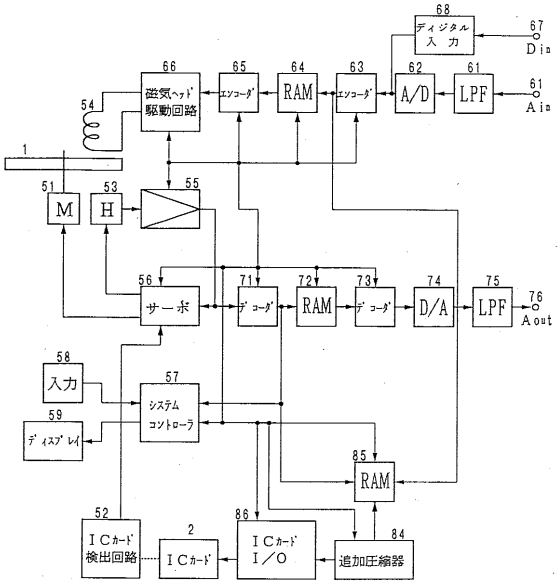
て、帯域をさらに細かくした信号を符号化しても良い。
【００９２】
【発明の効果】
以上の説明からも明らかなように、本発明によれば、複数のモードが持つビツトレートの違いに関わらず、同じサンプリング周波数を用いることによって、複数のサンプリング周波数をもった場合に起こるサンプリング周波数信号発生回路等の複雑化、ハードウエア規模の増大を防ぐことができる。
【００９３】
また、低ビツトレートでの符号化の場合は、時間軸方向で隣接した複数のブロツクフローテイングユニツト、もしくは同一時間ブロツク内の周波数軸方向で隣接した複数のブロツクフローテイングユニツトでいわゆるサブ情報を共通化して、記録又は伝送し、さらに直交変換ブロツクサイズの構成に応じて、サブ情報を共通化するブロツクフローテイングユニツトの組合せを変えることにより、量子化及び符号化効率に与える影響を極力小さくしつつ、サブ情報の量を削減することができ、そのサブ情報の削減分をメイン情報に割り振ることで、量子化及び符号化効率を向上させることが出来る。
【００９４】
また、高ビツトレートモードの圧縮信号をより長時間記録するために低ビツトレートモードに変換して記録したいときには、元の圧縮信号を完全に時間軸の信号に復元する必要がなく、追加の処理だけで異なるモードの圧縮信号をできるので、高速な圧縮信号変換を行うことが出来る。
また、直交変換の不要な帯域の信号について、直交変換処理を完全にやめ、時間軸信号のまま符号化することにより、処理演算量を削減することができると同時に、適応変換符号化で問題となるいわゆるプリエコーの発生を当該帯域で抑制することができ、圧縮による音質劣化を緩和する。
【図面の簡単な説明】
【図１】本発明に係わる圧縮データの記録再生装置の一実施例としての記録再生装置の構成例を示すブロツク回路図である。
【図２】光磁気デイスク１、ＩＣカードの記録内容を示す図である。
【図３】該実施例装置の外観の一例を示す概略正面図である。
【図４】本実施例のオーデイオ高能率符号化手法を実現する符号化装置の一具体例を示すブロツク回路図である。
【図５】本実施例の直交変換ブロツクサイズを説明する図である。
【図６】ビツト配分演算機能の例を示すブロツクダイアグラムである。
【図７】各臨界帯域及びブロツクフローテイ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８】マスキングスペクトルを示す図である。
【図９】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。
【図１０】第２のビツト配分法を示すブロツクダイアグラムである。
【図１１】第２のビツト配分法において、信号スペクトルが平坦なときのノイズスペクトル、及びビツト割当を示す図である。
【図１２】第２のビツト配分法において、信号スペクトルのトーナリテイーが高いときのノイズスペクトル、及びビツト割当を示す図である。
【図１３】Ａモードにおける１１．６ｍｓの処理ブロツク中の臨界帯域及びブロツクフローテイングを考慮した５２分割のブロツクフローテイングユニツトを示す周波数と時間に関する図である（直交変換ブロツクサイズがロングモード）。
【図１４】Ａモードにおける１１．６ｍｓの処理ブロツク中の臨界帯域及びブロツクフローテイングを考慮した５２分割のブロツクフローテイングユニツトを示す周波数と時間に関する図である（直交変換ブロツクサイズがシヨートモード）。
【図１５】Ｂモードにおける２３．２ｍｓの処理ブロツク中の臨界帯域及びブロツクフローテイングを考慮した５２分割／１１．６ｍｓのブロツクフローテイングユニツト、及び

サブ情報をグループ化する領域を示す周波数と時間に関する図である（直交変換ブロツクサイズが共にロングモード）。
【図１６】Ｂモードにおける２３．２ｍｓの処理ブロツク中の臨界帯域及びブロツクフローテイングを考慮した５２分割／１１．６ｍｓのブロツクフローテイングユニツト、及びサブ情報をグループ化する領域を示す周波数と時間に関する図である（直交変換ブロツクサイズが共にシヨートモード）。
【図１７】Ｂモードにおける２３．２ｍｓの処理ブロツク中の臨界帯域及びブロツクフローテイングを考慮した５２分割／１１．６ｍｓのブロツクフローテイングユニツト、及びサブ情報をグループ化する領域を示す周波数と時間に関する図である（直交変換ブロツクサイズがロングモードとシヨートモードの組合せ）。
【図１８】Ｂモードにおける適応ビツト割当符号化回路の一具体例を示すブロツク図である。
【図１９】Ａモードの符号化データとＢモードの符号化データとの相互変換の流れを示すブロツク図である。
【図２０】本実施例のオーデイオ高能率符号化手法を実現する復号化装置の一具体例を示すブロツク回路図である。
【図２１】Ａ’モードにおける１１．６ｍｓの処理ブロツク中の臨界帯域及びブロツクフローテイングを考慮した５２分割のブロツクフローテイングユニツト、及びサブ情報をグループ化する領域を示す周波数と時間に関する図である（直交変換ブロツクサイズがシヨートモード）。
【図２２】高域信号の信号分析を直交変換又は帯域分割フイルタで切り替える手法を実現するブロツク図である。
【図２３】Ｂ’モードにおける２３．２ｍｓの処理ブロツク中の臨界帯域及びブロツクフローテイングを考慮した５２分割／１１．６ｍｓのブロツクフローテイングユニツト、及びサブ情報をグループ化する領域を示す周波数と時間に関する図である（直交変換ブロツクサイズがシヨートモード）。
【図２４】高域信号の信号合成を逆直交変換又は帯域合成フイルタで切り替える手法を実現するブロツク図である。
【図２５】Ａ’モードの符号化データとＢモードの符号化データとの相互変換の流れを示すブロツク図である。
【符号の説明】
１　光磁気デイスク
２　ＩＣカード
３　追加圧縮伸長機能
５　録音再生装置
６　光デイスクスロツト
７　ＩＣカードスロツト
２１　許容雑音レベル算出機能入力端子
２２　帯域毎のエネルギ検出回路
２３　畳込みフイルタ回路
２４　引算器
２５　（ｎ－ａｉ）関数発生回路
２６　割算器
２７　合成回路
２８　減算器
３０　許容雑音補正回路
３１　許容雑音レベル算出機能出力端子
３２　最小可聴カーブ発生回路
３３　補正情報出力回路
５３　光学ヘツド

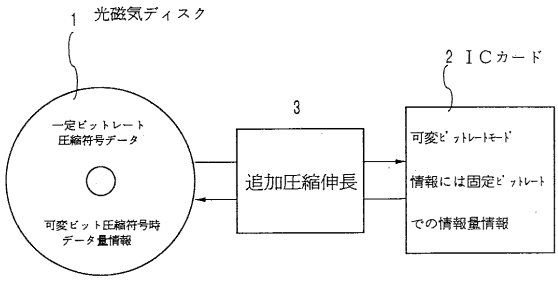
５４　磁気ヘツド
５６　サーボ制御回路
５７　システムコントローラ
６２、８３　Ａ／Ｄ変換器
６３　ＡＴＣエンコーダ
６４、７２、８５　メモリ
６５　エンコーダ
６６　磁気ヘツド駆動回路
７１　デコーダ
７３　ＡＴＣデコーダ
７４　Ｄ／Ａ変換器
１００　音響信号入力端子
１０１、１０２　帯域分割フイルタ
１０３　高域直交変換回路（ＭＤＣＴ）
１０４　中域直交変換回路（ＭＤＣＴ）
１０５　低域直交変換回路（ＭＤＣＴ）
１０６　直交変換ブロツクサイズ決定回路
１０７　ビツト配分算出回路
１０８　適応ビツト割当符号化回路
１１０　符号化出力端子
１１１　直交変換ブロツクサイズ情報出力端子
２００　音響信号出力端子
２０１、２０２　帯域合成フイルター
２０３　高域逆直交変換回路
２０４　中域逆直交変換回路
２０５　低域逆直交変換回路
２０８　適応ビツト割当復号化回路
２１０　符号化データ入力端子
２１１　直交変換ブロツクサイズ情報入力端子
３００　直交変換出力（ＭＤＣＴ係数）入力端子
３０１　帯域毎のエネルギー算出回路
３０２　スペクトルの滑らかさ算出回路
３０４　ビツト分割率決定回路
３０５　使用可能な総ビツト数
３０６　エネルギー依存のビツト配分回路
３０７　固定のビツト配分回路
３０８　ビツトの和演算回路
３０９　各帯域のビツト割当量出力端子
４０１　直交変換ブロツクサイズ情報入力端子
４０２　スペクトルデータ入力端子
４０３　Ａモードで設定されたスケールフアクタＡ
４０４　Ａモードで設定されたワードレングスＡ
４０５　スケールフアクタの再設定回路
４０６　ワードレングスの再設定回路
４０７　総ビツト数補正回路
４０８　量子化器
４０９　符号化器
４１０　符号化データ
５０１　Ａモードの符号化データ入力端子
５０２　Ａモードの符号化データ出力端子

５０３　Ａモード直交変換ブロツクサイズ情報入力端子
５０４　Ａモード直交変換ブロツクサイズ情報出力端子
５０５　Ａモードの適応ビツト割当復号化回路
５０６　Ｂモードの適応ビツト割当符号化回路
５０７　ビツト配分算出回路
５０８　コード変換器
５０９　コード変換器
５１０　フォーマツト変換回路
５１１　Ｂモードの符号化データ出力端子
５１２　Ｂモードの符号化データ入力端子
５１３　直交変換ブロツクサイズ出力端子
５１４　直交変換ブロツクサイズ入力端子
６０１　高域信号入力端子
６０２　直交変換ブロツクサイズ情報入力端子
６０３　処理切替えスイツチ
６０４　直交変換回路
６０５　帯域分割フイルタ
６０６　信号成分分割回路
６０７　高域信号成分出力端子
７０１　高域信号出力端子
７０２　直交変換ブロツクサイズ情報入力端子
７０３　出力切替えスイツチ
７０４　逆直交変換回路
７０５　帯域合成フイルタ
７０６　信号成分合成回路
７０７　高域信号成分入力端子
８０１　Ａ’モードの符号化データ入力端子
８０２　Ａ’モードの符号化データ出力端子
８０３　直交変換ブロツクサイズ情報入力端子
８０４　直交変換ブロツクサイズ情報出力端子
８０５　Ａ’モードの適応ビツト割当復号化回路
８０６　Ｂモードの適応ビツト割当符号化回路
８０７　帯域合成フイルタ
８０８　直交変換回路
８０９　ビツト配分算出回路
８１０　コード変換器
８１１　コード変換器
８１２　フォーマツト変換回路
８１３　合成回路
８１４　分割回路
８１５　Ａ’モードの適応ビツト割当符号化回路
８１６　Ｂモードの適応ビツト割当復号化回路
８１７　ビツト配分算出回路
８１８　帯域分割フイルタ
８１９　逆直交変換回路
８２０　Ｂモードの符号化データ出力端子
８２１　Ｂモードの符号化データ入力端子
８２２　直交変換ブロツクサイズ情報出力端子
８２３　直交変換ブロツクサイズ情報入力端子

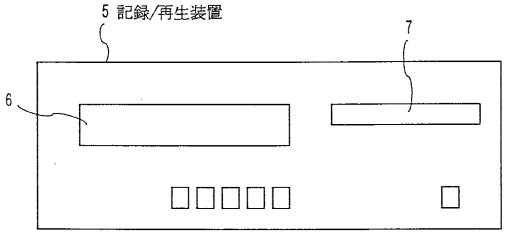
【図１】


68
ディジタル入力
67
Din
66
磁気ヘッド駆動回路
65
エンコーダ
64
RAM
63
エンコーダ
62
A/D
61
LPF
61
Ain
54
1
51
M
53
H
55
56
サーボ
71
デコーダ
72
RAM
73
デコーダ
74
D/A
75
LPF
76
Aout
58
入力
57
システムコントローラ
59
ディスプレイ
85
RAM
52
ICカード検出回路
2
ICカード
86
ICカードI／O
84
追加圧縮器

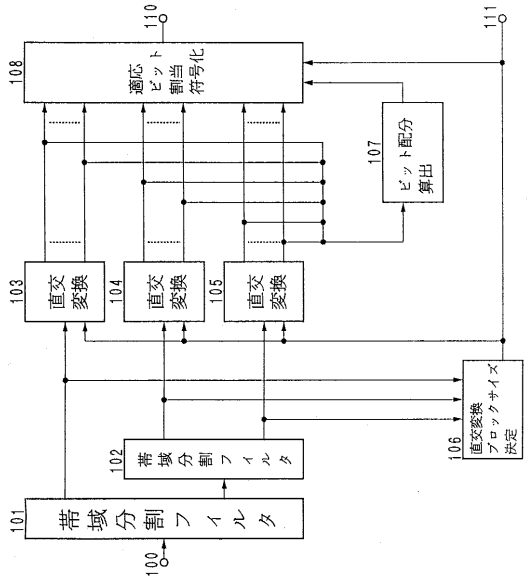
【図２】


1 光磁気ディスク
一定ビットレート圧縮符号データ
可変ビット圧縮符号時データ量情報
3
追加圧縮伸長
2 ICカード
可変ビットレートモード
情報には固定ビットレートでの情報量情報

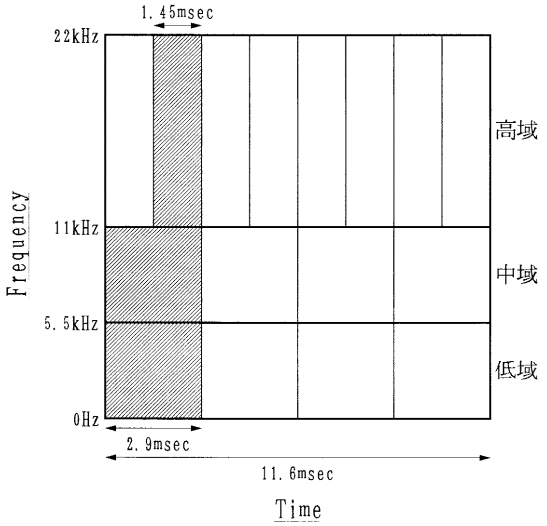
【図３】


5 記録/再生装置
7
6

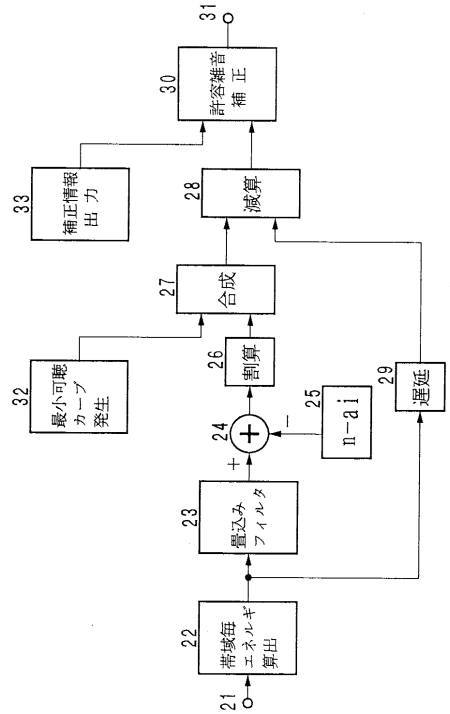
【図４】


110
111
108
適応ビット割当符号化
107
ビット配分算出
103
直交変換
104
直交変換
105
直交変換
106
直交変換ブロックサイズ決定
102
帯域分割フィルタ
101
帯域分割フィルタ
100

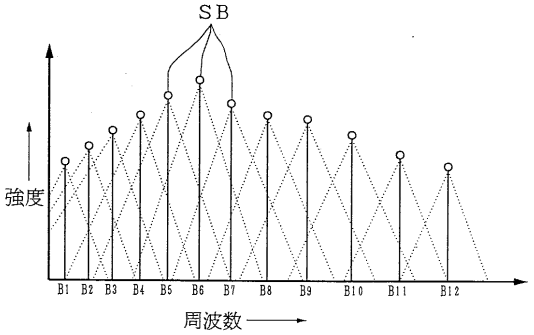
【図５】


1.45msec
22kHz
11kHz
5.5kHz
0Hz
Frequency
高域
中域
低域
2.9msec
11.6msec
Time

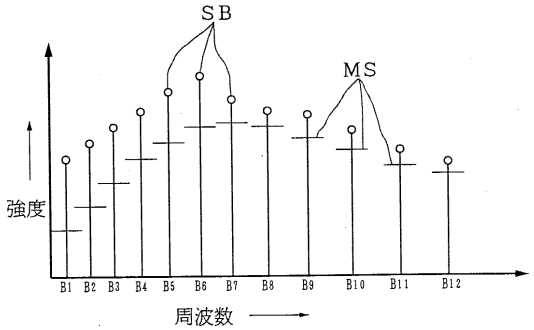
【図６】



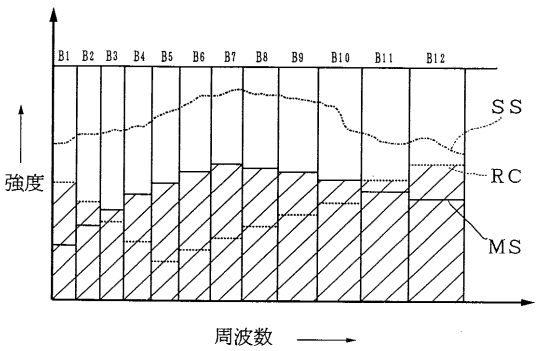
【図７】



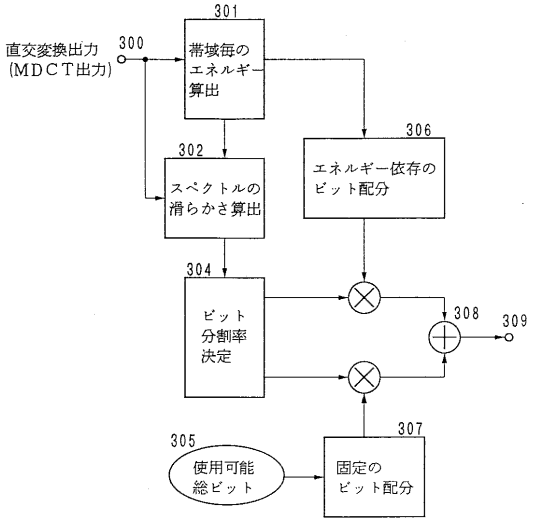
【図８】



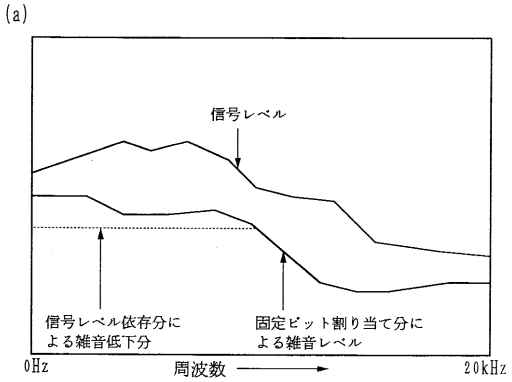
【図９】



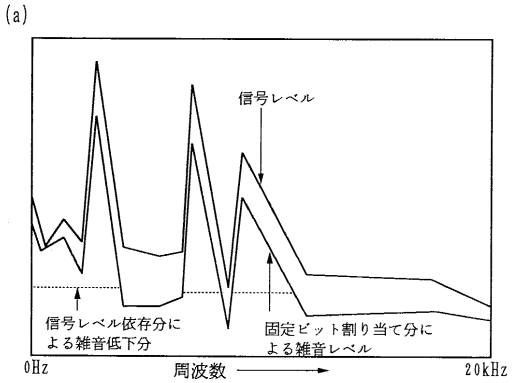
【図１０】



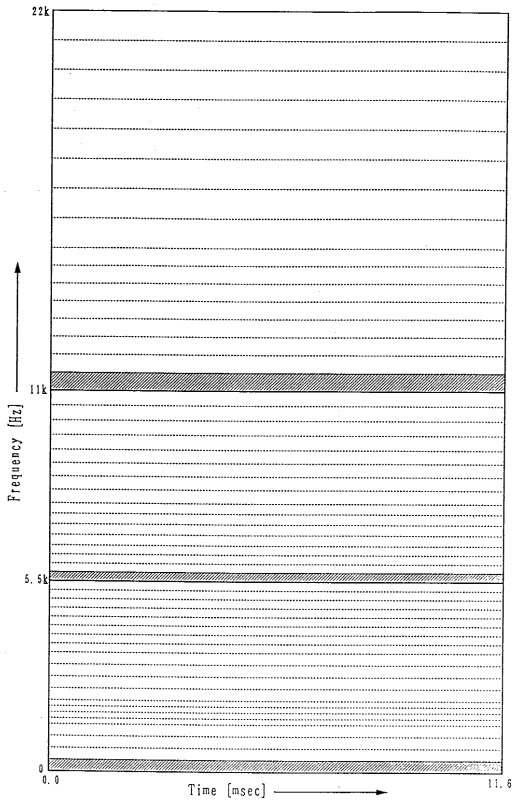
【図１１】



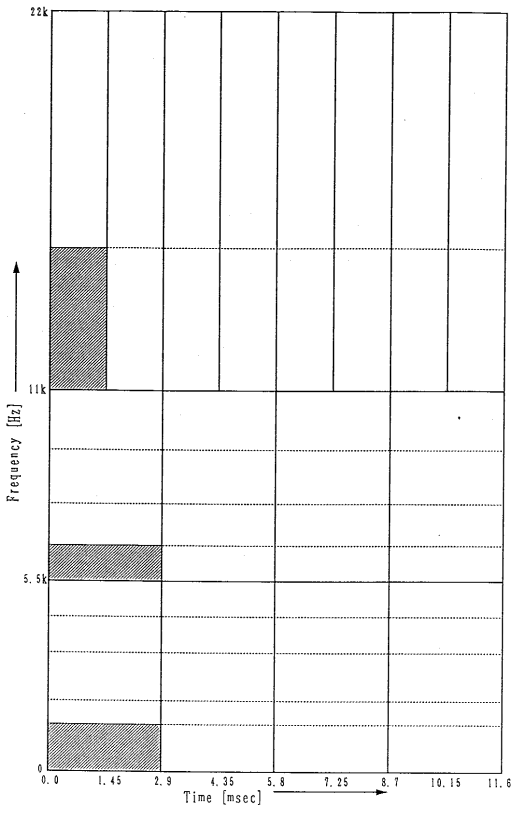
【図１２】



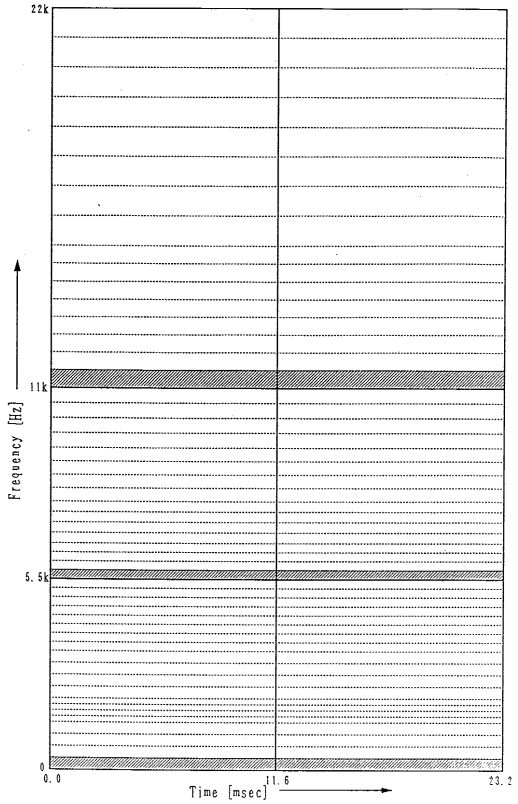
【図１３】



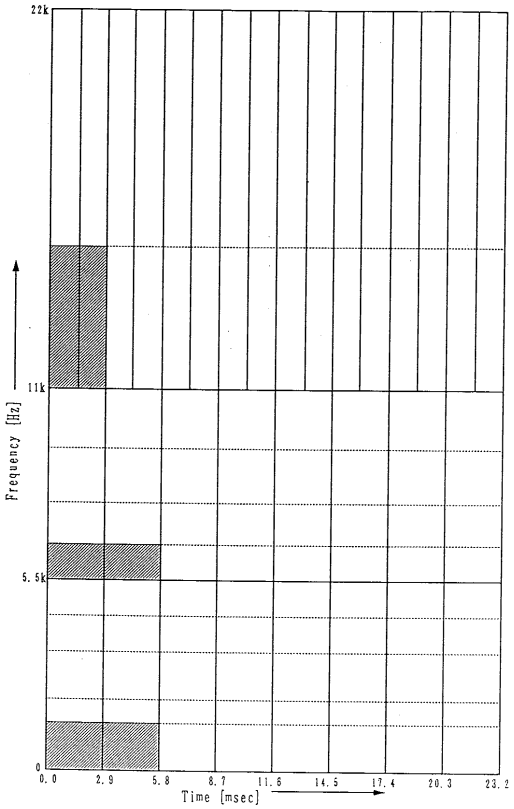
【図１４】



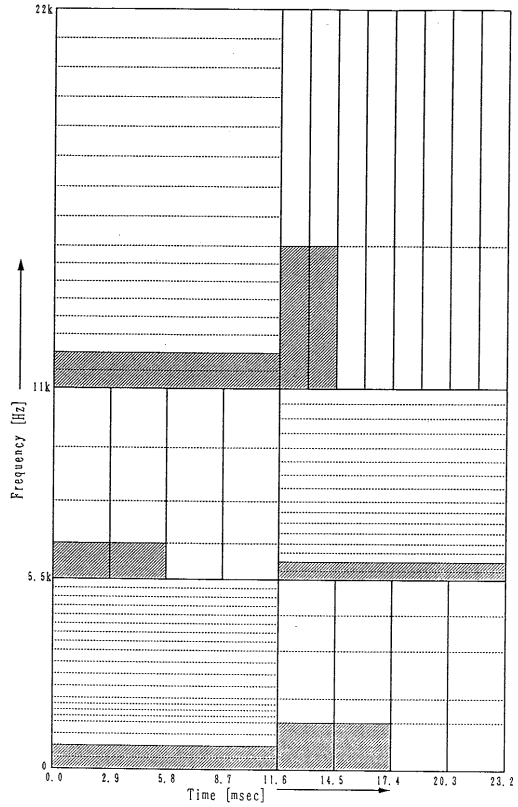
【図１５】



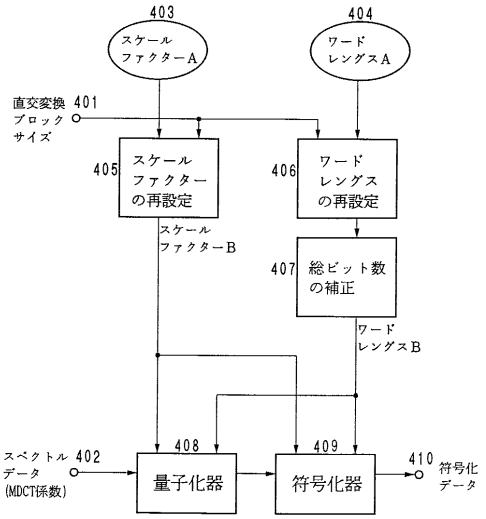
【図１６】



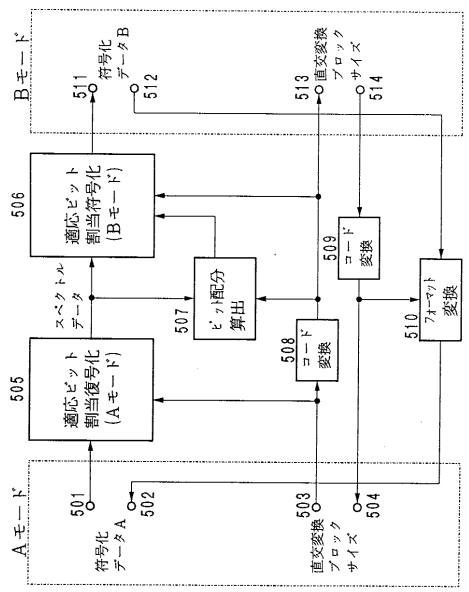
【図１７】



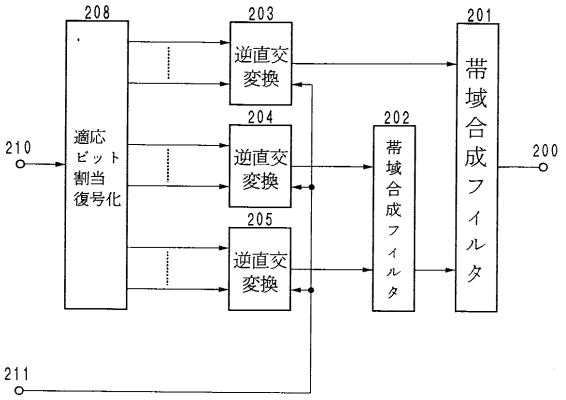
【図１８】



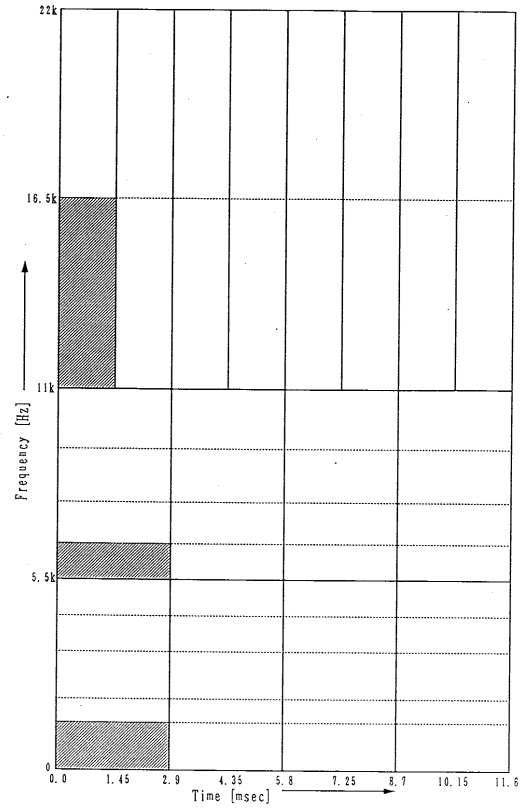
【図１９】



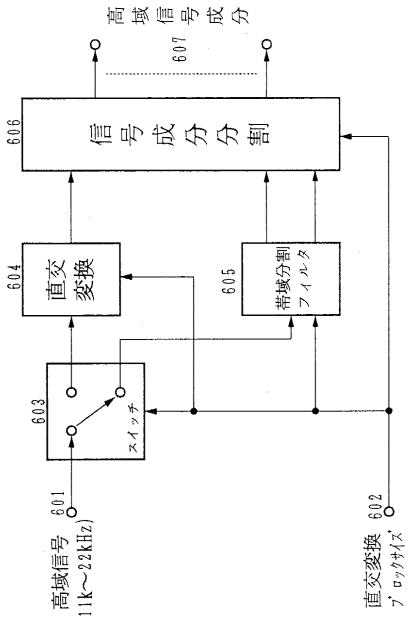
【図２０】



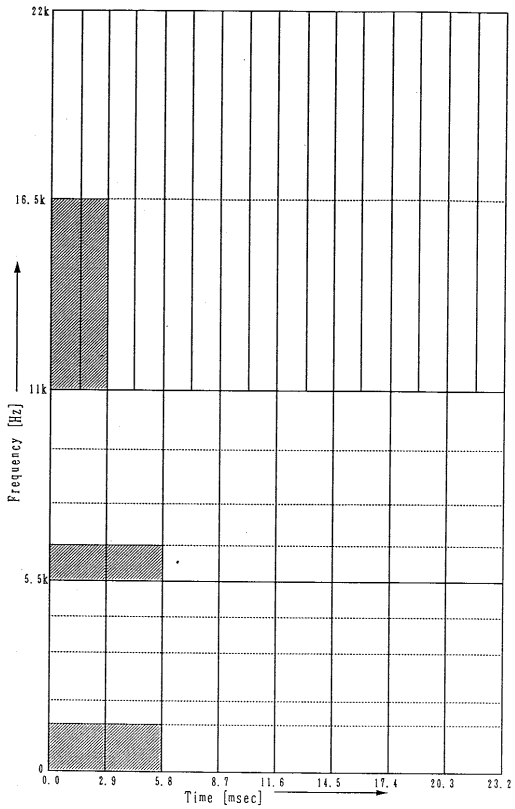
【図２１】



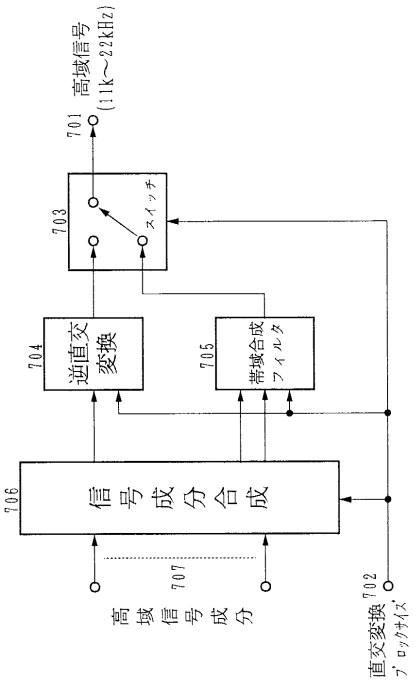
【図２２】



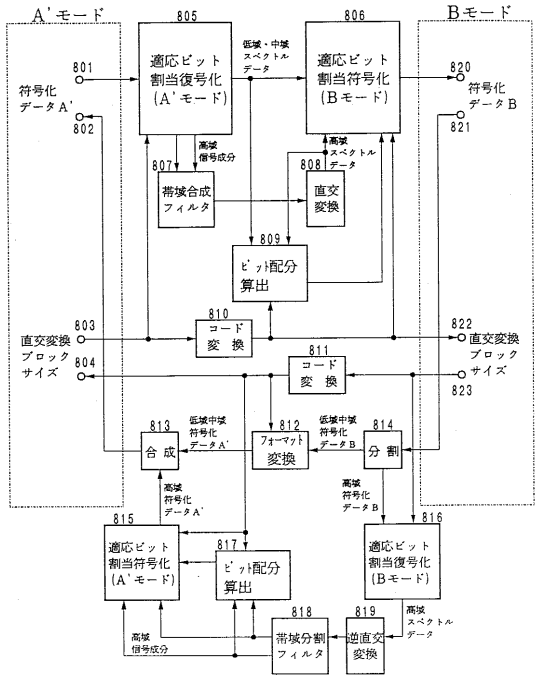
【図２３】


22k
16.5k
11k
5.5k
0
Frequency [Hz]
0.0
2.9
5.8
8.7
11.6
14.5
17.4
20.3
23.2
Time [msec]

【図２４】


701
高域信号
(11k～22kHz)
703
スイッチ
704
逆直交変換
705
帯域合成フィルタ
706
信号成分合成
707
高域信号成分
702
直交変換ブロックサイズ

【図２５】


A'モード
Bモード
801
符号化データA'
802
805
適応ビット割当復号化(A'モード)
低域・中域スペクトルデータ
806
適応ビット割当符号化(Bモード)
820
符号化データB
821
高域信号成分
807
帯域合成フィルタ
高域スペクトルデータ
808
直交変換
809
ビット配分算出
803
直交変換ブロックサイズ
804
810
コード変換
811
コード変換
822
直交変換ブロックサイズ
823
813
合成
低域中域符号化データA'
812
フォーマット変換
低域中域符号化データB
814
分割
高域符号化データA'
高域符号化データB
815
適応ビット割当符号化(A'モード)
817
ビット配分算出
816
適応ビット割当復号化(Bモード)
818
帯域分割フィルタ
819
逆直交変換
高域スペクトルデータ
高域信号成分

フロントページの続き

(72)発明者　鈴木　浩之
東京都品川区北品川６丁目７番３５号　ソニー株式会社内
(72)発明者　光野　誠
東京都品川区北品川６丁目７番３５号　ソニー株式会社内

審査官　渡邊　聡

(56)参考文献　特開平０４－２１９７９９（ＪＰ，Ａ）
特開平０５－０３５２９５（ＪＰ，Ａ）
特開平０４－１０４６１７（ＪＰ，Ａ）
特開平０４－３０４０１３（ＪＰ，Ａ）
特開昭６３－２０１７００（ＪＰ，Ａ）
特開平０３－１０８８２４（ＪＰ，Ａ）
特開平０３－００６６００（ＪＰ，Ａ）
特開平０２－２８８７３９（ＪＰ，Ａ）
特開昭６１－０４３７９６（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.^{7}，ＤＢ名)
G10L 19/02