

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2004年12月2日 (02.12.2004)

PCT

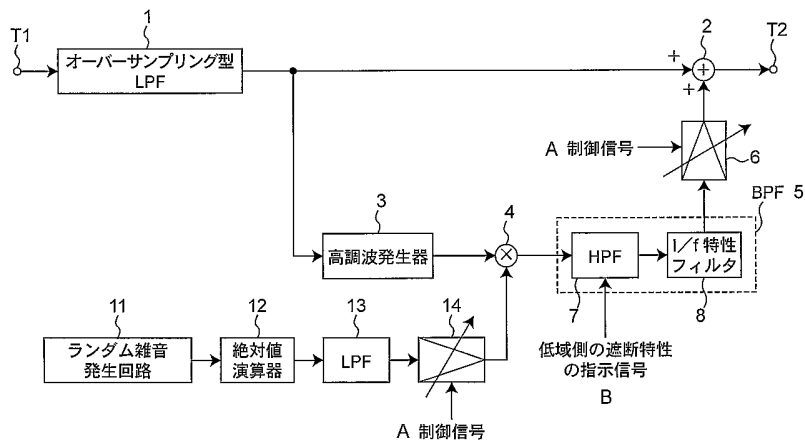
(10) 国際公開番号  
WO 2004/104987 A1

- (51) 国際特許分類: G10L 13/00, (74) 代理人: 河宮 治, 外(KAWAMIYA, Osamu et al.); 〒19/00, H03M 3/02, H04R 3/04 5400001 大阪府大阪市中央区城見1丁目3番7号 I M P ビル 青山特許事務所 Osaka (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2004/006854
- (22) 国際出願日: 2004年5月14日 (14.05.2004)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ: 特願2003-141783 2003年5月20日 (20.05.2003) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真1006番地 Osaka (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 岩田 和也 (IWATA, Kazuya).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE,

[続葉有]

(54) Title: METHOD AND DEVICE FOR EXTENDING THE AUDIO SIGNAL BAND

(54) 発明の名称: オーディオ信号の帯域を拡張するための方法及び装置



- 1...OVERSAMPLING TYPE LPF
- A...CONTROL SIGNAL
- 3...HIGHER HARMONIC GENERATOR
- B...SIGNAL INDICATING CUT-OFF CHARACTERISTIC OF THE LOWER BAND SIDE
- 8...1/f CHARACTERISTIC FILTER
- 11...RANDOM NOISE GENERATION CIRCUIT
- 12...ABSOLUTE VALUE CALCULATOR

(57) Abstract: A higher harmonic generator generates higher harmonics of an audio signal according to the input audio signal having a predetermined band. Next, a multiplier subjects the higher harmonics of the audio signal generated to amplitude modulation according to the band signal having a predetermined band width, thereby generating an amplitude modulation signal. A digital band pass filter band-pass-filters the amplitude modulation signal generated, by using a predetermined band pass characteristic and outputs it as a band extended signal. Furthermore, an adder adds the amplitude modulation signal which has been subjected to the band pass filtration to the aforementioned input audio signal and outputs an audio signal as an addition result including the band extended signal in the audio signal of the original sound.

[続葉有]



WO 2004/104987 A1



IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類：  
— 国際調査報告書

---

(57) 要約: 高調波発生器は所定の帯域を有する入力されたオーディオ信号に基づいて、上記入力されたオーディオ信号の高調波を発生する。次いで、乗算器は上記発生されたオーディオ信号の高調波を、所定の帯域幅を有する帯域信号に従って振幅変調することにより振幅変調信号を発生し、デジタル帯域通過フィルタは、上記発生された振幅変調信号を、所定の帯域通過特性を用いて帯域通過ろ波して帯域拡張信号として出力する。さらに、加算器は上記帯域通過ろ波された振幅変調信号を上記入力されたオーディオ信号に加算して、原音のオーディオ信号に帯域拡張信号を含む加算結果のオーディオ信号を出力する。

## 明 細 書

オーディオ信号の帯域を拡張するための方法及び装置

## 技術分野

本発明は、オーディオ機器におけるオーディオ信号の再生音、特に高音域の再生音質の向上を図り、人間の耳に快適なオーディオ信号を再生できるオーディオ信号の帯域を拡張するための方法及び装置に関し、特に、入力されるオーディオ信号をデジタル処理することにより入力されるオーディオ信号の帯域を拡張するための方法及び装置に関する。また、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための方法のステップを含むプログラム、並びに、当該プログラムを格納したコンピュータにより読み取り可能な記録媒体に関する。

## 背景技術

アナログオーディオ再生信号に対して、再生周波数帯の高音域上限か又は可聴周波数帯域の高音域上限を越える周波数のスペクトルを有する信号を付加するための従来技術のオーディオ信号再生装置が、日本国特許出願公開平成9-36685号公報の図3、もしくは、それに対応する米国特許第5754666号の図3において開示されており、そのオーディオ信号再生装置の構成を図16に示す。図16において、オーディオ信号再生装置は、バッファアンプ91と、フィルタ回路92と、アンプ93と、検波回路94と、時定数回路95と、ノイズ発生器96と、フィルタ回路97と、乗算器98と、加算器99とを備えて構成される。

まず、オーディオ信号は入力端子T1からバッファアンプ91に入力された後2分配され、分配された一方のオーディオ信号はそのまま加算器99に入力される一方、2分配された他方のオーディオ信号は、高域通過フィルタ又は帯域通過フィルタであるフィルタ回路92に入力される。フィルタ回路92は、入力されたオーディオ信号のうち特定の帯域の信号のみを帯域ろ波して通過させた後、アンプ93に出力する。アンプ93は、入力されるオーディオ信号を所定の適当なレベルまで増幅した後、時定数回路95を有する検波回路94に出力する。検波回路94は、入力されるオーディオ信号を、例えば包絡線検波することによりそのオーディオ信号の包絡線レベルを検出し、検出した包絡線レベルを示すレベ

ル信号を、元のオーディオ信号に付加するノイズ成分のレベル調整をするレベルコントロール信号として乗算器98に出力する。

一方、ノイズ発生器96によって発生されたノイズ成分は、高域通過フィルタ又は帯域通過フィルタであるフィルタ回路97に入力され、フィルタ回路97は、  
5 20kHz以上の周波数帯域のノイズ成分を通過させた後、乗算器98に出力する。乗算器98は、入力されるノイズ成分を検波回路94からのレベルコントロール信号で乗算することにより、レベルコントロール信号によって示されるレベルに比例するレベルを有するノイズ成分を発生して加算器99に出力する。

さらに、加算器99は、バッファアンプ91からの元のオーディオ信号に、乗算器98からのノイズ成分を加算して、ノイズ成分が加算されたオーディオ信号を発生して出力端子T2から出力する。ここで、時定数回路95の時定数を所定の値に選択することにより、ノイズ発生器96により発生されたノイズ成分を人間の聴感特性に適合させてオーディオ信号の音質改善の効果を高めている。

#### 発明の開示

15 以上説明したように、元のオーディオ信号の高域音の出力レベルに比例したランダムノイズを元のオーディオ信号に付加することにより高音域を拡大している。しかしながら、上述の従来技術のオーディオ信号再生装置においては、以下に示す問題点を有していた。

(1) 付加するノイズ成分の高域信号のスペクトル構造が楽音信号のそれと異なるために、音質上違和感があった。

(2) また、従来技術のオーディオ信号再生装置はアナログ回路で構成されているために、以下の問題点があった。すなわち、当該アナログ回路を構成する部品のばらつきや温度特性により装置性能のばらつきが発生し、オーディオ信号が当該アナログ回路を通過する毎に音質劣化が発生する。また、構成しているフィルタ回路の精度を向上させると、その回路規模が大きくなり、製造コストの増大につながる。

本発明の目的は、以上の問題点を解決し、音質上違和感や劣化が無く、装置性能のばらつきがほとんど発生せず、かつ従来技術に比較して製造コストが安価で

ある、オーディオ信号の帯域を拡張するための方法及び装置を提供することにある。

また、本発明の別の目的は、音質上違和感や劣化が無く、装置性能のばらつきがほとんど発生せず、かつ従来技術に比較して製造コストが安価である、オーディオ信号の帯域を拡張するための方法のステップを含むプログラム、並びに、当該プログラムを格納したコンピュータにより読み取り可能な記録媒体を提供することにある。

第1の発明に係るオーディオ信号の帯域を拡張するための方法は、所定の帯域を有する入力されたオーディオ信号に基づいて、上記入力されたオーディオ信号の高調波を発生するステップと、

上記発生されたオーディオ信号の高調波を、所定の帯域幅を有する帯域信号に従って振幅変調することにより第1の変調信号を発生するステップと、

上記発生された第1の変調信号を、所定の帯域通過特性を用いて帯域通過ろ波して出力するステップと、

上記帯域通過ろ波された第1の変調信号を上記入力されたオーディオ信号に加算して、加算結果のオーディオ信号を出力するステップとを含むことを特徴とする。

上記オーディオ信号の帯域を拡張するための方法において、上記振幅変調するステップの前に、上記帯域信号のレベルを変化させるステップをさらに含むことを特徴とする。

また、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための方法において、上記加算するステップの前に、上記帯域通過ろ波された第1の変調信号のレベルを変化させるステップをさらに含むことを特徴とする。

さらに、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための方法において、上記振幅変調するステップの後であって、上記帯域通過ろ波するステップの前に、上記入力されたオーディオ信号のレベルを変化させた後、当該変化されたレベルを有するオーディオ信号を上記第1の変調信号に加算して上記帯域通過ろ波するステップに出力するステップをさらに含むことを特徴とする。

さらに、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための方法において、上記帯域信号を発生するステップをさらに含むことを特徴とする。

ここで、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための方法において、上記帯域信号を発生するステップは、上記入力されたオーディオ信号と無相関な雑音信号を発生することを特徴とする。もしくは、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための方法において、上記帯域信号を発生するステップは、上記入力されたオーディオ信号に基づいて、帯域信号を発生することを特徴とする。

ここで、前者の方法において、上記帯域信号を発生するステップは、所定のランダム雑音信号を発生するステップと、  
10 上記発生されたランダム雑音信号の絶対値を演算して、絶対値を有するランダム雑音信号を発生するステップと、

上記絶対値を有するランダム雑音信号を、所定の低域通過特性を用いて低域通過ろ波して上記帯域信号として出力するステップとを含むことを特徴とする。

また、後者の方法において、上記帯域信号を発生するステップは、  
15 上記入力されたオーディオ信号を、デルタシグマ変調型量子化器又はシグマデルタ変調型量子化器を用いて量子化して第2の変調信号を発生するとともに、上記量子化時の量子化雑音信号を発生するステップと、

上記発生された量子化雑音信号の絶対値を演算して、絶対値を有するランダム雑音信号を発生するステップと、

20 上記絶対値を有するランダム雑音信号を、所定の低域通過特性を用いて低域通過ろ波して上記帯域信号として出力するステップとを含むことを特徴とする。

また、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための方法において、上記加算するステップは、上記入力されたオーディオ信号に代えて、上記入力されたオーディオ信号を量子化して発生されたオーディオ信号を、上記帯域通過ろ波された第  
25 1の変調信号に加算して加算結果のオーディオ信号を出力することを特徴とする。

さらに、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための方法において、上記帯域通過特性の低域側の遮断特性を変化させるステップをさらに含むことを特徴とする。

第2の発明に係るオーディオ信号の帯域を拡張するための装置は、所定の帯域を有する入力されたオーディオ信号に基づいて、上記入力されたオーディオ信号の高調波を発生する高調波発生手段と、

上記発生されたオーディオ信号の高調波を、所定の帯域幅を有する帯域信号に従って振幅変調することにより第1の変調信号を発生する振幅変調手段と、

上記発生された第1の変調信号を、所定の帯域通過特性を用いて帯域通過ろ波して出力する帯域通過ろ波手段と、

上記帯域通過ろ波された第1の変調信号を上記入力されたオーディオ信号に加算して、加算結果のオーディオ信号を出力する手段とを備えたことを特徴とする。

上記オーディオ信号の帯域を拡張するための装置において、上記振幅変調手段の前段に、上記帯域信号のレベルを変化させる第1のレベル変化手段をさらに備えたことを特徴とする。

また、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための装置において、上記加算手段の前に、上記帯域通過ろ波された第1の変調信号のレベルを変化させる第2のレベル変化手段をさらに備えたことを特徴とする。

さらに、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための装置において、上記振幅変調手段の後段であって、上記帯域通過ろ波手段の前段に、上記入力されたオーディオ信号のレベルを変化させた後、当該変化されたレベルを有するオーディオ信号を上記第1の変調信号に加算して上記帯域通過ろ波する手段をさらに備えたことを特徴とする。

さらに、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための装置において、上記帯域信号を発生する帯域信号発生手段をさらに備えたことを特徴とする。

ここで、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための装置において、上記帯域信号発生手段は、上記入力されたオーディオ信号と無相関な雑音信号を発生することを特徴とする。もしくは、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための装置において、上記帯域信号発生手段は、上記入力されたオーディオ信号に基づいて、帯域信号を発生することを特徴とする。

ここで、前者の装置において、上記帯域信号発生手段は、

所定のランダム雑音信号を発生する手段と、

上記発生されたランダム雑音信号の絶対値を演算して、絶対値を有するランダム雑音信号を発生する手段と、

5 上記絶対値を有するランダム雑音信号を、所定の低域通過特性を用いて低域通過ろ波して上記帯域信号として出力する手段とを備えたことを特徴とする。

また、後者の装置において、上記帯域信号発生手段は、

上記入力されたオーディオ信号を、デルタシグマ変調型量子化器又はシグマデルタ変調型量子化器を用いて量子化して第2の変調信号を発生するとともに、上記量子化時の量子化雑音信号を発生する手段と、

10 上記発生された量子化雑音信号の絶対値を演算して、絶対値を有するランダム雑音信号を発生する手段と、

上記絶対値を有するランダム雑音信号を、所定の低域通過特性を用いて低域通過ろ波して上記帯域信号として出力する手段とを備えたことを特徴とする。

15 15 また、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための装置において、上記加算手段は、上記入力されたオーディオ信号に代えて、上記入力されたオーディオ信号を量子化して発生されたオーディオ信号を、上記帯域通過ろ波された第1の変調信号に加算して加算結果のオーディオ信号を出力することを特徴とする。

20 20 さらに、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための装置において、上記帯域通過ろ波手段の帯域通過特性の低域側の遮断特性を変化させる手段をさらに備えたことを特徴とする。

第3の発明に係るプログラムは、上記オーディオ信号の帯域を拡張するための方法における各ステップを含むことを特徴とする。

第4の発明に係るコンピュータで読み取り可能な記録媒体は、上記プログラムを格納したことを特徴とする。

25 25 従って、本発明に係るオーディオ信号の帯域を拡張するための方法又は装置によれば、入力されたオーディオ信号の高調波である搬送波を、上記帯域信号に従って振幅変調することにより得られた帯域拡張信号を入力されたオーディオ信号に加算することにより、従来技術に比較して容易にオーディオ帯域が拡張された



オーディオ信号を発生することができる。また、上述のように振幅変調により得られた帯域拡張信号は原音のレベルに従って変化しかつスペクトルの連続性を保持しているので、帯域拡張信号の高域成分は人工的なものではなく、原音に対して自然に聴こえるという特有の効果を有する。

5 図面の簡単な説明

図1は、本発明の第1の実施形態に係るオーディオ信号帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

図2は、図1のオーバーサンプリング型低域通過フィルタ1の内部構成を示すブロック図である。

10 図3は、図2のオーバーサンプリング回路32の動作を示す信号波形図である。

図4は、図1の高調波発生器3の内部構成を示すブロック図である。

図5は、図1のランダム雑音発生回路11の内部構成を示すブロック図である。

図6は、図5のPN系列ノイズ信号発生回路60-n ( $n=1, 2, \dots, N$ )の内部構成を示すブロック図である。

15 図7は、図6のPN系列ノイズ信号発生回路60-n ( $n=1, 2, \dots, N$ )の一例によって発生されるホワイトノイズ信号の振幅レベルに対する確率密度の関数を示すグラフである。

図8は、図6のPN系列ノイズ信号発生回路60-n ( $n=1, 2, \dots, N$ )の他の一例によって発生されるベル分布型ノイズ信号の振幅レベルに対する確率密度の関数を示すグラフである。

20 図9は、図6のPN系列ノイズ信号発生回路60-n ( $n=1, 2, \dots, N$ )の別の一例によって発生されるガウス分布型ノイズ信号の振幅レベルに対する確率密度の関数を示すグラフである。

図10は、図1の $1/f$ 特性フィルタ8の周波数特性を示すスペクトル図である。

25 図11は、図1の $1/f$ 特性フィルタ8に取って代わる $1/f^2$ 特性フィルタの周波数特性を示すスペクトル図である。

図12は、本発明の第2の実施形態に係るオーディオ信号帯域拡張装置の構成

を示すブロック図である。

図13は、図12のランダム雑音発生回路9の内部構成を示すブロック図である。

5 図14は、本発明の第3の実施形態に係るオーディオ信号帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

図15は、本発明の第4の実施形態に係る、オーディオ信号帯域拡張装置のアプリケーションの一例である光ディスク再生システムの構成を示すブロック図である。

10 図16は、従来技術に係るオーディオ信号帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、図面を参照して本発明に係る実施形態について説明する。なお、添付の図面において、同様の構成要素については、同一の符号を付し、その詳細な説明を省略する。

15 第1の実施形態.

図1は、本発明の第1の実施形態に係るオーディオ信号帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。この第1の実施形態であるオーディオ信号帯域拡張装置は、入力端子T1と出力端子T2との間に挿入されるデジタル信号処理回路であって、オーバーサンプリング型低域通過フィルタ（オーバーサンプリング型LPF）1と、加算器2と、高調波発生器3と、乗算器4と、デジタル帯域通過フィルタ（BPF）5と、可変増幅器6とを備えるとともに、ランダム雑音発生回路11と、絶対値演算器12と、デジタル低域通過フィルタ（LPF）13と、可変増幅器14とを備えて構成される。ここで、デジタル帯域通過フィルタ5は、縦続接続されたデジタル高域通過フィルタ（HPF）7及び $1/f$ 特性フィルタ8を備えて構成される。

20

25

図1において、デジタルオーディオ信号が入力端子T1を介してオーバーサンプリング型低域通過フィルタ1に入力される。このデジタルオーディオ信号は、例えばコンパクトディスク（CD）から再生された信号であり、このとき、

当該信号は、サンプリング周波数  $f_s = 44.1 \text{ kHz}$  と、語長 = 16 ビットとを有する信号である。オーバーサンプリング型低域通過フィルタ 1 は、図 2 に示すように、オーバーサンプリング回路 31 と、デジタル低域通過フィルタ (LPF) 32 とを備えて構成され、入力端子 T1 を介して入力されたデジタルオーディオ信号のサンプリング周波数  $f_s$  を  $p$  倍 ( $p$  は、2 以上の正の整数である。) し、かつ周波数  $f_s / 2$  から周波数  $p f_s / 2$  までの不要な帯域の信号を 60 dB 以上減衰させるデジタルフィルタ回路である。

例えば、 $p = 2$  であるとき、サンプリング周波数  $f_s$  (サンプリング周期  $T_s = 1 / f_s$ ) を有するデジタルオーディオ信号は、オーバーサンプリング回路 31 に入力され、オーバーサンプリング回路 31 は、入力されたデジタルオーディオ信号のデータ D1 に対して、図 3 に示すように、各隣接する 2 つのデータ D1 の中間位置 (時間軸に対して) にサンプリング周期  $T_s$  でゼロデータ D2 を挿入して補間することによりオーバーサンプリング処理を実行して、サンプリング周波数  $2 f_s$  (サンプリング周期  $T_s / 2$ ) を有するデジタルオーディオ信号に変換した後、デジタル低域通過フィルタ 32 に出力する。デジタル低域通過フィルタ 32 は、

- (a) 周波数  $0 \sim 0.45 f_s$  の通過帯域と、
- (b) 周波数  $0.54 f_s \sim f_s$  の阻止帯域と、
- (c) 周波数  $f_s$  以上で 60 dB 以上の減衰量とを

有して、入力デジタルオーディオ信号を低域通過ろ波することにより、上記オーバーサンプリング処理により発生される折り返し雑音を除去するように帯域制限して、実質的に入力デジタルオーディオ信号の持つ有効な帯域 (周波数  $0 \sim 0.45 f_s$ ) のみを通過させた後、図 1 の加算器 2 及び高調波発生器 3 の絶対値演算器 51 (図 4) に出力する。

次いで、図 1 の高調波発生器 3 は、非線形の入出力特性を有する非線形処理回路であって、入力されるデジタルオーディオ信号に対して非線形処理を実行することによりデジタルオーディオ信号を歪ませて高調波成分の信号を発生させ、当該高調波成分の信号を有するデジタルオーディオ信号を乗算器 4 に出力する。

高調波発生器 3 は、例えばその一例として、図 4 に示すように、絶対値演算器 5 1 と、DC オフセット除去回路 5 2 とを備えて構成され、ここで、DC オフセット除去回路 5 2 は、減算器 5 3 と、平均化回路 5 4 と、 $1/2$  乗算器 5 5 とを備えて構成される。

- 5 図 4 において、絶対値演算器 5 1 は、入力されたデジタルオーディオ信号に対して、例えば全波整流処理などの非線形処理を実行した後、非線形処理後のデジタルオーディオ信号を DC オフセット除去回路 5 2 の減算器 5 3 及び平均化回路 5 4 に出力する。絶対値演算器 5 1 は、正の振幅を有する信号をそのまま出力する一方、負の振幅を有する信号を負の振幅と同一の絶対値を有する正の振幅  
10 に変換して出力する。そのため、負の振幅を有する信号はゼロレベルを境にして正側に折り返されるところで高調波成分が発生する。次いで、平均化回路 5 4 は、サンプリング周波数  $f_s$  に比較して非常に低い、例えば  $0.0001 f_s$  程度の遮断周波数を有する低域通過フィルタを備えて構成され、所定の時間期間（例えば、サンプリング周期  $T_s$  に比較して十分に長い時間期間）に対して、入力される  
15 デジタルオーディオ信号の振幅の時間平均値を演算し、当該時間平均値を有するデジタル信号を  $1/2$  乗算器 5 5 に出力する。そして、 $1/2$  乗算器 5 5 は、入力されるデジタル信号に対して  $1/2$  を乗算して、乗算結果の値を有するデジタル信号を、DC オフセット量を示すデジタル信号として減算器 5 3 に出力する。さらに、減算器 5 3 は、絶対値演算器 5 1 から出力されるデジタル  
20 オーディオ信号から、 $1/2$  乗算器 5 5 から出力されるデジタル信号を減算することにより、DC オフセットを除去している。

- 本実施形態において、入力端子 T 1 を介して入力されるデジタル信号はゼロレベルを基準とした信号であり、図 1 内の各回路からの出力デジタル信号及び出力端子 T 2 からのデジタル信号もゼロレベルを基準とする必要があるが、高  
25 調波発生器 3 への入力デジタル信号はゼロレベルを基準とした信号であっても、非線形処理を行うための絶対値演算器 5 1 によって正のレベルに変換されるため、DC オフセットが発生する。そこで、絶対値演算器 5 1 からの出力デジタル信号に対して、平均化回路 5 4 で平均値を演算し、その平均値の  $2$  分の  $1$  を絶対値

演算器 5 1 からの出力デジタル信号から減算することでDCオフセットを除去している。

そして、入力されたデジタルオーディオ信号のレベルを基準として高調波発生器 3 で発生された高調波成分（すなわち、入力されたデジタルオーディオ信号のレベルに実質的に比例するように対応したレベルを有する高調波成分）を含むデジタル信号は、図 1 に示すように、乗算器 4 に出力される。

また、図 1 のランダム雑音発生回路 1 1 は周波数  $0 \sim p f s / 2$  の帯域を有し、時間軸に対してランダムな振幅レベルを有するデジタルオーディオ信号を発生し、すなわち、入力端子 T 1 を介して入力されたデジタルオーディオ信号とは無相関に発生させたディザ信号であるランダム雑音信号を発生して絶対値演算器 1 2 に出力する。次いで、絶対値演算器 1 2 は入力されるランダム雑音信号に対して絶対値演算処理を実行する演算器であって、正の振幅を有する信号をそのままデジタル低域通過フィルタ 1 3 に出力する一方、負の振幅を有する信号を負の振幅と同一の絶対値を有する正の振幅に変換してデジタル低域通過フィルタ 1 3 に出力する。ここで、絶対値演算器 1 2 は、ランダム雑音信号の符号の変化にかかわらず、高調波発生器 3 からの高調波成分に対して乗算器 4 で所定の符号を有するランダム雑音信号を乗算するために設けられる。さらに、デジタル低域通過フィルタ 1 3 は、 $100 \text{ Hz}$  乃至  $20 \text{ kHz}$  の範囲であって、好ましくは  $1 \text{ kHz}$  乃至  $2 \text{ kHz}$  の最高カットオフ周波数を有し、入力される絶対値演算後のランダム雑音信号を低域通過ろ波して可変増幅器 1 4 を介して乗算器 4 に出力する。

ここで、可変増幅器 1 4 はレベル制御回路であって、入力されるデジタル信号のレベル（振幅値）を、制御信号に基づいた増幅度（当該増幅度は正の増幅処理もあるが、負の減衰処理も可能である。）で変化させ、レベル変化後のデジタル信号を乗算器 4 に出力する。なお、可変増幅器 1 4 では、高調波発生器 3 からのデジタルオーディオ信号のレベルと、低域通過フィルタ 1 3 からの雑音信号のレベルとを相対的に調整するために用いられる。この調整は、好ましくは、乗算器 4 での振幅変調が例えば  $80\%$  乃至  $100\%$  の変調度となるように設定さ

れる。

図1のランダム雑音発生回路11は、具体的には、例えば図5に示すように構成される。図5において、ランダム雑音発生回路11は、複数N個の擬似雑音系列ノイズ信号発生回路（以下、PN系列ノイズ信号発生回路という。）60-n  
5 (n=1, 2, ..., N) と、加算器61と、DCオフセット除去用定数信号発生器63と、減算器64とを備えて構成される。ここで、各PN系列ノイズ信号発生回路60-nは、互いに独立な初期値を有して、例えば、M系列ノイズ信号である一様ランダムな振幅レベルを有する擬似ノイズ信号を発生して加算器61に出力する。次いで、加算器61は複数のPN系列ノイズ信号発生回路60-1乃至60-Nから出力される複数N個の擬似ノイズ信号を加算して、加算結果の擬似ノイズ信号を減算器64に出力する。一方、DCオフセット除去用定数信号発生器63は、複数N個のPN系列ノイズ信号発生回路60-1乃至60-Nからの擬似ノイズ信号の時間平均値の和であるDCオフセット除去用定数信号を発生して減算器64に出力する。そして、減算器64は、擬似ノイズ信号の和からDC  
10 Cオフセット除去用定数信号を減算することにより、DCオフセットの無いディザ信号を発生して出力する。

ここで、各PN系列ノイズ信号発生回路60-n (n=1, 2, ..., N) は、図6に示すように、32ビットカウンタ71と、排他的論理和ゲート72と、クロック信号発生器73と、初期値データ発生器74とを備えて構成される。32  
20 ビットカウンタ71には、初期値データ発生器74から各PN系列ノイズ信号発生回路60-n毎に互いに異なる32ビットの初期値が設定された後、クロック信号発生器73により発生されるクロック信号に基づいて、32ビットカウンタ71は1ずつインクリメントするように計数する。32ビットカウンタ71の32ビットのデータ(0~31ビット目のデータを含む。)のうち、最上位ビット  
25 (MSB; 31ビット目)の1ビットデータと、その3ビット目の1ビットデータとは、排他的論理和ゲート72の入力端子に入力され、排他的論理和ゲート72は排他的論理和の演算結果の1ビットデータを32ビットカウンタ71の最下位ビット(LSB)にセットする。そして、32ビットカウンタ71の下位8ビ

ットのデータはPN系列ノイズ信号として出力される。このようにPN系列ノイズ信号発生回路60-nを構成することにより、各PN系列ノイズ信号発生回路60-nから出力されるPN系列ノイズ信号は互いに独立した8ビットのPN系列ノイズ信号となる。

- 5 図6の例では、各PN系列ノイズ信号発生回路60-nで互いに独立した8ビットのPN系列ノイズ信号を発生するために、上述のように構成しているが、本発明はこれに限らず、以下のように構成してもよい。

(1) 32ビットカウンタ71から取り出すPN系列ノイズ信号の8ビットのビット位置を互いに異ならせる。すなわち、PN系列ノイズ信号発生回路60-1では最下位8ビットから8ビットのPN系列ノイズ信号を取り出し、PN系列ノイズ信号発生回路60-2では最下位8ビットより直上の8ビットからPN系列ノイズ信号を取り出し、以下同様にしてPN系列ノイズ信号を取り出す。

10 (2) とって代わって、排他的論理和ゲート72に inputsする1ビットデータを取り出す32ビットカウンタ71のビット位置を各PN系列ノイズ信号発生回路60-nで互いに異ならせる。

(3) もしくは、図6の例と、上記(1)の変形例と、上記(2)の変形例とのうち少なくとも2つを組み合わせる。

そして、互いに独立な複数個のPN系列ノイズを加算することにより、図7、図8及び図9に示すように、振幅レベルに対して確率密度を有するPN系列ノイズ信号を発生することができる。例えば、 $n=1$ であるときは、概ね、図7に示すように、振幅レベルに対して一様分布の確率密度を有するホワイトノイズ信号を発生することができる。また、 $n=12$ であるとき、中心極限定理を用いれば、ガウス分布は分散が $1/12$ であるため12個の1様乱数を発生するPN系列ノイズ信号発生回路60-nからの各PN系列ノイズ信号を加算することにより、

20 図9に示すように、概ね、振幅レベルに対してガウス分布の確率密度を有するガウス分布型ノイズ信号を発生することができる。さらに、 $n=3$ であるとき、図8に示すように、ガウス分布に近く、ガウス分布から若干大きい分散を有し、振幅レベルに対してベル型分布又は釣り鐘型分布の確率密度を有するベル分布型

(釣り鐘型) ノイズ信号を発生することができる。以上説明したように、図5及び図6の回路を構成し、例えば、図8又は図9のノイズ信号を発生することにより、小規模の回路で、自然音や楽音信号に近いディザ信号を発生することができる。

5 図1に戻り参照すれば、乗算器4は振幅変調のための演算器であって、高調波発生器3から出力される高調波成分のデジタルオーディオ信号である搬送波を、可変増幅器14から出力される帯域制限されかつ原音とは無相関なノイズ信号に従って振幅変調を実行し、すなわち、これら2つの信号を乗算することにより、  
10 例えば高調波成分のデジタルオーディオ信号の複数の搬送波とそれを中心として上記低域通過フィルタ13により帯域制限されたノイズ信号の両側波帯成分を有する複数の振幅変調信号を含み、かつ入力端子T1を介して入力されたデジタルオーディオ信号のレベルに対応したレベルを有するデジタル帯域拡張信号を発生してデジタル帯域通過フィルタ5内のデジタル高域通過フィルタ7に入力される。

15 デジタル帯域通過フィルタ5は、図1に示すように、デジタル高域通過フィルタ7と、デジタル低域通過フィルタである $1/f$ 特性フィルタ8とを縦続接続して構成され、例えば、入力されるデジタルオーディオ信号がCDプレーヤなどからの圧縮されていないデジタル信号であるとき、デジタル帯域通過フィルタ5は好ましくは以下の仕様を有する。

20 (1) 低域側のカットオフ周波数 $f_{LC}$  = 概略 $f_s/2$ 。  
(2) 低域側の遮断特性は周波数 $f_s/4$ で80dB以上の減衰量。その減衰量は、原音の量子化数に基づくSN比近辺となる。例えば原音の量子化数が16ビットであれば、理論SNは98dBとなるので、好ましくは、80~100dB以上の減衰量を有する。ここで、低域側の遮断特性が緩やかなほど、ソフトな音質となる一方、低域側の遮断特性が急峻なほど、シャープな音質傾向となる。後  
25 者の場合、原音の音質傾向を損なうことなく、帯域拡張の効果が出る。従って、デジタル低域通過フィルタ7を、上記低域側の遮断特性を、外部のコントローラからユーザの指示信号に従って例えば上記の2つの特性の間で選択的に変化で



きるように切り換え可能にすることが好ましい。

(3) 高域側のカットオフ周波数  $f_{Hc} = \text{概略 } f_s / 2$ 。

(4) 高域側の遮断特性は  $-6 \text{ dB/oct}$  (図10参照。)

ここで、 $1/f$ 特性フィルタ8は、図10に示すように、周波数0から  $f_s / 2$  までの帯域B1よりも高い、周波数  $f_s / 2$  から  $p \cdot f_s / 2$  までの帯域B2  
5 において  $-6 \text{ dB/oct}$  の傾斜を有する減衰特性を備えた、いわゆる  $1/f$  特性の低域通過フィルタである。ここで、 $p$  はオーバーサンプリング率で、例えば2以上概ね8までの整数である。

デジタル帯域通過フィルタ5は、入力されるデジタル信号を上述のように  
10 帯域通過ろ波して、帯域通過ろ波後のデジタル帯域拡張信号を可変増幅器6を介して加算器2に出力する。さらに、加算器2は、可変増幅器6からのデジタル帯域拡張信号を、オーバーサンプリング型低域通過フィルタ1からの低域通過ろ波されたデジタルオーディオ信号に加算することにより、原音のデジタルオーディオ信号においてデジタル帯域拡張信号を含む加算結果のデジタルオーディオ信号を出力端子T2を介して出力する。  
15

ここで、可変増幅器6は可変増幅器14と同様にレベル制御回路であって、入力される信号のレベル(振幅値)を、制御信号に基づいた増幅度(当該増幅度は正の増幅処理もあるが、負の減衰処理も可能である。)で変化させ、レベル変化後の信号を加算器2に出力する。可変増幅器6では、オーバーサンプリング型低  
20 域通過フィルタ1からのデジタルオーディオ信号のレベルと、デジタル帯域通過フィルタ5からのデジタル帯域拡張信号のレベルとを相対的に調整するために用いられる。この調整は、好ましくは、加算器2において、例えば周波数  $f_s / 2$  においてこれら2つの信号のレベルが実質的に一致するように、すなわちスペクトルの連続性を保持するように設定される。

25 以上説明したように、本発明に係る第1の実施形態によれば、入力されたデジタルオーディオ信号が有する帯域以上で楽音信号と同様のスペクトル構造を有する(すなわち、ディザ信号の発生頻度を略ガウス分布やベル分布にすることで自然音と略相似の発生メカニズムを有する)高調波成分やディザ信号を発生させ、

入力されたデジタルオーディオ信号の高域スペクトル強度に応じてこの発生させた高調波成分のデジタル信号である搬送波を、ディザ信号などの所定の帯域幅を有する帯域信号である雑音信号に従って振幅変調することにより得られた帯域拡張信号を入力されたデジタルオーディオ信号に加算することにより、従来

5 技術に比較して容易にオーディオ帯域が拡張されたデジタルオーディオ信号を発生することができる。また、上述のように振幅変調により得られた帯域拡張信号は原音のレベルに従って変化しかつスペクトルの連続性を保持しているので、帯域拡張信号の高域成分は人工的なものではなく、原音に対して自然に聴こえるという特有の効果をもっている。

10 さらに、本実施形態のオーディオ信号帯域拡張装置における信号処理はすべてデジタル信号処理であるため、回路を構成する部品のばらつきや温度特性により性能ばらつきが発生しない。また、オーディオ信号が回路を通過する毎に音質劣化が発生することもない。さらに、構成しているフィルタの精度追求を行ってもアナログ回路構成と比較して、回路規模が大きくなることもなく、製造コスト

15 の増加につながらない。

以上の実施形態においては、高調波発生器 3 を構成するために、全波整流回路である図 4 の絶対値演算器 5 1 を用いたが、本発明はこれに限らず、絶対値演算器 5 1 に代えて、入力されたデジタルオーディオ信号の正の部分のみを出力し、

20 入力されたデジタルオーディオ信号の負の部分の部分をゼロレベルとして出力する半波整流回路を用いてもよい。

以上の実施形態においては、 $1/f$  特性フィルタ 5 を用いているが、本発明はこれに限らず、 $1/f$  特性フィルタ 8 に代えて、図 11 の減衰特性を有する  $1/f^2$  特性フィルタを備えてもよい。ここで、 $1/f^2$  特性フィルタは、図 11 に示すように、周波数 0 から  $f_s/2$  までの帯域 B 1 よりも高い、周波数  $f_s/2$

25 から  $p \cdot f_s/2$  までの帯域 B 2 において  $-12 \text{ dB/oct}$  の傾斜を有する減衰特性を備えた、いわゆる  $1/f^2$  特性の低域通過フィルタである。

以上の実施形態においては、入力されるデジタルオーディオ信号が CD プレーヤなどからの圧縮されていないデジタル信号であるときのデジタル帯域通

過フィルタ 5 の好ましい仕様について説明したが、入力されるデジタルオーディオ信号が、MD (Mini Disk) プレーヤからのデジタル信号 (以下、MD 信号という。)、もしくは、MPEG-4 のオーディオ信号で用いられる AAC (Advanced Audio Coding) により圧縮符号化されたデジタルオーディオ信号 (以下、AAC 信号という。) であるときは、デジタル帯域通過フィルタ 5 の低域側及び高域側のカットオフ周波数  $f_s/2$  を、これらの圧縮音声信号の再生帯域上限周波数に設定することが好ましい。ここで、MD 信号及び AAC 信号のサンプリング周波数  $f_s$  は例えば 44.1 kHz 又は 48 kHz であり、AAC 信号のハーフレート信号の場合のサンプリング周波数  $f_s$  は 22.05 kHz 又は 24 kHz である。前者の場合において、再生帯域上限周波数は概ね 10 kHz 乃至 18 kHz であり、後者の場合において、再生帯域上限周波数は概ね 5 kHz 乃至 9 kHz である。

15 以上の実施形態においては、ランダム雑音発生回路 11 を用いてランダム雑音信号を発生しているが、本発明はこれに限らず、ランダム雑音信号を外部回路により発生して絶対値演算器 12 に入力するようにしてもよい。

以上の実施形態においては、ランダム雑音発生回路 11 を用いてランダム雑音信号を発生しているが、本発明はこれに限らず、ランダム雑音信号に代えて、データ信号や音声信号など種々の信号又はその変調信号などの所定の帯域幅を有する帯域信号を用いてもよい。

20 第 2 の実施形態.

図 12 は、本発明の第 2 の実施形態に係るオーディオ信号帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。この第 2 の実施形態に係るオーディオ信号帯域拡張装置は、図 1 のオーディオ信号帯域拡張装置に比較して、原音に無関係な雑音信号を発生するランダム雑音発生回路 11 に代えて、オーバーサンプリング型低域通過フィルタ 1 からのデジタルオーディオ信号に基づいてランダム雑音信号を発生するランダム雑音発生回路 9 を備えたことを特徴としている。以下、この相違点について詳述する。

図 12 において、ランダム雑音発生回路 9 は、オーバーサンプリング型低域通

過フィルタ 1 からのデジタルオーディオ信号に対して 1 次のデルタシグマ変調 ( $\Delta - \Sigma$  変調) 処理を実行することによりランダム雑音信号を発生して絶対値演算器 1 2 に出力するとともに、上記オーバーサンプリング型低域通過フィルタ 1 からのデジタルオーディオ信号をそのまま、もしくは再量子化後のデジタルオーディオ信号 (再量子化後の量子化数を減少させた) を加算器 2 に出力する。

図 1 3 は、図 1 2 のランダム雑音発生回路 9 の内部構成を示すブロック図である。図 1 3 において、ランダム雑音発生回路 9 は、1 次のデルタシグマ変調型量子化器 8 0 と、1 つのスイッチ SW とを備えて構成される。ここで、1 次のデルタシグマ変調型量子化器 8 0 は、減算器 8 1 と、再量子化を行う量子化器 8 2 と、減算器 8 3 と、1 サンプルの遅延を行う遅延回路 8 4 とを備えて構成される。

オーバーサンプリング型低域通過フィルタ 1 からのデジタルオーディオ信号はそのままスイッチ SW の接点 b を介して加算器 2 及び高調波発生器 3 に出力されるとともに、減算器 8 1 に出力される。次いで、減算器 8 1 は、オーバーサンプリング型低域通過フィルタ 1 からのデジタルオーディオ信号から、遅延回路 8 4 からのデジタルオーディオ信号を減算し、減算結果のデジタルオーディオ信号を量子化器 8 2 及び減算器 8 3 に出力する。そして、量子化器 8 2 は、入力されるデジタルオーディオ信号を再量子化し、当該再量子化後のデジタルオーディオ信号であるデルタシグマ変調信号を減算器 8 3 に出力するとともに、スイッチ SW の接点 a を介して加算器 2 及び高調波発生器 3 に出力する。さらに、減算器 8 3 は、減算器 8 1 からのデジタルオーディオ信号から、量子化器 8 2 からのデルタシグマ変調信号を減算し、減算結果のデジタルオーディオ信号である (量子化時に発生される) 量子化ノイズ信号を絶対値演算器 1 2 に出力するとともに、遅延回路 8 4 を介して減算器 8 1 に出力する。

図 1 3 のランダム雑音発生回路 9 において、スイッチ SW を接点 a 側に切り換えたとき、加算器 2 及び高調波発生器 3 には、オーバーサンプリング型低域通過フィルタ 1 で量子化したオーディオデジタル信号をさらに再量子化したオーディオデジタル信号 (量子化数を減少させた信号) を出力する。これにより、当該オーディオ信号帯域拡張装置の出力端子 T 2 からのデジタルオーディオ信号

のビット数を減少させて出力することができ、以降の信号処理手段の回路、あるいは演算規模を小さくできる。一方、スイッチSWを接点b側に切り換えたとき、加算器2及び高調波発生器3には、オーバーサンプリング型低域通過フィルタ1で量子化したオーディオデジタル信号をそのまま出力する。これにより、当該オーディオ信号帯域拡張装置の出力端子T2からのデジタルオーディオ信号のビット数を減少させないで、上記オーバーサンプリング型低域通過フィルタ1からのデジタルオーディオ信号をそのままのビット数で出力することができる。

以上のように構成されたランダム雑音発生回路9において、オーバーサンプリング型低域通過フィルタ1からのデジタルオーディオ信号に基づいて、1次のデルタシグマ変調した変調信号を発生し、すなわち、原音のデジタルオーディオ信号に基づいて発生された帯域信号である雑音信号を発生する一方、入力されたデジタルオーディオ信号の高域スペクトル強度に応じてこの発生させた高調波成分のデジタル信号である搬送波を、上記発生された、入力されたデジタルオーディオ信号に基づく雑音信号に従って振幅変調することにより得られた帯域拡張信号を、入力されたデジタルオーディオ信号に加算する。従って、本実施形態によれば、第1の実施形態に係る作用効果に加えて、雑音信号も原音のデジタルオーディオ信号に基づいて発生するので、帯域拡張信号の高域成分は人工的なものではなく、原音に対して自然に聴こえるという特有の効果をも有している。

以上の第2の実施形態において、1次のデルタシグマ変調型量子化器80を用いているが、本発明はこれに限らず、複数次のデルタシグマ変調型量子化器を用いてもよい。

以上の第2の実施形態において、デルタシグマ変調型量子化器80を用いているが、本発明はこれに限らず、入力されるオーディオ信号をシグマデルタ変調するシグマデルタ変調型量子化器を用いてもよい。

第3の実施形態。

図14は、本発明の第3の実施形態に係るオーディオ信号帯域拡張装置の構成を示すブロック図である。この第3の実施形態に係るオーディオ信号帯域拡張装

置は、図12のオーディオ信号帯域拡張装置に比較して、可変増幅器86と、加算器85とをさらに備えたことを特徴としている。以下、当該相違点について説明する。

図14において、ランダム雑音発生回路9からのランダム雑音信号は、可変増幅器86を介して加算器85に出力される。加算器85は乗算器4と高域通過フィルタ7との間に挿入され、乗算器4から出力されるデジタル信号と、可変増幅器86からのデジタル信号とを加算して、加算結果のデジタル信号を高域通過フィルタ7に出力する。

ここで、可変増幅器86はレベル制御回路であって、入力されるデジタル信号のレベル（振幅値）を、制御信号に基づいた増幅度（当該増幅度は正の増幅処理もあるが、負の減衰処理も可能である。）で変化させ、レベル変化後のデジタル信号を乗算器4に出力する。なお、可変増幅器86では、高調波発生器3からのデジタルオーディオ信号と、低域通過フィルタ13からの雑音信号のレベルとの加算結果のデジタル信号に対して、ランダム雑音発生回路9により得られたランダム雑音のデジタル信号を上記加算結果のデジタル信号のレベルよりも小さいベースのランダム雑音を追加して付加するように調整するために用いられる。この調整は、好ましくは、付加するランダム雑音のデジタル信号のレベルが、乗算器4からのデジタル信号のレベルに対して、例えばその10%乃至50%程度となるように設定される。

従って、本実施形態によれば、第2の実施形態に係る作用効果に加えて、第2の実施形態に係る帯域拡張信号に対してベースとなるランダム雑音のデジタル信号を付加するので、帯域拡張信号の高域成分は、さらに周波数スペクトラムは周波数に対してより連続的となり、原音に対してさらに自然に近く聴こえるという特有の効果を有している。

第4の実施形態.

図15は、本発明の第4の実施形態に係る、オーディオ信号帯域拡張装置のアプリケーションの一例である光ディスク再生システムの構成を示すブロック図である。

以上の第1、第2又は第3の実施形態においては、オーディオ信号帯域拡張装置を、ハードウェアのデジタル信号処理回路で構成しているが、本発明はこれに限らず、例えば、図1、図12又は図14の構成における各処理ステップを、オーディオ信号の帯域拡張を行うための信号処理プログラムで実現して、当該信号処理プログラムを図15のデジタル・シグナル・プロセッサ（以下、DSP  
5 という。）101のプログラムメモリ101pに格納してDSP101により実行してもよい。なお、DSP101のデータテーブルメモリ101dには、上記信号処理プログラムを実行するために必要な種々のデータを格納する。

図15において、光ディスク再生装置102は、例えばDVDプレーヤ、CD  
10 プレーヤ、MDプレーヤなどの光ディスクのコンテンツを再生するための装置であり、光ディスク再生装置102により再生された左右のデジタルオーディオ信号は、DSP101により上記信号処理プログラムが実行されて、入力されたオーディオデジタル信号に対して帯域拡張されたオーディオデジタル信号を得て、D/A変換器103に出力される。次いで、D/A変換器103は、入力  
15 されたデジタルオーディオ信号をアナログオーディオ信号にA/D変換して電力増幅器104a、104bを介して左右のスピーカ105a、105bに出力する。ここで、システムコントローラ100は、当該光ディスク再生システムの全体の動作を制御し、特に、光ディスク再生装置102及びDSP101の動作を制御する。また、DSP101のプログラムメモリ101p及びデータテーブル  
20 メモリ101dは例えばフラッシュメモリやEEPROMなどの不揮発性メモリで構成される。

なお、図1、図12及び図14において、高域通過フィルタ7への指示信号、及び可変増幅器14への制御信号については、例えばシステムコントローラ100により発生されて入力され、これらの装置やシステムの動作を制御できる。

25 以上のように構成された光ディスクシステムにおいては、光ディスク再生装置102により再生されたデジタルオーディオ信号はDSP101によりその信号が適正に帯域拡張された後、左右のスピーカ105a、105bにより再生できる。

以上説明したように、本実施形態によれば、図 1、図 1 2 又は図 1 4 の構成における各処理ステップを、オーディオ信号の帯域拡張を行うための信号処理プログラムで実現して、当該信号処理プログラムを図 1 5 の DSP 1 0 1 により実行するように構成したので、信号処理プログラムの機能追加やバグ補正などのバージョンアップなどを容易にすることができる。

本実施形態において、上記信号処理プログラム及びその実行のためのデータはそれぞれプログラムメモリ 1 0 1 p 及びデータテーブルメモリ 1 0 1 d に製造時に予め格納してもよいし、これに代えて、以下に示すように、CD-ROM 1 1 1 などの、コンピュータで読み取り可能な記録媒体に記録された信号処理プログラム及びその実行のためのデータをそれぞれ、コンピュータなどのコントローラを含む光ディスクドライブ 1 1 0 により再生して外部インターフェース 1 0 6 を介して DSP 1 0 1 内のプログラムメモリ 1 0 1 p 及びデータテーブルメモリ 1 0 1 d に格納してもよい。

以上の実施形態においては、DSP 1 0 1 を用いているが、本発明はこれに限らず、マイクロ・プロセッサ・ユニット (MPU) などのデジタル計算機のコントローラにより構成してもよい。

#### 産業上の利用の可能性

以上詳述したように本発明に係るオーディオ信号の帯域を拡張するための方法又は装置によれば、所定の帯域を有する入力されたオーディオ信号に基づいて、上記入力されたオーディオ信号の高調波を発生し、上記発生されたオーディオ信号の高調波を、所定の帯域幅を有する帯域信号に従って振幅変調することにより振幅変調信号を発生し、上記発生された振幅変調信号を、所定の帯域通過特性を用いて帯域通過ろ波して出力し、上記帯域通過ろ波された振幅変調信号を上記入力されたオーディオ信号に加算して、加算結果のオーディオ信号を出力する。従って、入力されたオーディオ信号の高調波である搬送波を、上記帯域信号に従って振幅変調することにより得られた帯域拡張信号を入力されたオーディオ信号に加算することにより、従来技術に比較して容易にオーディオ帯域が拡張されたオーディオ信号を発生することができる。また、上述のように振幅変調により得ら



れた帯域拡張信号は原音のレベルに従って変化しかつスペクトルの連続性を保持しているため、帯域拡張信号の高域成分は人工的なものではなく、原音に対して自然に聴こえるという特有の効果を有する。

## 請求の範囲

1. 所定の帯域を有する入力されたオーディオ信号に基づいて、上記入力されたオーディオ信号の高調波を発生するステップと、

5 上記発生されたオーディオ信号の高調波を、所定の帯域幅を有する帯域信号に従って振幅変調することにより第1の変調信号を発生するステップと、

上記発生された第1の変調信号を、所定の帯域通過特性を用いて帯域通過ろ波して出力するステップと、

10 上記帯域通過ろ波された第1の変調信号を上記入力されたオーディオ信号に加算して、加算結果のオーディオ信号を出力するステップとを含むことを特徴とするオーディオ信号の帯域を拡張するための方法。

2. 上記振幅変調するステップの前に、上記帯域信号のレベルを変化させるステップをさらに含むことを特徴とする請求項1記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための方法。

15 上記加算するステップの前に、上記帯域通過ろ波された第1の変調信号のレベルを変化させるステップをさらに含むことを特徴とする請求項1又は2記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための方法。

4. 上記振幅変調するステップの後であって、上記帯域通過ろ波するステップの前に、上記入力されたオーディオ信号のレベルを変化させた後、当該変化されたレベルを有するオーディオ信号を上記第1の変調信号に加算して上記帯域通過ろ波するステップに出力するステップをさらに含むことを特徴とする請求項1乃至

5. 上記帯域信号を発生するステップをさらに含むことを特徴とする請求項1乃至4のうちのいずれか1つに記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための方法。

25 上記帯域信号を発生するステップは、上記入力されたオーディオ信号と無関連な雑音信号を発生することを特徴とする請求項5記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための方法。

7. 上記帯域信号を発生するステップは、上記入力されたオーディオ信号に基づいて、帯域信号を発生することを特徴とする請求項5記載のオーディオ信号の帯

域を拡張するための方法。

8. 上記帯域信号を発生するステップは、

所定のランダム雑音信号を発生するステップと、

5 上記発生されたランダム雑音信号の絶対値を演算して、絶対値を有するランダム雑音信号を発生するステップと、

上記絶対値を有するランダム雑音信号を、所定の低域通過特性を用いて低域通過ろ波して上記帯域信号として出力するステップとを含むことを特徴とする請求項6記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための方法。

9. 上記帯域信号を発生するステップは、

10 上記入力されたオーディオ信号を、デルタシグマ変調型量子化器又はシグマデルタ変調型量子化器を用いて量子化して第2の変調信号を発生するとともに、上記量子化時の量子化雑音信号を発生するステップと、

上記発生された量子化雑音信号の絶対値を演算して、絶対値を有するランダム雑音信号を発生するステップと、

15 上記絶対値を有するランダム雑音信号を、所定の低域通過特性を用いて低域通過ろ波して上記帯域信号として出力するステップとを含むことを特徴とする請求項7記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための方法。

10. 上記加算するステップは、上記入力されたオーディオ信号に代えて、上記入力されたオーディオ信号を量子化して発生されたオーディオ信号を、上記帯域

20 通過ろ波された第1の変調信号に加算して加算結果のオーディオ信号を出力することを特徴とする請求項9記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための方法。

11. 上記帯域通過特性の低域側の遮断特性を変化させるステップをさらに含むことを特徴とする請求項1乃至10のうちのいずれか1つに記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための方法。

25 12. 所定の帯域を有する入力されたオーディオ信号に基づいて、上記入力されたオーディオ信号の高調波を発生する高調波発生手段と、

上記発生されたオーディオ信号の高調波を、所定の帯域幅を有する帯域信号に従って振幅変調することにより第1の変調信号を発生する振幅変調手段と、

上記発生された第1の変調信号を、所定の帯域通過特性を用いて帯域通過ろ波して出力する帯域通過ろ波手段と、

上記帯域通過ろ波された第1の変調信号を上記入力されたオーディオ信号に加算して、加算結果のオーディオ信号を出力する手段とを備えたことを特徴とするオーディオ信号の帯域を拡張するための装置。

13. 上記振幅変調手段の前段に、上記帯域信号のレベルを変化させる第1のレベル変化手段をさらに備えたことを特徴とする請求項12記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための装置。

14. 上記加算手段の前に、上記帯域通過ろ波された第1の変調信号のレベルを変化させる第2のレベル変化手段をさらに備えたことを特徴とする請求項12又は13記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための装置。

15. 上記振幅変調手段の後段であって、上記帯域通過ろ波手段の前段に、上記入力されたオーディオ信号のレベルを変化させた後、当該変化されたレベルを有するオーディオ信号を上記第1の変調信号に加算して上記帯域通過ろ波する手段をさらに備えたことを特徴とする請求項12乃至14のうちのいずれか1つに記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための装置。

16. 上記帯域信号を発生する帯域信号発生手段をさらに備えたことを特徴とする請求項12乃至15のうちのいずれか1つに記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための装置。

17. 上記帯域信号発生手段は、上記入力されたオーディオ信号と無関連な雑音信号を発生することを特徴とする請求項16記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための装置。

18. 上記帯域信号発生手段は、上記入力されたオーディオ信号に基づいて、帯域信号を発生することを特徴とする請求項16記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための装置。

19. 上記帯域信号発生手段は、

所定のランダム雑音信号を発生する手段と、

上記発生されたランダム雑音信号の絶対値を演算して、絶対値を有するランダ

ム雑音信号を発生する手段と、

上記絶対値を有するランダム雑音信号を、所定の低域通過特性を用いて低域通過ろ波して上記帯域信号として出力する手段とを備えたことを特徴とする請求項17記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための装置。

5 20. 上記帯域信号発生手段は、

上記入力されたオーディオ信号を、デルタシグマ変調型量子化器又はシグマデルタ変調型量子化器を用いて量子化して第2の変調信号を発生するとともに、上記量子化時の量子化雑音信号を発生する手段と、

10 上記発生された量子化雑音信号の絶対値を演算して、絶対値を有するランダム雑音信号を発生する手段と、

上記絶対値を有するランダム雑音信号を、所定の低域通過特性を用いて低域通過ろ波して上記帯域信号として出力する手段とを備えたことを特徴とする請求項18記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための装置。

15 21. 上記加算手段は、上記入力されたオーディオ信号に代えて、上記入力されたオーディオ信号を量子化して発生されたオーディオ信号を、上記帯域通過ろ波された第1の変調信号に加算して加算結果のオーディオ信号を出力することを特徴とする請求項20記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための装置。

20 22. 上記帯域通過ろ波手段の帯域通過特性の低域側の遮断特性を変化させる手段をさらに備えたことを特徴とする請求項12乃至21のうちのいずれか1つに記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための装置。

23. 請求項1乃至11のうちのいずれか1つに記載のオーディオ信号の帯域を拡張するための方法における各ステップを含むことを特徴とするプログラム。

24. 請求項23記載のプログラムを格納したことを特徴とするコンピュータで読み取り可能な記録媒体。

図1

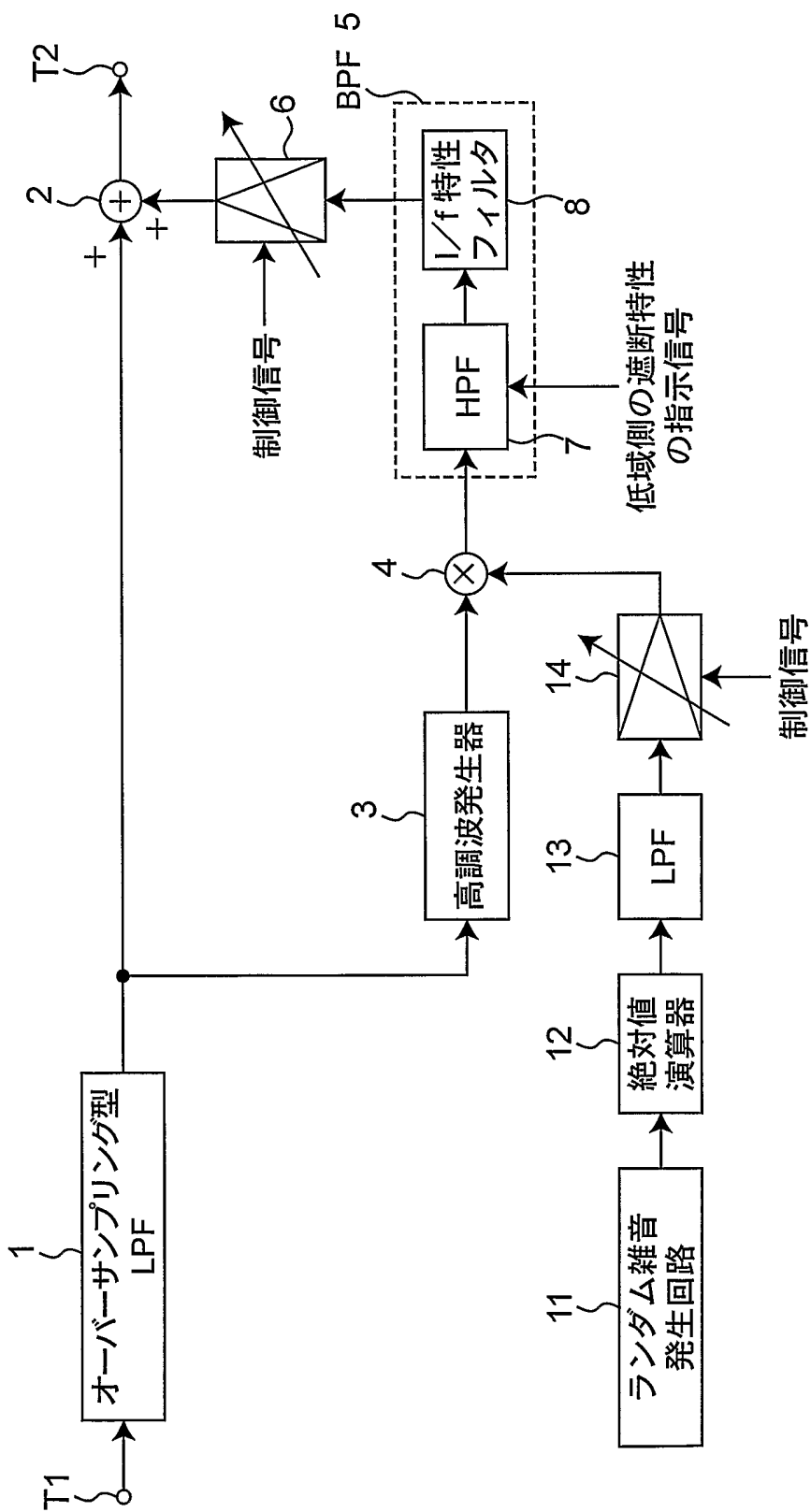


図2

オーバーサンプリング型LPF1



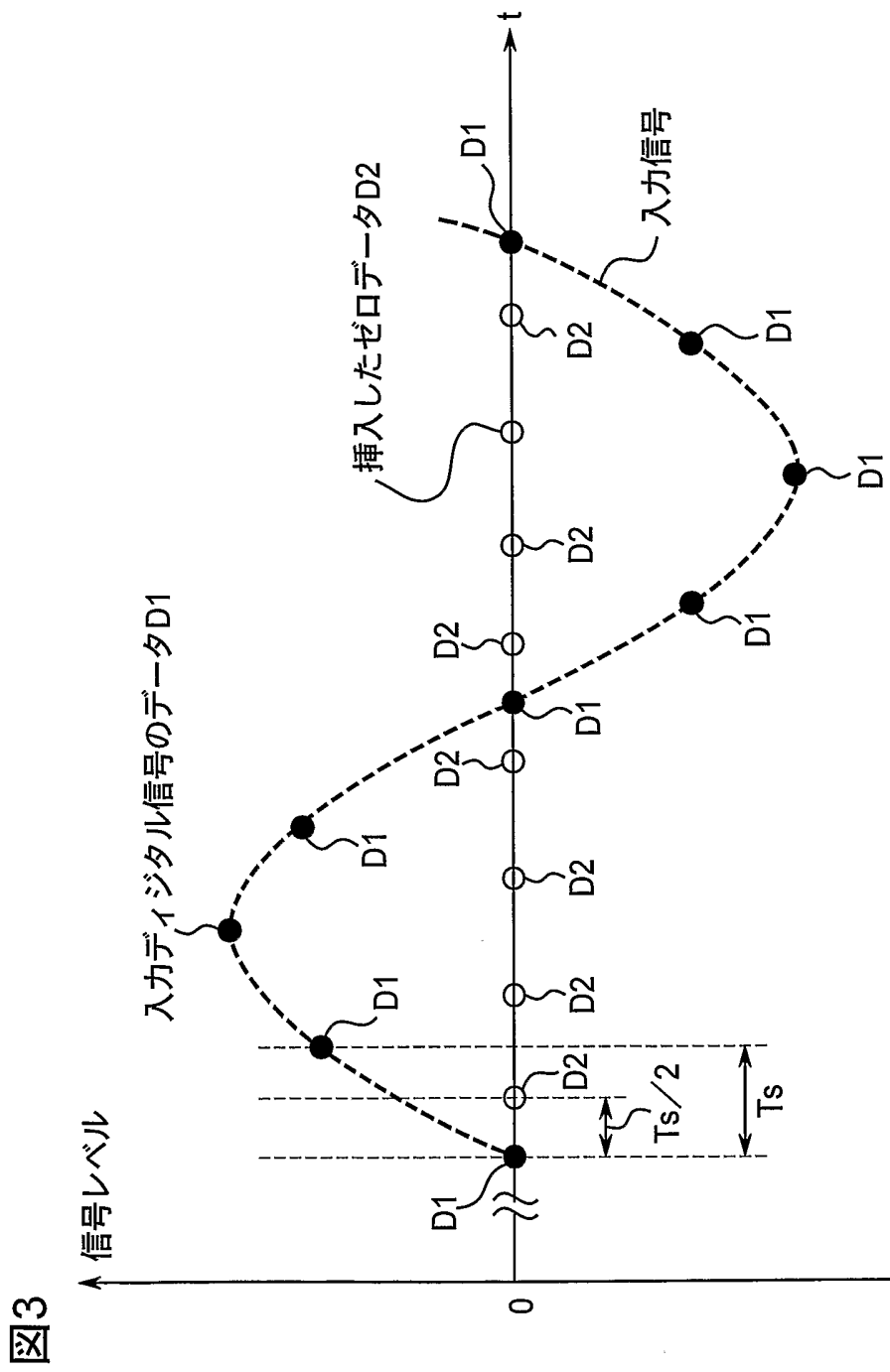


図3



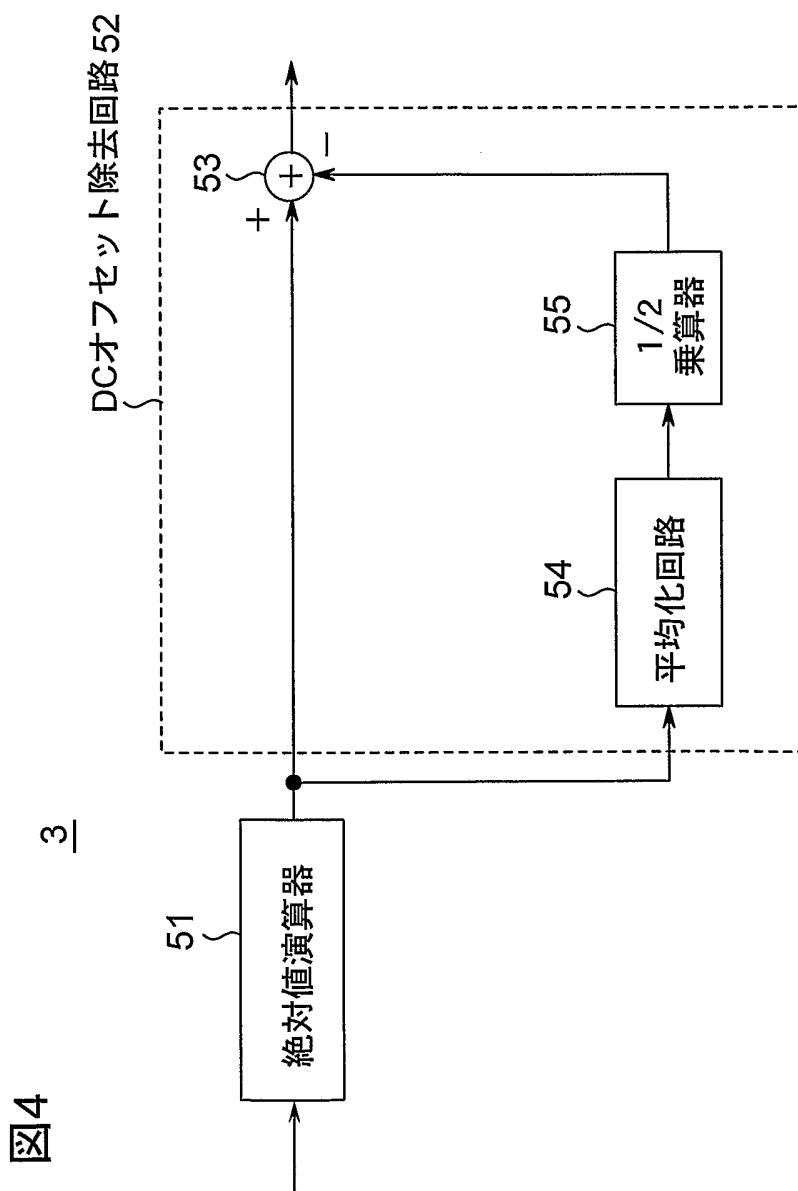
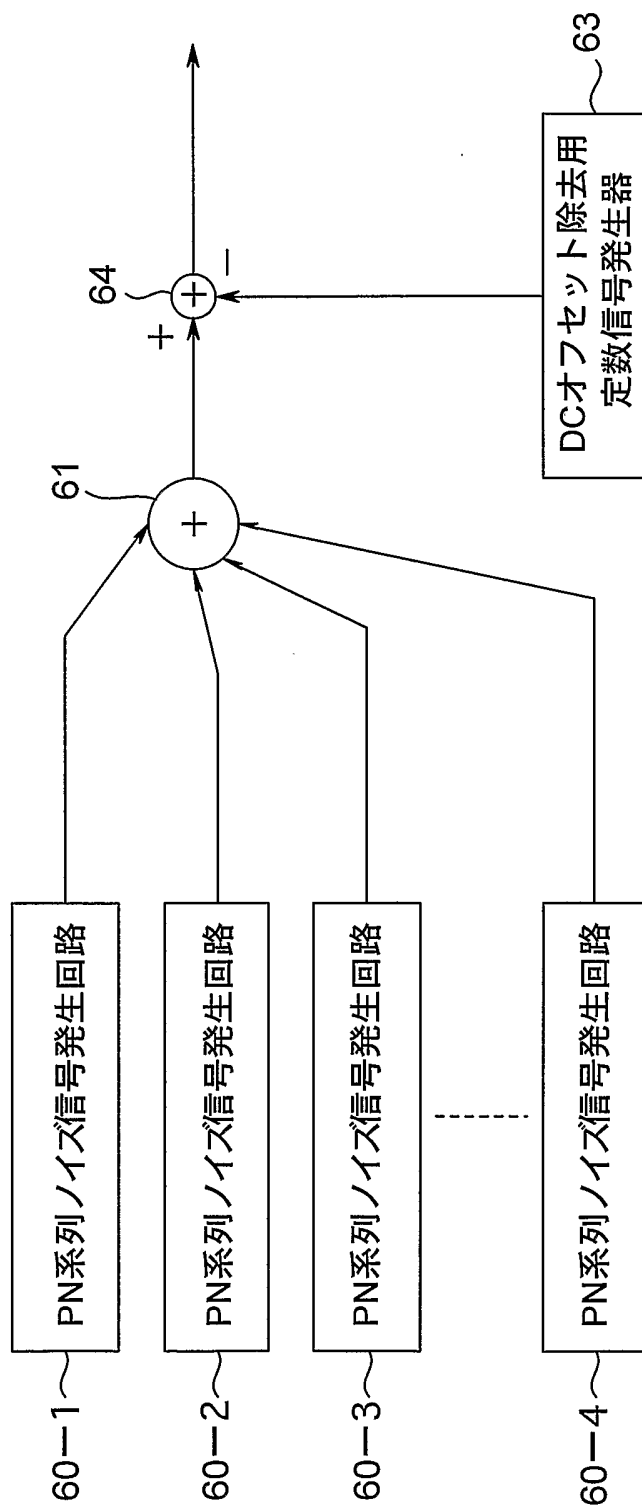


図5

11



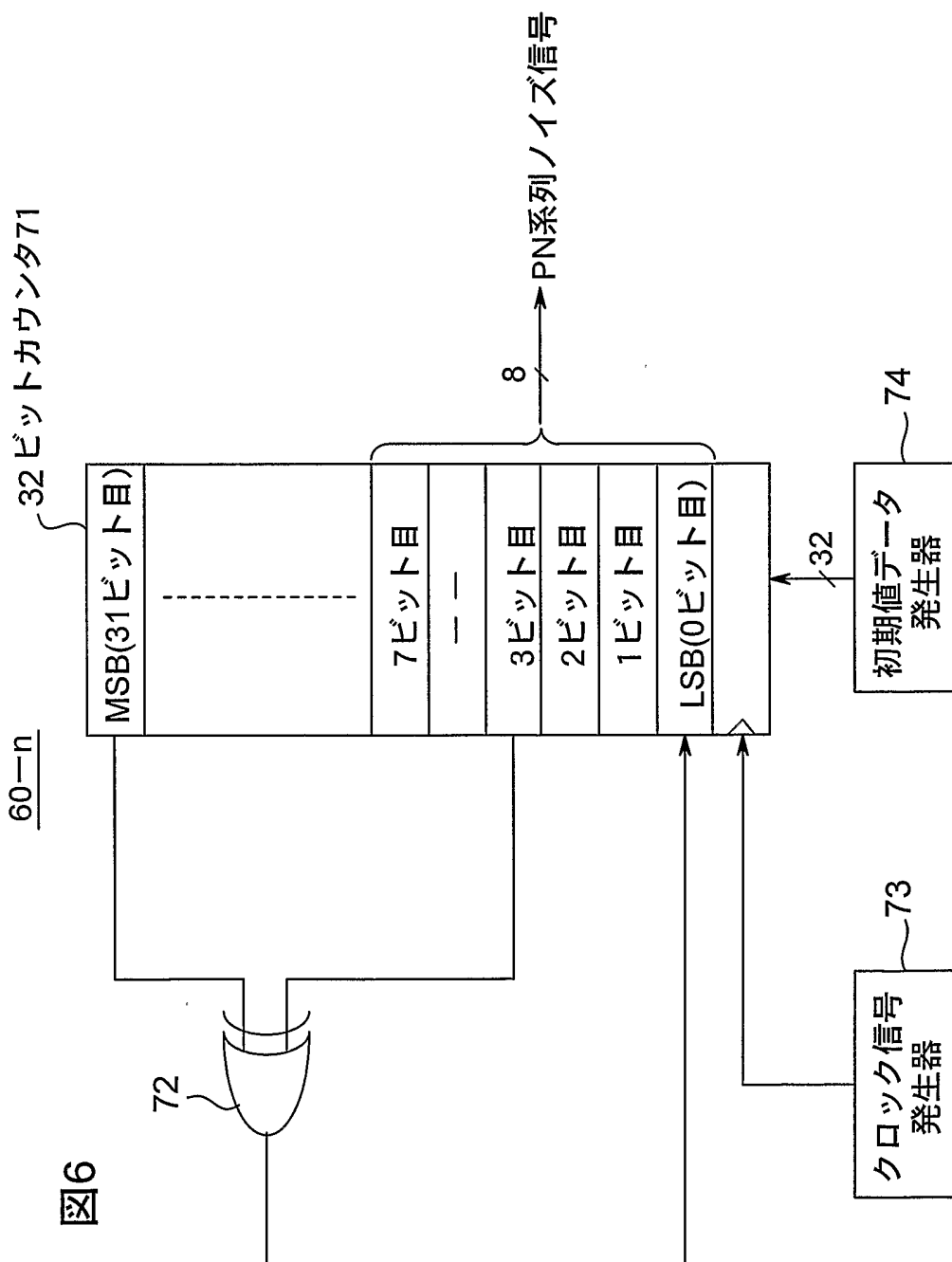


図7

ホワイトノイズ信号の  
確率密度

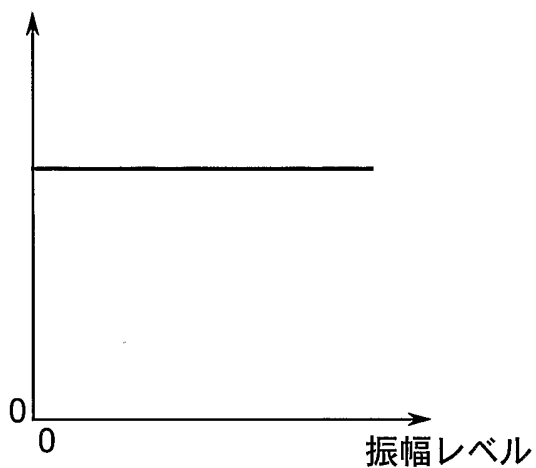


図8

ベル分布型ノイズ信号の  
確率密度

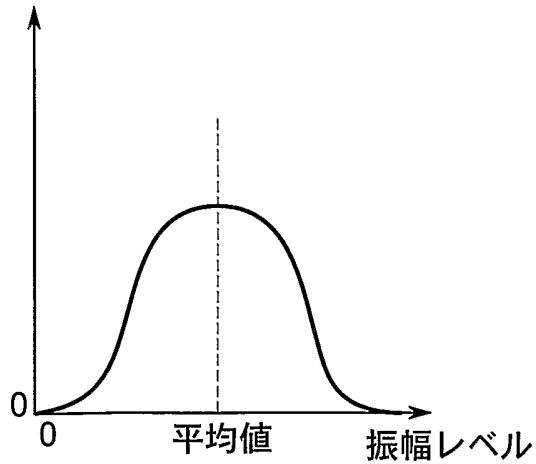
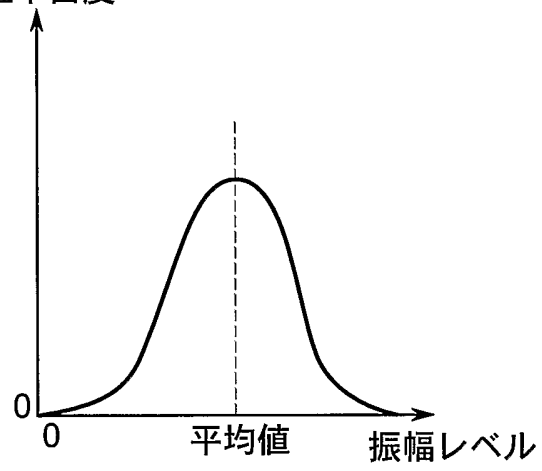
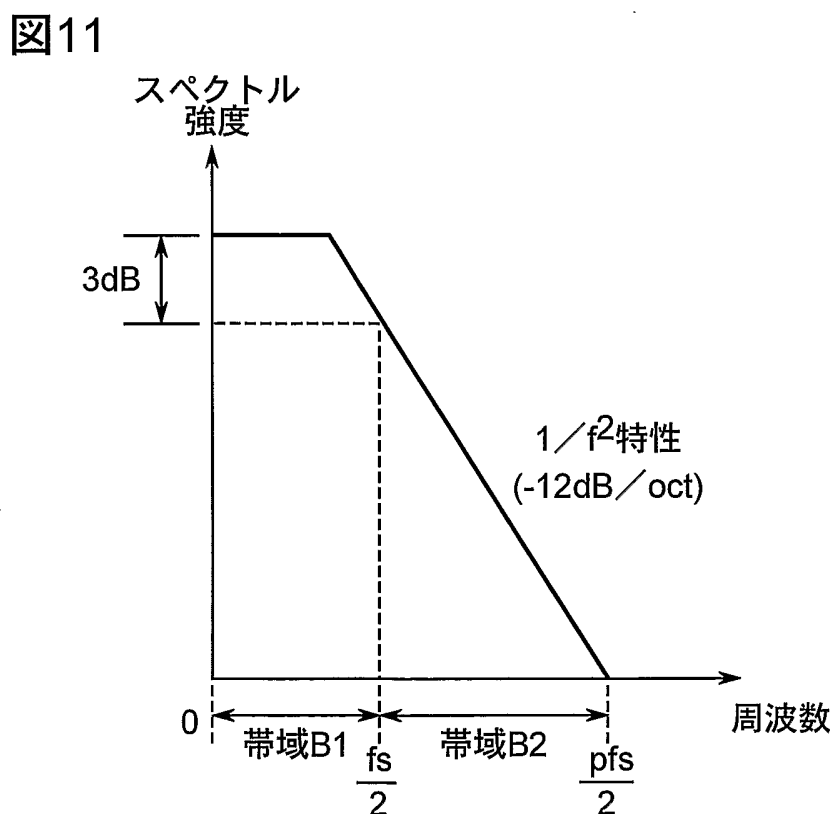
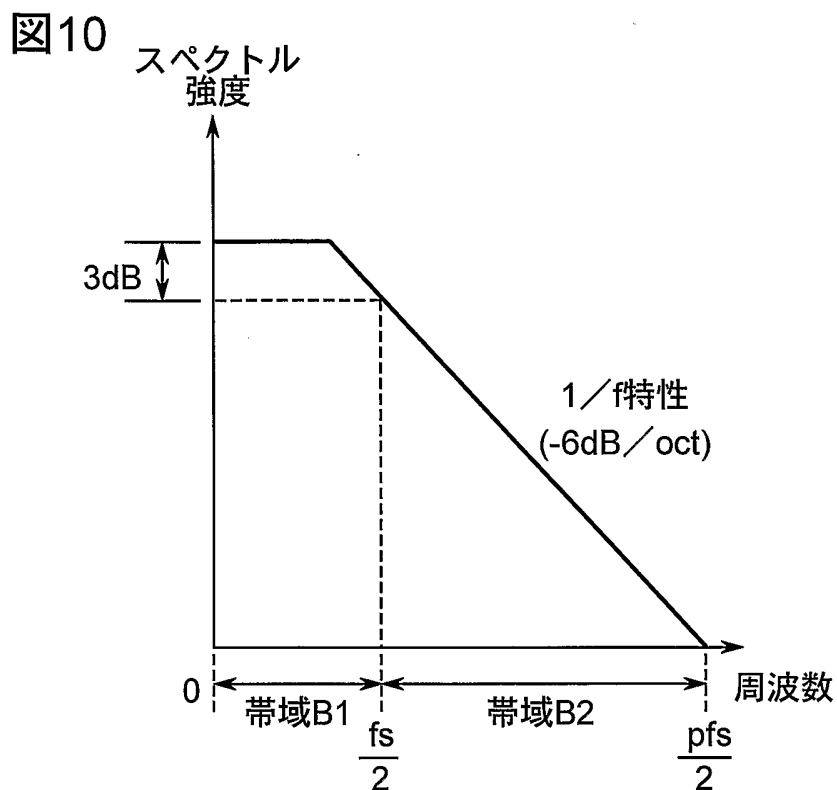


図9

ガウス分布型ノイズ信号の  
確率密度





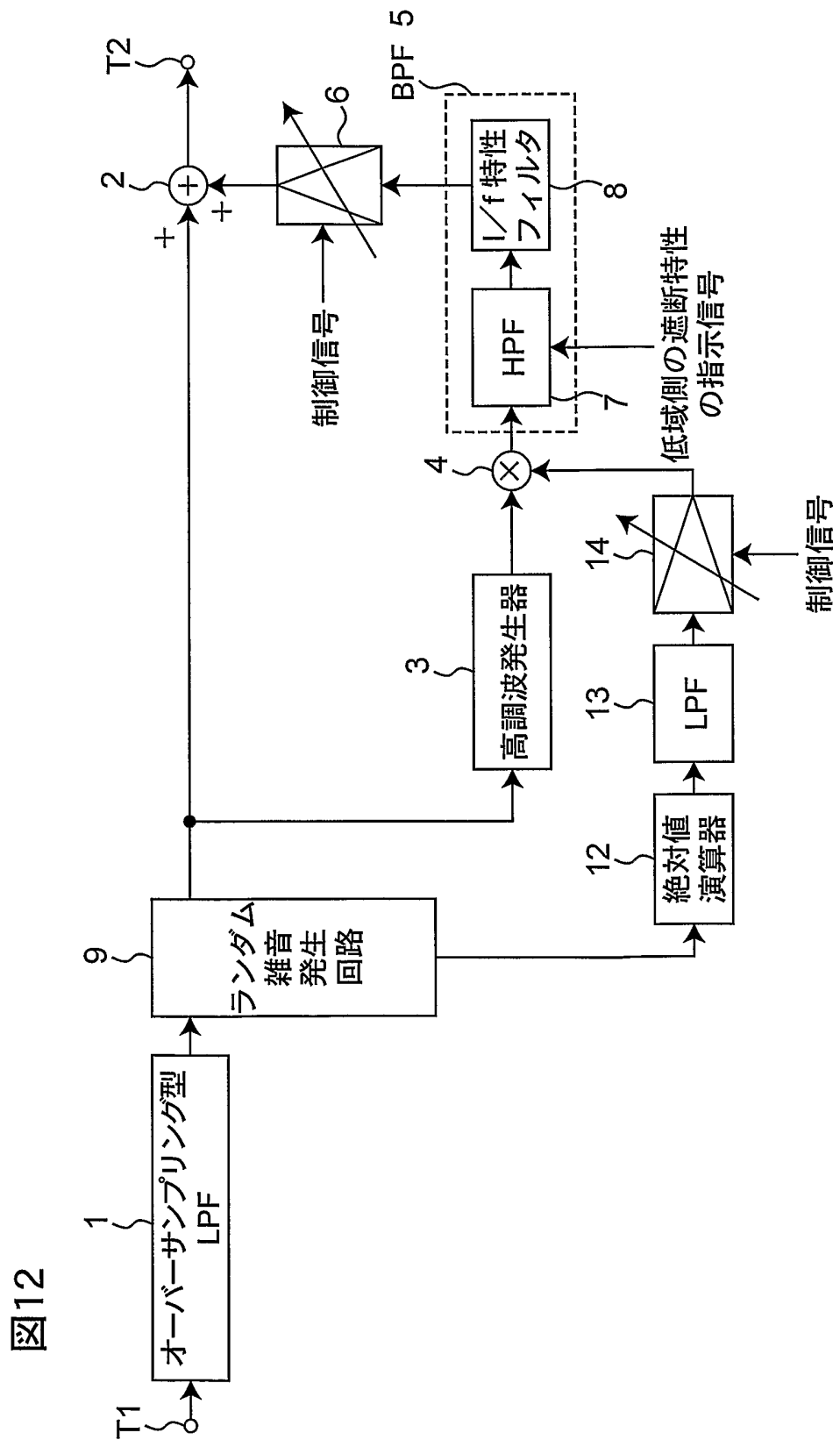
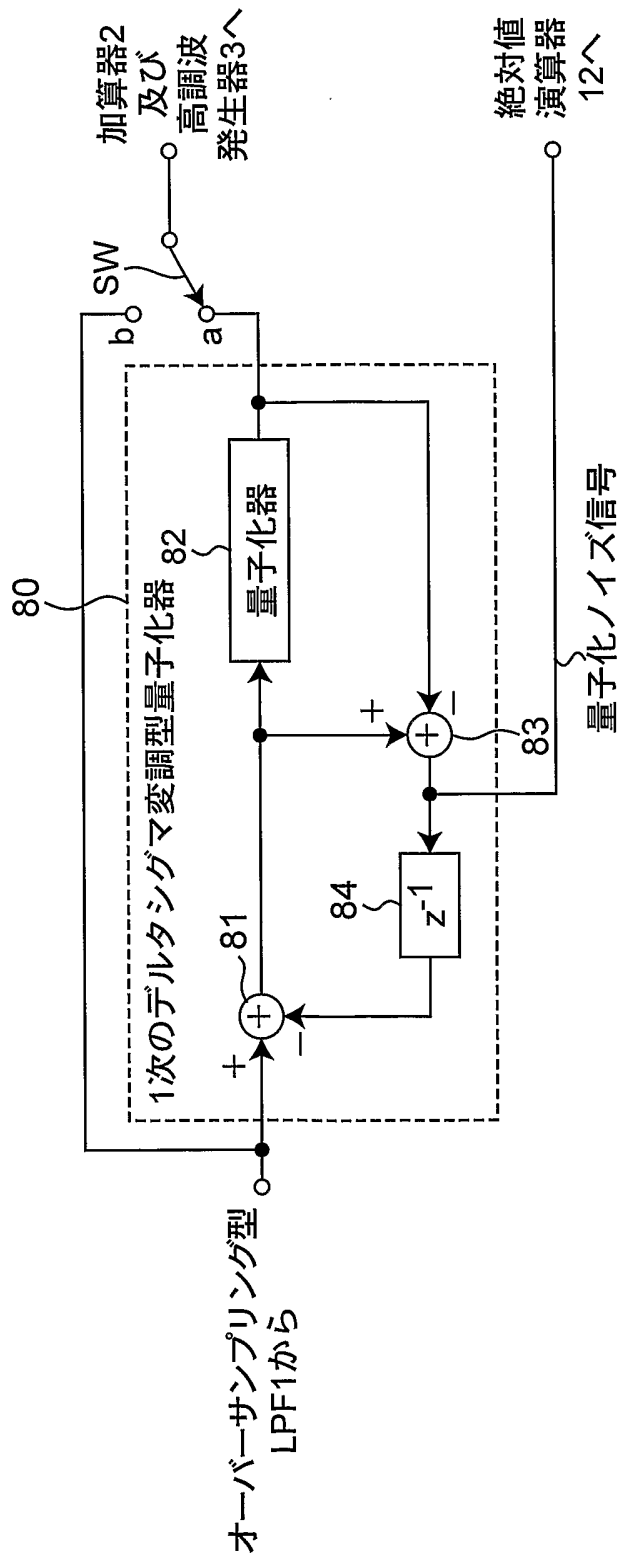


図12

図13

9





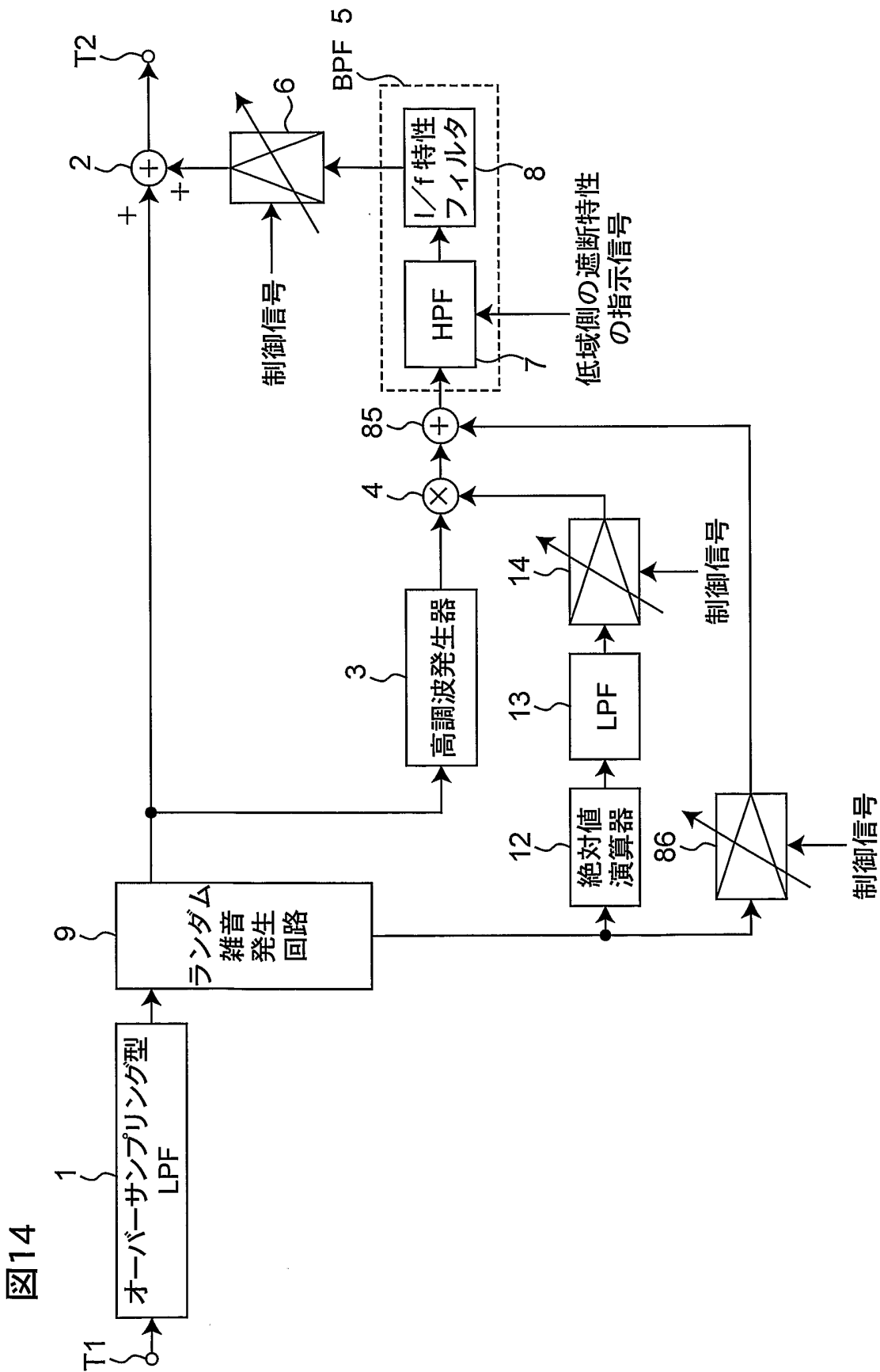


図14

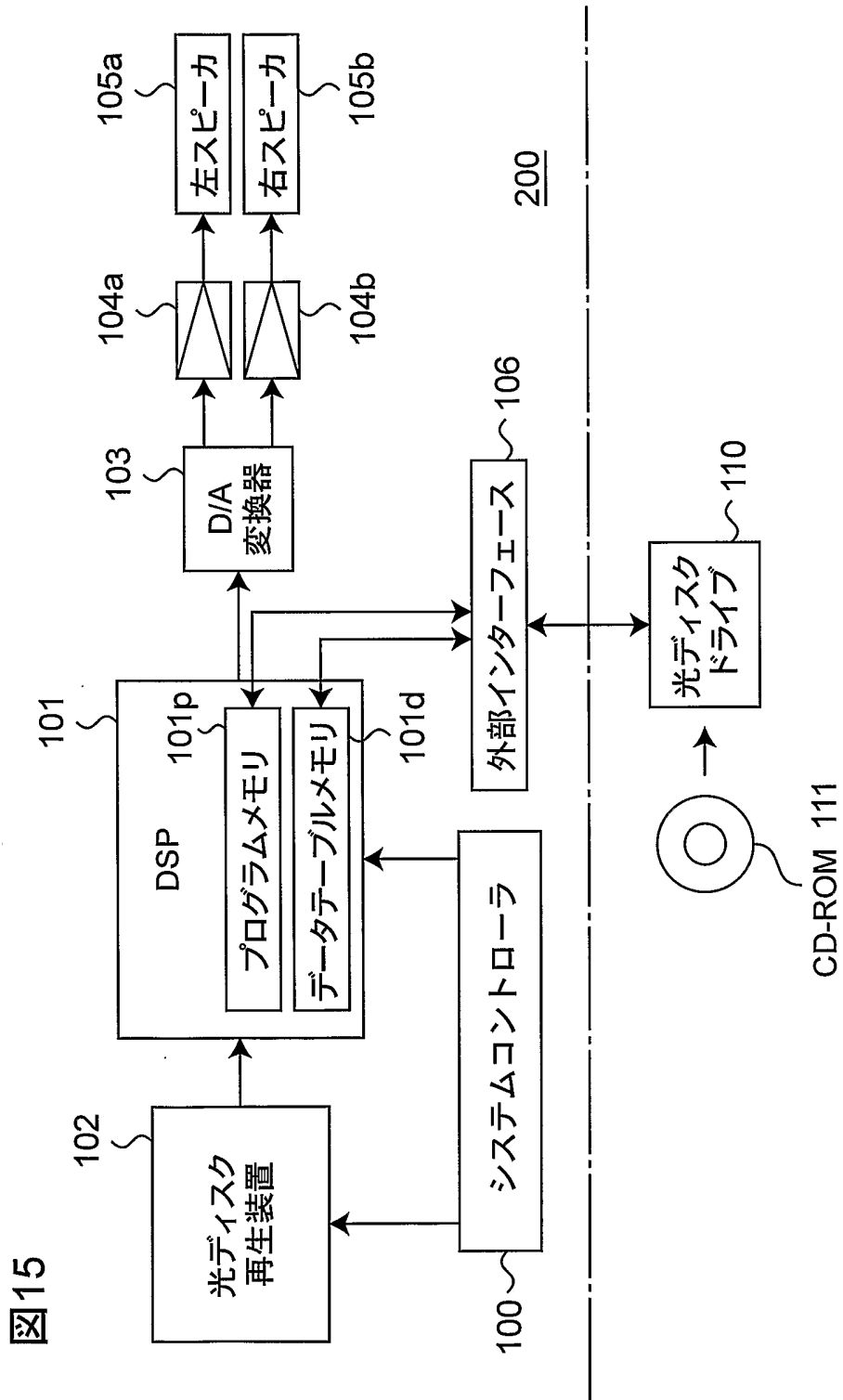
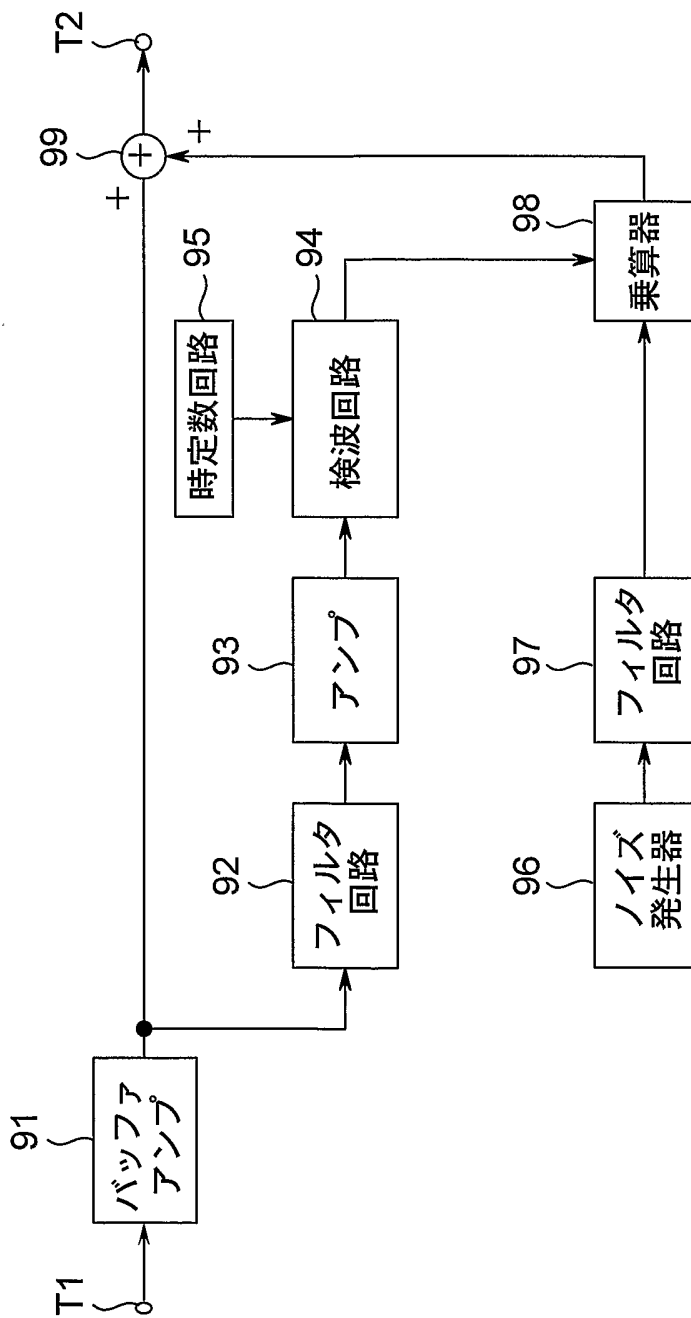


図16



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/006854

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl<sup>7</sup> G10L13/00, 19/00, H03M3/02, H04R3/04

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<sup>7</sup> G10L13/00, 19/00, H03M3/02, H04R3/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004

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.
X	JP 2001-356788 A (Kenwood Corp.), 26 December, 2001 (26.12.01), Full text; Figs. 1 to 5 & JP 2002-73096 A & WO 01/97212 A1 & EP 1298643 A1 & US 2003/125889 A1	1-24
A	JP 9-36685 A (Shin NAKAGAWA), 07 February, 1997 (07.02.97), Full text; Figs. 1 to 11 & EP 706299 A2 & US 5754666 A	1-24
A	JP 2002-15522 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 18 January, 2002 (18.01.02), Full text; Figs. 1 to 21 (Family: none)	1-24

 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 application or patent 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

"&amp;" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
13 August, 2004 (13.08.04)Date of mailing of the international search report  
31 August, 2004 (31.08.04)Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/006854

## C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 9-258787 A (Kokusai Electric Co., Ltd.), 03 October, 1997 (03.10.97), Full text; Figs. 1 to 6 (Family: none)	1-24
A	JP 11-126097 A (Victor Company Of Japan, Ltd.), 11 May, 1999 (11.05.99), Full text; Figs. 1 to 15 & JP 11-144382 A & EP 911826 A2 & US 2002/188365 A1	1-24
A	JP 2000-172300 A (Koninklijke Philips Electronics N.V.), 23 June, 2000 (23.06.00), Full text; Figs. 1 to 3 & EP 994464 A1	1-24
A	JP 2001-100773 A (Sony Corp.), 13 April, 2001 (13.04.01), Full text; Figs. 1 to 14 & EP 1089258 A2	1-24
A	JP 2001-525079 A (Hewlett-Packard Co.), 04 December, 2001 (04.12.01), Full text; Figs. 1 to 3 & WO 98/52187 A1 & EP 878790 A1	1-24
A	JP 2002-132298 A (Kenwood Corp.), 09 May, 2002 (09.05.02), Full text; Figs. 1 to 2 & JP 2002-171588 A & WO 02/35517 A1	1-24
A	JP 2002-175092 A (Kenwood Corp.), 21 June, 2002 (21.06.02), Full text; Figs. 1 to 2 & WO 02/50814 A1	1-24

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl<sup>7</sup> G10L13/00, 19/00, H03M3/02, H04R3/04

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. Cl<sup>7</sup> G10L13/00, 19/00, H03M3/02, H04R3/04

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 1922-1996年
- 日本国公開実用新案公報 1971-2004年
- 日本国実用新案登録公報 1996-2004年
- 日本国登録実用新案公報 1994-2004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
X	JP 2001-356788 A (株式会社ケンウッド) 2001.12.26, 全文, 図1-5 & JP 2002-73096 A & WO 01/97212 A1 & EP 1298643 A1 & US 2003/125889 A1	1-24
A	JP 9-36685 A (中川 伸) 1997.02.07, 全文, 図1-11 & EP 706299 A2 & US 5754666 A	1-24
A	JP 2002-15522 A (松下電器産業株式会社) 2002.01.18, 全文, 図1-21 (ファミリーなし)	1-24

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」 国際出願日前の出願または特許であるが、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

13. 08. 2004

国際調査報告の発送日

31. 8. 2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)  
郵便番号100-8915  
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)

山下 剛史

5C

8946

電話番号 03-3581-1101 内線 3540

C (続き) 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	JP 9-258787 A (国際電気株式会社) 1997.10.03, 全文, 図1-6 (ファミリーなし)	1-24
A	JP 11-126097 A (日本ビクター株式会社) 1999.05.11, 全文, 図1-15 & JP 11-144382 A & EP 911826 A2 & US 2002/188365 A1	1-24
A	JP 2000-172300 A (コーニンクレッカ フィリップ ス エレクトロニクス エヌ ヴィ) 2000.06.23, 全文, 図1-3 & EP 994464 A1	1-24
A	JP 2001-100773 A (ソニー株式会社) 2001.04.13, 全文, 図1-14 & EP 1089258 A2	1-24
A	JP 2001-525079 A (ヒューレット・パカード・カ ンパニー) 2001.12.04, 全文, 図1-3 & WO 98/52187 A1 & EP 878790 A1	1-24
A	JP 2002-132298 A (株式会社ケンウッド) 2002.05.09, 全文, 図1-2 & JP 2002-171588 A & WO 02/35517 A1	1-24
A	JP 2002-175092 A (株式会社ケンウッド) 2002.06.21, 全文, 図1-2 & WO 02/50814 A1	1-24