

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2013 年 4 月 11 日(11.04.2013)



(10) 国際公開番号
WO 2013/051641 A1

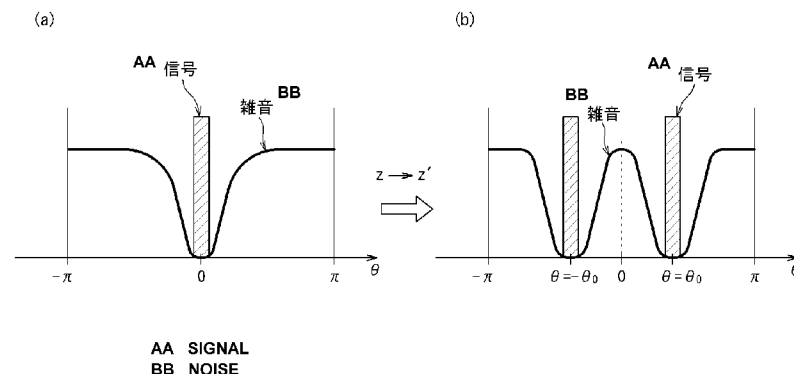
- (51) 国際特許分類:
H03M 3/02 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2012/075759
- (22) 国際出願日: 2012 年 10 月 4 日(04.10.2012)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2011-220406 2011 年 10 月 4 日(04.10.2011) JP
特願 2011-220452 2011 年 10 月 4 日(04.10.2011) JP
特願 2011-220437 2011 年 10 月 4 日(04.10.2011) JP
特願 2012-034278 2012 年 2 月 20 日(20.02.2012) JP
特願 2012-127621 2012 年 6 月 5 日(05.06.2012) JP
特願 2012-209370 2012 年 9 月 24 日(24.09.2012) JP
- (71) 出願人: 住友電気工業株式会社 (SUMITOMO ELECTRIC INDUSTRIES, LTD.) [JP/JP]; 〒5410041 大阪府大阪市中央区北浜四丁目 5 番 3 3 号 Osaka (JP).
- (72) 発明者: 前畠 貴(MAEHATA, Takashi); 〒5540024 大阪府大阪市此花区島屋一丁目 1 番 3 号 住友電気工業株式会社 大阪製作所内 Osaka (JP). 戸谷 一幸(TOTANI, Kazuyuki); 〒5540024 大阪府大阪市此花区島屋一丁目 1 番 3 号 住友電気工業株式会社 大阪製作所内 Osaka (JP).
- (74) 代理人: 特許業務法人サンクレスト国際特許事務所(SUNCREST PATENT AND TRADEMARK ATTORNEYS); 〒6500023 兵庫県神戸市中央区栄町通四丁目 1 番 1 1 号 Hyogo (JP).
- (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, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, 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, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: DESIGN METHOD FOR BANDPASS $\Delta\Sigma$ MODULATOR, BANDPASS $\Delta\Sigma$ MODULATOR, DEVICE HAVING BANDPASS $\Delta\Sigma$ MODULATOR, AND METHOD USING BANDPASS $\Delta\Sigma$ MODULATION

(54) 発明の名称: バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の設計方法、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器、 $\Delta\Sigma$ 変調器を有する装置、及び $\Delta\Sigma$ 変調を用いた方法



(57) Abstract: The purpose is to provide a bandpass $\Delta\Sigma$ modulator for use at a desired frequency. A bandpass $\Delta\Sigma$ modulator is obtained by replacing z in the z region model of a low-pass $\Delta\Sigma$ modulator with z' below (in no event does $\theta_0 = \pm\pi/2 \times n$, where n is an integer equal to 1 or greater). $z' = f_{cnv}(z, \theta_0)$ is function such that, for any values of z and θ_0 , the absolute value of $f_{cnv}(z, \theta_0)$ is always 1. $\theta_0 = 2\pi \times (f_0/f_s)$, where f_0 is the sampling frequency, and f_s is the center frequency of the quantization noise-inhibiting band of the bandpass $\Delta\Sigma$ modulator.

(57) 要約: 所望の周波数用のバンドパス $\Delta\Sigma$ 変換器を得る。ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の z 領域モデルにおける z を、以下の z' に置き換えることでバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 ($\theta_0 = \pm\pi/2 \times n$ を除く; n は 1 以上の整数) を得る。 $z' = f_{cnv}(z, \theta_0)$ ただし、 $f_{cnv}(z, \theta_0)$ は、任意の z 、 θ_0 について、 $f_{cnv}(z, \theta_0)$ の絶対値が常に 1 となる関数 $\theta_0 = 2\pi \times (f_0/f_s)$ f_s は、サンプリング周波数 f_0 は、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の量子化雑音阻止帯域の中心周波数

WO 2013/051641 A1

明 細 書

発明の名称：

バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の設計方法、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器、 $\Delta\Sigma$ 変調器を有する装置、及び $\Delta\Sigma$ 変調を用いた方法

技術分野

[0001] 本発明は、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の設計方法、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器、 $\Delta\Sigma$ 変調器を有する装置、及び $\Delta\Sigma$ 変調を用いた方法に関するものである。

背景技術

[0002] <第1の背景>

$\Delta\Sigma$ 変調器は、オーバサンプリング変調の一種であり、一般的には、AD変換又はDA変換に用いられている技術である（非特許文献1参照）。

$\Delta\Sigma$ 変調では、信号帯域内の量子化雑音を、信号帯域外に移動させて、信号帯域内の量子化雑音を大きく低下させるノイズシェイピング（Noise Shaping）が行われる。

[0003] ここで、「 $\Delta\Sigma$ 変調」という用語は、多くの場合、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を指す。

ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調では、低い周波数の量子化雑音が、より高い周波数側に移動して、低い周波数の量子化雑音が減衰するようノイズシェイピングされる。つまり、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調では、雑音伝達関数は、低周波数（0 Hz 付近）において、通過雑音を阻止する特性を有している。

[0004] $\Delta\Sigma$ 変調としては、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調以外に、雑音伝達関数が、0 Hz よりも大きい周波数において通過雑音を阻止するバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調もある。

[0005] <第2の背景>

量子化信号を送信するのに適した通信システムとして、光ファイバ通信システムがある。光ファイバ通信システムでは、High/Lowの2値の信

号を容易に伝送することができる。

[0006] 例えば、図20に示すように、光ファイバ通信システム100の光送信機101では、送信すべきデジタル電気信号を、電気－光変換器（E／O；光リンク）101aにて光信号に変換し、光伝送路（光ファイバ）102に送信する。光受信機103は、光伝送路102から送信されてきた光信号を、光－電気変換器（O／E；光リンク）103aにて電気信号に変換することで、デジタル電気信号を取得する。

[0007] 一般に、電気－光変換器101aには、レーザダイオードが用いられ、光－電気変換器103aには、フォトダイオードが用いられる。これらの素子101a、103aは、いずれも入出力特性が十分に線形ではないことが多い。したがって、光ファイバ通信システムは、2値化された値のように段階的な値で量子化された値を伝送するのには使用できるが、アナログ信号のような連続値を伝送するのには、あまり適していない。

[0008] 光ファイバ通信システムにおいて、アナログ信号のような連続値を、直接、レーザダイオード101aで光強度変調して、光伝送しようとする、線形性が良好である特殊な電気－光変換器101a及び光－電気変換器103aを用いたり、信号の補正をしたりすることが必要で、高価なシステムとなる。

[0009] そのため、多くの場合、アナログ信号を光伝送路（光ファイバ）で伝送する場合であっても、図21に示すように、光伝送路（光ファイバ）102ではデジタル信号のパルス列を伝送する。このために、光送信機101では、送信したいアナログ信号を、まず、AD変換器（ADC）101bにてデジタル信号に変換する。

そして、AD変換器101bから出力された平行のデジタル信号をシリアルなビット列に変換した上で、そのシリアルなビット列に対応する光信号のパルス列を、電気－光変換器101aにて生成し、光伝送路102に送出する。

光受信機103では、受信したパルス列が示すデジタル信号をDA変換器

(DAC) 103bにてアナログ信号に変換することで、アナログ信号を取得する。

[0010] 一方、アナログ信号を光ファイバ通信システムにて伝送するための技術としては、前述のように、アナログ信号を光強度変調して伝送する方式のほか、アナログ信号をパルス幅変調して伝送するパルス幅変調方式 (PWM ; Pulse Width Modulation) がある。

パルス幅変調方式は、パルス幅によってアナログ信号の波形を表すものであり、光伝送路には、パルス列が伝送されるため、伝送系における非線形性の影響を受けにくくなる。

[0011] <第3の背景>

テレビ受信機又はラジオ受信機のような無線放送受信機は、世界中で、広く普及している。このため、テレビ放送などの無線放送は、情報発信のための手段として、非常に魅力がある。

しかし、無線放送受信機で受信可能な無線放送サービスを提供するには、大規模な無線放送設備が必要である。

[0012] 一般的に、放送設備としては、放送機 (放送用送信機) 及び送信アンテナが必要である。放送機は、映像信号又は音声信号を搬送波に載せて、RF (Radio Frequency) 信号とする。RF信号は、高出力の増幅器にて出力され、送信アンテナから、電波として放射される。

電波として空間に放射されたRF信号は、受信アンテナを介して、テレビ受信機のような無線放送受信機にて受信される。

[0013] <第4の背景>

高出力増幅器 (High Power Amplifier、以下、「HPA」という) などの増幅器を用いて、電力を増幅する場合、増幅器の非線形な歪特性のため、所望の入出力特性を得ることができない。そこで、増幅器の歪を補償するため、歪補償処理が行われる (特許文献1参照)。

[0014] 歪補償処理としては、DPD (Digital PreDistortion) のように、デジタル信号処理によって行われるものがある。

先行技術文献

特許文献

[0015] 特許文献1：特開2009-194432号公報

非特許文献

[0016] 非特許文献1：和保 孝雄、安田 明 監訳（原著者 Richard Schreier, Gabor C. Temes） $\Delta\Sigma$ 型アナログ／デジタル変換器入門（Understanding Delta-Sigma Data Converters）、丸善株式会社、2007

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0017] <第1の課題>

第1の背景に関し、非特許文献1によれば、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の z 領域モデルに対して、 $z \rightarrow -z^2$ の変換を行うことで、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器に変換できる。

[0018] しかし、 $z \rightarrow -z^2$ の変換式を用いても、サンプリング周波数 f_s の $1/4$ の周波数で動作する $f_s/4$ バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器（量子化雑音阻止帯域の中心周波数 f_0 が $f_s/4$ であるバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器）しか得られない。

つまり、 $z \rightarrow -z^2$ の変換式を用いて得たバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器は、処理対象の信号の帯域の中心周波数 f_0 が、サンプリング周波数 f_s の $1/4$ の周波数であるものに限られる。

[0019] そして、非特許文献1には、サンプリング周波数 f_s の $1/4$ の周波数以外の周波数 f_0 用のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の構造は全く開示されていない。当然ながら、サンプリング周波数 f_s の $1/4$ 以外の任意の周波数 f_0 用のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器をどのようにして設計すればよいのか、についても全く開示されていない。

[0020] そこで、第1の背景に対する課題（第1の課題）は、所望の周波数 f_0 用のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を得ることである。

[0021] <第2の課題>

第2の背景に関し、アナログ信号をPWM変調する場合、パルス幅でアナログ信号の振幅を表現するため、適切な精度で変調しようとする、アナログ信号の周波数よりも非常に高いサンプリング速度（例えば、アナログ信号の周波数の128倍）が必要となるという欠点を有している。

[0022] この欠点は、アナログ信号が比較的周波数の低い信号（例えば、音声信号）である場合には、あまり問題とならない。

しかし、アナログ信号が、無線周波数（RF；Radio Frequency）信号などのように搬送波（無変調波）を送信信号で変調した変調波の場合、搬送波自体の周波数が非常に高いため、大きな問題となる。

[0023] 例えば、移動体通信の分野では、1GHz程度の無線周波数（搬送波周波数）が用いられることがある。1GHzの無線周波数信号（RF信号）に対してパルス幅変調を行おうとすると、無線周波数（1GHz）の128倍の128GS/sという、非常に高速なサンプリング速度が要求されることになる。これほどの高速な速度でサンプリングして伝送することは、実用化という観点からは、非現実的である。

[0024] そこで、第2の背景に対する課題（第2の課題）は、サンプリング速度を抑えつつ、変調波を伝送することである。

[0025] <第3の課題>

第1の背景に関し、前述のように、非特許文献1には、サンプリング周波数 f_s の1/4の周波数以外の周波数 f_o 用のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の構造は全く開示されていない。

このため、例えば、無線周波数の搬送波の送信にバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を用いようとしても、上記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器では、上記のように、処理対象となる周波数が制限されるので、任意の搬送波周波数での信号送信を行うことができない。

[0026] そこで、第1の背景に対する他の課題（第3の課題）は、所望の搬送波周波数の変調波にバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うことができる送信機、及びこれ

を搭載した移動体、信号処理装置を提供することである。

[0027] <第4の課題>

第3の背景に関し、放送設備は、安定動作のために二重系に構成される等の理由により、大規模なシステムとして構成される。

放送サービスを多くの地域・国において提供するには、そのような大規模な放送設備を各地域・国に設置する必要があり、莫大な費用を要する。また、放送設備の維持・管理にも多額の費用が生じる。

[0028] これまでの放送サービスは、そのサービス提供のために、多額の費用を要するという問題があった。

[0029] 本発明者の一人は、この問題が、RF信号という高周波のアナログ信号を扱うことに起因していることに気付いた。

そこで、第3の背景に対する課題（第4の課題）は、従来とは異なるやり方で、RF信号の伝送又は放送を行うことである。

[0030] <第5の課題>

第1の背景に関し、 $\Delta\Sigma$ 変調において、オーバーサンプリング比（OSR）は、次のように定義される。

$$OSR = f_s / (2 \times BW)$$

f_s : サンプル周波数

BW : 信号周波数帯域

[0031] したがって、処理対象となる信号の周波数帯域 f_s と、所望のオーバーサンプリング比（例えば、 $OSR = 50$ ）とが決まると、 $\Delta\Sigma$ 変調のサンプリング周波数 f_s を決定することができる。

[0032] ここで、本発明者は、無線波として送信されるRF信号に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うという着想を得た。無線波として送信されるRF信号に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うことで、RF信号をデジタル信号として扱うのが容易になる。

[0033] RF信号に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行う場合も、RF信号の周波数帯域 f_s とオーバーサンプリング比とが決まると、サンプリング周波数 f_s を

決定することができる。

[0034] ここで、サンプリング周波数 f_s が高くなると、 $\Delta\Sigma$ 変調器及びその周辺の回路がコスト高となる。例えば、移動体通信では、信号の帯域幅が数 MHz から数十 MHz になることがあるため、サンプリング周波数 f_s は、できるだけ低く抑えたいところである。

[0035] サンプリング周波数 f_s を低く抑えるには、サンプリング周波数 $f_s = OSR \times (2 \times BW)$ とすればよいが、 $\Delta\Sigma$ 変調のサンプリング周波数 f_s を低く抑えると、信号帯域外へ漏れ出る漏洩電力が問題となることを本発明者は見出した。

[0036] すなわち、無線波では、信号帯域外へ漏れ出る漏洩電力が問題となることがあるため、法的規制又は規格において、信号帯域外の漏洩電力の大きさが規制されることが多い。これは、信号帯域外への漏洩電力が大きくなると、隣接チャネルへの妨害となるためである。

一方、 $\Delta\Sigma$ 変調では、信号帯域内の量子化雑音を信号帯域外に移動させるため、信号帯域外においても量子化雑音による電力が比較的大きくなり易い。

したがって、RF 信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調を行うと、信号帯域外の量子化雑音が漏洩電力を増大させるおそれがある。

[0037] そこで、第 1 の背景に対する他の課題（第 5 の課題）は、無線波として送信される RF 信号に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行う場合において、量子化雑音が漏洩電力を増大させるのを抑制することである。

[0038] <第 6 の課題>

第 4 の背景に関し、歪補償は、増幅器の出力を必要とするため、デジタル信号処理によって歪補償を行う場合であっても、アナログ信号である増幅器出力を取得する必要がある。

[0039] アナログ信号である増幅器出力を取得するには、増幅器出力をモニターするアナログ回路（カプラ、ローノイズ増幅器、復調器、及びアナログフィルタなどのアナログ素子を含む高周波回路）及び AD 変換器が必要とされる。

このような回路は、無線受信機におけるRF (Radio Frequency) 部と同等のものであり、回路規模を大きくしてしまう。

[0040] そこで、第4の背景に関する課題（第6の課題）は、増幅器の出力を複雑なアナログ信号処理を行うことなく取得できるようにすることである。

課題を解決するための手段

[0041] <第1の課題を解決するための手段>

(1-1) 第1の課題に関して、一の観点からみた本発明は、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の z 領域モデルにおける z を、以下の z' に置き換えることでバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 ($\theta_0 = \pm \pi / 2 \times n$ を除く; n は1以上の整数) を得ることを特徴とするバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の設計方法である。

$$z' = f_{cnv}(z, \theta_0)$$

ただし、

$f_{cnv}(z, \theta_0)$ は、任意の z , θ_0 について、 $f_{cnv}(z, \theta_0)$ の絶対値が常に1となる関数

$$\theta_0 = 2\pi \times (f_0 / f_s)$$

f_s は、サンプリング周波数

f_0 は、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の量子化雑音阻止帯域の中心周波数

[0042] 上記の設計方法によれば、所望の周波数 f_0 用のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を得ることができる。

[0043] (1-2) $f_{cnv}(z, \theta_0)$ は、一方の辺の値が1又は-1である恒等式における他方の辺の式であり、前記恒等式は、以下の式を変形することで得られたものであるのが好ましい。

[数1]

$$(z - e^{j\theta_0})(z - e^{-j\theta_0}) = 0$$

[0044] (1-3) z' は、以下の式で表されるのが好ましい。

[数2]

$$z' = z \frac{z - \cos \theta_0}{(\cos \theta_0)z - 1}$$

[0045] (1-4) z' は、以下の式で表されるのが好ましい。

[数3]

$$z' = -z \frac{z - \cos \theta_0}{(\cos \theta_0)z - 1}$$

[0046] (1-5) z' は、以下の式で表されるのが好ましい。

[数4]

$$z' = \frac{(\cos \theta_0)z - 1}{z(z - \cos \theta_0)}$$

(1-6) z' は、以下の式で表されるのが好ましい。

[数5]

$$z' = -\frac{(\cos \theta_0)z - 1}{z(z - \cos \theta_0)}$$

[0047] (1-7) 第1の課題に関して、他の観点からみた本発明は、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の z 領域モデルにおける z を、以下の z' に置き換えて得られたバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器($\theta_0 = \pm \pi / 2 \times n$ を除く； n は1以上の整数)である。

$$z' = f_{cnv}(z, \theta_0)$$

ただし、

$f_{cnv}(z, \theta_0)$ は、任意の z, θ_0 について、 $f_{cnv}(z, \theta_0)$ の絶対値が常に1となる関数

$$\theta_0 = 2\pi \times (f_0 / f_s)$$

f_s は、サンプリング周波数

f_0 は、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の量子化雑音阻止帯域の中心周波数

[0048] <第2の課題を解決するための手段>

(2-1) 第2の課題に関して、一の観点からみた本発明は、無変調波に送信信号が付加された変調波を、信号伝送路に対して送信する送信機であって、前記変調波に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器と、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器から出力された量子化信号を前記変調波として前記信号伝送路に出力する出力部と、を備えていることを特徴とする送信機である。変調波に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行う場合には、変調波の信号帯域に対して十分大きなサンプリング周波数であればよいため、変調波の周波数（無変調波の周波数）が大きくても、サンプリング速度をさほど大きくする必要がない。

[0049] (2-2) 前記無変調波の周波数は、以下の式を満たすように設定されているのが好ましい。

$$f_{o'} = f_o - n \times f_s$$

ただし、

f_o : 受信機側の受信周波数

f_s : 前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数

$f_{o'}$: 前記無変調波の周波数

n : 整数

[0050] (2-3) 前記 n が、絶対値が1以上の整数であるのが好ましい。この場合、受信機側の受信周波数 f_o をサンプリング周波数 f_s よりも大きくすることができる。

[0051] (2-4) 前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器に与えられる前記変調波の信号帯域を拡張する帯域拡張部を更に備えているのが好ましい。この場合、帯域を拡張することで、サンプリング周波数を高く設定することができる。

[0052] (2-5) 前記帯域拡張部は、前記変調波の信号帯域外にゼロ信号を挿入することで、前記変調波の帯域を拡張するのが好ましい。この場合、容易に帯域を拡張できる。

[0053] (2-6) 前記変調波をデジタル信号処理によって生成するデジタル変調部を更に備え、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器には、前記デジタル変調部によっ

て生成されたデジタル変調波が与えられるのが好ましい。この場合、変調波の生成及び量子化信号の生成をともにデジタル信号処理によって行える。

[0054] (2-7) 前記デジタル変調部は、デジタル直交変調部であるのが好ましい。

[0055] (2-8) 前記変調波は、無線周波数の変調波であるのが好ましい。

[0056] (2-9) 他の観点からみた本発明は、信号伝送路から送信されてきた信号を受信する受信機であって、無変調波に送信信号が付加された変調波に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うことで生成された量子化信号を、前記信号伝送路から受信する入力部と、前記入力部によって受信した量子化信号が、入力として与えられるアナログバンドパスフィルタと、を備えていることを特徴とする受信機である。変調波に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うことで生成された量子化信号をアナログバンドパスフィルタを通過させることで、アナログの変調波を得ることができる。

[0057] (2-10) 前記アナログバンドパスフィルタは、以下の式を満たすように設定されているのが好ましい。

$$f_c = f_o' + n \times f_s$$

ただし、

f_c : アナログバンドパスフィルタの通過帯域の中心周波数

f_s : 前記 $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数

f_o' : 前記無変調波の周波数

n : 整数

[0058] (2-11) 前記 n は、絶対値が1以上の整数であるのが好ましい。

[0059] (2-12) 前記変調波を処理するアナログ回路を更に備え、前記アナログバンドパスフィルタの出力は、前記アナログ回路に与えられるのが好ましい。

[0060] (2-13) 無線波を出力するアンテナを備え、前記アンテナは、前記アナログバンドパスフィルタの機能を兼ねているのが好ましい。この場合、アナログバンドパスフィルタを省略することが可能である。

[0061] (2-14) 他の観点からみた本発明は、前記(2-1)～(2-8)のいずれか1項に記載の送信機と、前記(2-9)～(2-13)のいずれか1項に記載の受信機と、を備えた通信システムである。

[0062] (2-15) 他の観点からみた本発明は、基地局本体と、基地局本体に信号伝送路を介して接続されたりモートレディオヘッドと、を備えた無線基地局装置であって、前記基地局本体は、前記(2-1)～(2-8)のいずれか1項に記載の送信機を備え、前記リモートレディオヘッドは、前記(2-9)～(2-13)のいずれか1項に記載の受信機を備えている無線基地局装置である。

[0063] <第3の課題を解決するための手段>

(3-1) 第3の課題に関し、一の観点からみた本発明は、搬送波に送信信号が付加された変調波を送信する送信機であって、前記変調波に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器と、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器から出力された量子化信号を送信する送信部(出力部)と、を備えた送信機である。送信機は、前記変調波の周波数帯域が、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器が行う $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音阻止帯域に含まれるように、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を制御する制御部を更に備えている。

[0064] 上記構成の送信機によれば、変調波の周波数帯域が $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音阻止帯域に含まれるように、制御部がバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を制御するので、所望の搬送波周波数の変調波にバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うことができる。

また、上記構成の送信機によれば、制御部が、変調波の周波数帯域が $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音阻止帯域に含まれるように、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を制御するので、送信部は、周波数変換することなく、 $\Delta\Sigma$ 変調器が出力する量子化信号から変調波を取り出して送信することができる。

[0065] (3-2) 上記送信機において、前記送信信号は、無線周波数の変調波であることが好ましい。

[0066] (3-3) 前記制御部は、前記搬送波の周波数を決定する機能をさらに備え

ていることが好ましい。この場合、搬送波の周波数の決定、及び、これに応じた $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音阻止帯域の中心周波数の制御を制御部にて集約して行うことができる。

[0067] (3-4) なお、前記搬送波の周波数は、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数の範囲内で設定されることが好ましい。

[0068] (3-5) 上記搬送波の周波数が第三者に認知されると、通信の傍受等、通信の秘匿性を著しく低下させる。このため、上記送信機において、揮発性の記憶部をさらに備え、前記記憶部は、前記搬送波の周波数を示す周波数情報を記憶可能に構成されていてもよい。

この場合、記憶部に供給される電力が絶たれると、記憶されていた周波数情報が消去されるので、例えば、リバースエンジニアリングによって、周波数情報が認知されるのを極力防止でき、通信の秘匿性を維持することができる。

[0069] (3-6) また、上記送信機において、前記制御部は、予め定められた複数の周波数の中から周波数ホッピングによって前記搬送波の周波数を決定する機能をさらに備えていることが好ましい。

上記送信機において、送信部は、周波数変換することなく $\Delta\Sigma$ 変調器が出力する量子化信号から変調波を取り出して送信することができるので、制御部が搬送波の周波数を決定することでその設定の自由度が高められる。これにより、より広範な範囲の中から前記複数の周波数情報を設定することができる。この結果、例えば、搬送波の周波数の設定にその設定帯域幅が制限されるVCOを用いた場合と比較して、搬送波の周波数をより広帯域に拡散させることができ、耐障害性が高く、かつ通信の秘匿性に優れた周波数ホッピングを実現することができる。

[0070] (3-7) さらに、前記記憶部は、前記複数の周波数情報、及び周波数ホッピングのホッピングパターンに関するパターン情報を記憶可能に構成されている場合には、前記制御部は、前記記憶部に記憶された前記複数の周波数情報、及び前記パターン情報を参照することで前記搬送波の周波数を決定する

ものであってもよい。

この場合も上記同様、記憶部に供給される電力が絶たれると、記憶されていた複数の周波数情報及びホッピングパターンが消去されるので、通信の秘匿性を維持することができる。

[0071] (3-8) また、第3の課題に関し、他の観点からみた本発明は、情報を送信する送信機を備えた移動可能な移動体であって、前記送信機は、上記(3-1)～(3-7)に記載の送信機であることを特徴としている。

上記構成の移動体によれば、情報送信において、所望の搬送波周波数の変調波にバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うことができる。

[0072] (3-9) また、第3の課題に関し、他の観点からみた本発明は、搬送波に送信信号が付加された変調波に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器と、前記変調波の周波数帯域が前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器が行う $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音阻止帯域に含まれるように、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を制御する制御部と、を備えていることを特徴とする信号処理装置である。

上記構成の信号処理装置によれば、情報送信において、所望の搬送波周波数の変調波にバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うことができる。

[0073] <第4の課題を解決するための手段>

(4-1) 第4の課題に関し、一の観点からみた本発明は、信号伝送路に信号を送信する第1装置と、前記信号伝送路から信号を受信する第2装置と、を備え、前記第1装置は、RF信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調を行って量子化信号を出力する $\Delta\Sigma$ 変調器と、前記 $\Delta\Sigma$ 変調器から出力された前記量子化信号を前記信号伝送路に送信する送信部と、を備え、前記第2装置は、前記量子化信号を前記信号伝送路から受信する受信部と、前記受信部にて受信した前記量子化信号を保存するバッファと、バッファに保存された量子化信号を出力する出力部と、を備えていることを特徴とするRF信号伝送システムである。

[0074] 上記のRF信号伝送システムに係る本発明によれば、 $\Delta\Sigma$ 変調によってRF信号が量子化信号に変換される。したがって、量子化信号となったRF信

号を、デジタル信号として信号伝送路を伝送することができる。また、量子化信号を受信する第2装置では、バッファを備えているため、信号伝送路における伝送速度に関係なく、量子化信号を必要な速度で出力することができる。

[0075] (4-2) 前記送信部は、情報を送信可能に構成され、前記送信部が送信する前記情報は、前記 $\Delta\Sigma$ 変調器が出力した量子化信号の信号波形を再現するために前記第2装置において用いられる情報を含んでいるのが好ましい。この場合、第2装置は、 $\Delta\Sigma$ 変調器が出力した量子化信号の信号波形を再現するために用いられる情報を取得できるため、当該情報を予め知っておく必要がない。

[0076] (4-3) 前記送信部は、前記量子化信号をパケット化して前記信号伝送路に出力し、前記受信部は、パケット化された前記量子化信号を受信し、デパケット化するのが好ましい。量子化信号がパケット化されることで、パケット通信が行われる信号伝送路（例えば、インターネット）を経由することが可能となる。

[0077] (4-4) 前記信号伝送路は、有線の信号伝送路であるのが好ましい。RF信号を扱いつつも、信号伝送路が有線であることで、電波に関する法的な規制を受けない。

[0078] (4-5) 前記出力部は、前記量子化信号を、RF信号を受信する受信機に対して出力するのが好ましい。この場合、受信機には、量子化信号が、RF信号として与えられる。

[0079] (4-6) 前記第2装置は、RF信号を電波として空間に放射するアンテナを更に備え、前記第2装置は、前記出力部から出力された前記量子化信号を、前記アンテナによって電波として放射されるRF信号として用いるのが好ましい。この場合、第2装置は、信号伝送路を介して送信されてきたRF信号を電波として放射することができる。

[0080] (4-7) 前記RF信号は、映像信号のRF信号を含むのが好ましい。

[0081] (4-8) 前記RF信号は、デジタルテレビ放送のためのRF信号であるの

が好ましい。

[0082] (4-9) $\Delta\Sigma$ 変調器は、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器であるのが好ましい。

[0083] (4-10) 第4の課題に関し、他の観点からみた本発明は、RF信号を $\Delta\Sigma$ 変調して得られた量子化信号を、信号伝送路から受信する受信部と、前記受信部にて受信した量子化信号を保存するバッファと、前記バッファに保存された前記量子化信号を、RF信号を含む信号として出力する出力部と、を備えていることを特徴とする信号出力装置である。

[0084] (4-11) 第4の課題に関し、さらに他の観点からみた本発明は、RF信号を受信する受信機と、前記(10)項記載の信号出力装置と、を備え、前記信号出力装置は、前記受信機に対して、前記量子化信号を出力することを特徴とする受信システムである。

[0085] (4-12) 第4の課題に関し、さらに他の観点からみた本発明は、RF信号の伝送方法であって、RF信号を $\Delta\Sigma$ 変調して得られた量子化信号を信号伝送路に送信するステップと、前記量子化信号を前記信号伝送路から受信するステップと、受信した量子化信号をバッファに保存するステップと、前記バッファに保存された量子化信号を、RF信号を受信する受信機に対して出力するステップと、を含むことを特徴とするRF信号の伝送方法である。

[0086] (4-13) 第4の課題に関し、さらに他の観点からみた本発明は、信号伝送路に信号を送信する送信装置と、1又は複数の放送設備と、を備え、前記送信装置は、放送用RF信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調を行って量子化信号を出力する $\Delta\Sigma$ 変調器と、前記 $\Delta\Sigma$ 変調器から出力された前記量子化信号を前記信号伝送路に送信する第1送信部と、を備え、前記放送設備は、放送用RF信号を電波として空間に放射するアンテナと、前記アンテナに放送用RF信号を出力する放送機と、を備え、前記放送機は、前記量子化信号を前記信号伝送路から受信する受信部と、前記受信部にて受信した前記量子化信号を、前記放送用RF信号として、前記アンテナに出力する第2送信部と、を備えていることを特徴とする放送システムである。

[0087] 上記放送システムに係る本発明によれば、 $\Delta\Sigma$ 変調によって放送用RF信

号が量子化信号に変換される。したがって、量子化信号となった放送用 R F 信号を、デジタル信号として信号伝送路を伝送することができる。

放送機では、受信した量子化信号を放送用 R F 信号を、アンテナから電波として放射させることができる。

[0088] (4-14) 前記放送機は、前記受信部にて受信した前記量子化信号を保存するバッファをさらに備え、前記第2送信部は、前記バッファに保存された前記量子化信号を、前記放送用 R F 信号として、前記アンテナに出力するのが好ましい。放送機が、バッファを備えているため、放送機は、信号伝送路における伝送速度に関係なく、量子化信号を必要な速度で出力することができる。

[0089] (4-15) 前記第1送信部は、情報を送信可能に構成され、前記第1送信部が送信する前記情報は、前記 $\Delta\Sigma$ 変調器が出力した量子化信号の信号波形を再現するために前記放送機において用いられる情報を含んでいるのが好ましい。

この場合、放送機は、 $\Delta\Sigma$ 変調器が出力した量子化信号の信号波形を再現するために用いられる情報を取得できるため、当該情報を予め知っておく必要がない。

[0090] (4-16) 前記第1送信部は、前記量子化信号をパケット化して前記信号伝送路に送信し、前記受信部は、パケット化された前記量子化信号を受信し、デパケット化するのが好ましい。量子化信号がパケット化されることで、パケット通信が行われる信号伝送路（例えば、インターネット）を経由することが可能となる。

[0091] (4-17) $\Delta\Sigma$ 変調器は、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器であるのが好ましい。

[0092] (4-18) 第4の課題に関し、さらに他の観点からみた本発明は、放送用 R F 信号を $\Delta\Sigma$ 変調して得られた量子化信号を、信号伝送路から受信する受信部と、前記受信部にて受信した前記量子化信号を、前記放送用 R F 信号として、アンテナに出力する送信部と、を備えていることを特徴とする放送機である。

[0093] (4-19) 第4の課題に関し、さらに他の観点からみた本発明は、前記(16)項記載の放送機と、前記送信機の前記送信部から出力された前記量子化信号を空間に放射するアンテナと、を備えていることを特徴とする放送設備である。

[0094] (4-20) 第4の課題に関し、さらに他の観点から見た本発明は、放送用RF信号を $\Delta\Sigma$ 変調して量子化信号を得るステップと、前記量子化信号を放送機に送信するステップと、前記放送機が、受信した前記量子化信号を、放送用RF信号として、アンテナに出力するステップと、を含む放送方法である。

[0095] <第5の課題を解決するための手段>

(5-1) 第5の課題に関し、一の観点からみた本発明は、無線波として送信されるRF信号に対する処理を行う信号処理装置であって、前記RF信号に対するバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を備え、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の量子化雑音阻止帯域は、前記RF信号の使用帯域を含み、かつ、前記RF信号の使用帯域よりも広い帯域幅を有していることを特徴とする信号処理装置である。

[0096] 上記本発明によれば、無線波として送信されるRF信号に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行っても、量子化雑音阻止帯域がRF信号の使用帯域よりも広い帯域幅を有しているため、RF信号の使用帯域の近傍においては、量子化雑音が少なくなり、量子化雑音が漏洩電力を増大させるのを抑制することができる。

[0097] (5-2) 前記RF信号は、使用帯域が複数の通信帯域に跨っており、前記量子化雑音阻止帯域は、前記RF信号の使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネルを包含する最小の帯域幅よりも狭い帯域幅を有しているのが好ましい。

RF信号の使用帯域の隣接チャネル及び次隣接チャネルへの漏洩電力が問題となる場合には、量子化雑音阻止帯域は、RF信号の使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネルを包含する帯域よりも広い帯域であるべきで

ある。

しかし、複数の通信帯域それぞれでみれば、量子化雑音阻止帯域を、R F 信号の使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネルを包含する最小の帯域幅よりも狭い帯域幅とすることができる。これにより、サンプリングレートを低く抑えることが可能となる。

[0098] (5-3) 前記複数の通信帯域それぞれを使用帯域とみなしたときの当該使用帯域の両側の隣接チャネル全てを包含する帯域幅を有しているのが好ましい。この場合、量子化雑音が、隣接チャネルへの漏洩電力となるのを防止できる。

[0099] (5-4) 前記量子化雑音阻止帯域は、前記複数の通信帯域それぞれを使用帯域とみなしたときの当該使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネル全てを包含する帯域幅を有しているのが好ましい。この場合、量子化雑音が、隣接チャネル及び次隣接チャネルへの漏洩電力となるのを防止できる。

[0100] (5-5) 前記量子化雑音阻止帯域は、前記複数の通信帯域それぞれを使用帯域とみなしたときの当該使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネル全てを包含する最小の基本帯域の両側それぞれに一つの前記通信帯域分の付加帯域を確保した帯域幅以下の帯域幅を有しているのが好ましい。この場合、隣接チャネル及び次隣接チャネルへの漏洩電力となるのを防止ししつつ、量子化雑音阻止帯域がさほど広くなりすぎず、サンプリングレートを抑えることができる。

[0101] (5-6) 1又は複数の通信帯域の中から、前記R F 信号の使用帯域を選択する帯域選択部を更に備え、前記量子化雑音阻止帯域は、前記複数の通信帯域全てを使用帯域とみなしたときの当該使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネルを包含する最小の帯域よりも狭い帯域幅を有しているのが好ましい。この場合、量子化雑音阻止帯域が広くなりすぎず、サンプリングレートを抑えることができる。

[0102] (5-7) 前記量子化雑音阻止帯域は、前記複数の通信帯域それぞれを使用帯域とみなしたときの当該使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネ

ル全てを包含する帯域幅を有しているのが好ましい。この場合、いずれの通信帯域が選択されても、量子化雑音が、隣接チャネル及び次隣接チャネルへの漏洩電力となることを防止できる。

[0103] (5-8) 前記量子化雑音阻止帯域は、前記RF信号の使用帯域の両側の隣接チャネルを包含する帯域幅を有しているのが好ましい。この場合、量子化雑音が、隣接チャネルへの漏洩電力となることを防止できる。

[0104] (5-9) 前記量子化雑音阻止帯域は、前記RF信号の使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネルを包含する帯域幅を有しているのが好ましい。この場合、量子化雑音が、隣接チャネル及び次隣接チャネルへの漏洩電力となることを防止できる。

[0105] (5-10) 他の観点からみた本発明は、前記(5-1)～(5-9)のいずれか1項に記載の信号処理装置を、RF信号に対する処理のために備えた無線機である。

[0106] (5-11) 前記信号処理装置における前記量子化雑音阻止帯域は、前記無線機が適合することを要する法的規制又は規格において漏洩電力の大きさが規制される帯域幅以上の帯域幅を有しているのが好ましい。

[0107] <第6の課題を解決するための手段>

(6-1) 第6の課題に関し、一の観点からみた本発明は、増幅器と、前記増幅器によって増幅されるべき信号を出力するデジタル信号処理部と、前記増幅器の出力側に設けられたアナログフィルタと、を備え、前記デジタル信号処理部は、前記増幅器の出力に基づいて、前記増幅器の歪補償を行う歪補償部と、前記増幅器によって増幅されるべき信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調を行って量子化信号を出力する $\Delta\Sigma$ 変調部と、を備え、前記増幅器は、前記量子化信号を増幅し、前記アナログフィルタは、前記量子化信号からアナログ信号を生成し、前記デジタル信号処理部は、前記歪補償部による歪補償のために、前記増幅器から出力された量子化信号を取得することを特徴とする増幅装置である。

[0108] 上記本発明によれば、歪補償部を備えるデジタル信号処理部は、歪補償部

による歪補償のために、増幅器から出力された量子化信号を取得するため、増幅器の出力を複雑なアナログ信号処理を行うことなく取得することができる。

[0109] (6-2) 前記増幅器は、デジタル増幅器であるのが好ましい。この場合、電力効率が良くなる。

[0110] (6-3) 前記デジタル信号処理部は、前記アナログフィルタと同じ特性を持つデジタルフィルタを更に備え、前記デジタルフィルタは、前記デジタル信号処理部が取得した前記量子化信号に対してフィルタリングを行い、前記歪補償部は、前記デジタルフィルタの出力に基づいて、歪補償を行うのが好ましい。デジタル信号処理部が、アナログ信号を生成するアナログフィルタと同じ特性を持つデジタルフィルタを持つことで、デジタル信号処理部は、アナログフィルタから出力されるアナログ信号に対応するデジタル信号を得ることができる。

[0111] (6-4) 前記デジタル信号処理部は、前記デジタルフィルタの出力を復調する復調部を更に備え、前記歪補償部は、前記復調部の出力に基づいて、歪補償を行うのが好ましい。この場合、復調（直交復調など）もデジタル信号処理部で行える。また、復調することで、搬送波のような高周波を扱う必要がなくなり、デジタル信号処理部における処理速度を抑えることができる。

[0112] (6-5) 前記 $\Delta\Sigma$ 変調器は、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器であるのが好ましい。バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器は、無線周波数信号のような高周波を扱う際に有利である。

[0113] (6-6) 前記アナログ信号は、無線周波数信号であるのが好ましい。

[0114] (6-7) 第6の課題に関し、他の観点からみた本発明は、増幅器によって増幅されるべき信号を出力するデジタル信号処理装置であって、前記増幅器の出力に基づいて、前記増幅器の歪補償を行う歪補償部と、前記増幅器によって増幅されるべき信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調を行って量子化信号を出力する $\Delta\Sigma$ 変調部と、を備え、前記歪補償部による歪補償のために、前記増幅器から出力された量子化信号を取得するよう構成されていることを特徴とするデジ

タル信号処理装置である。

[0115] (6-8) 第6の課題に関し、さらに他の観点からみた本発明は、前記(6-1)～(6-6)のいずれか1項に記載の増幅装置を通信信号の増幅のために備えた無線通信装置である。

図面の簡単な説明

[0116] [図1]実施形態に係る通信システムの構成図である。

[図2] $\Delta\Sigma$ 変調器の構成図である。

[図3]1次ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器である。

[図4](a)はローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトルであり、(b)はバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトルである。

[図5](a)はローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトルであり、(b)はバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトルである。

[図6](a)はローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトルであり、(b)はバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトルである。

[図7](a)はローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の動作を示す極座標であり、(b)はバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の動作を示す極座標である。

[図8]1次ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器から変換して得られた2次バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器である。

[図9]CRFB構造のローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器である。

[図10]CRFB構造のローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器から変換して得られたバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器である。

[図11] $\theta_0 = \pi/4$ 用のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトラム波形図である。

[図12] $\theta_0 = 3\pi/4$ 用のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトラム波形図である。

[図13] $\theta_0 = 5\pi/4$ 用のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトラム波形図である。

[図14] $\theta_0 = 7\pi/4$ 用のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトラム波形図

である。

[図15]送信機に帯域拡張部を有する通信システムの構成図である。

[図16]拡張された信号帯域の説明図である。

[図17]拡張された信号帯域とバンドパスフィルタの通過特性を示す図である。

[図18]主信号成分と高調波成分を示す図である。

[図19]無線基地局装置を示す図である。

[図20]従来の光ファイバ通信システムの構成図である。

[図21]従来の光ファイバ通信システムの構成図である。

[図22]本発明の一実施形態に係る送信機を示すブロック図である。

[図23]変調処理部における信号の周波数変換機能を説明するための図である。

[図24] (a) は、周波数ホッピングを適用したときの $\Delta\Sigma$ 変調器による出力の周波数スペクトルの波形図の一例であり、(b) は、(a) における搬送波周波数近傍の帯域を拡大した図である。

[図25]本実施形態の送信機を搭載した、遠隔制御によって操縦可能な飛行機を示す図である。

[図26]VCOを用いた無線送信機の構成を示すブロック図である。

[図27]実施形態に係る放送システムの構成図である。

[図28]放送設備（親設備）の構成図である。

[図29]信号出力装置の構成図である。

[図30]放送設備（子設備）の構成図である。

[図31]帯域拡張部を有する放送設備の構成図である。

[図32] $\Delta\Sigma$ 変調器を有する無線機の構成図である。

[図33] (a) はバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の雑音伝達関数と信号伝達関数の特性図であり、(b) はRF信号の漏洩電力を示す出力スペクトラムである。

[図34]量子化雑音阻止帯域の第1例を示すバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトラムである。

[図35]量子化雑音阻止帯域の第2例を示すバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトラムである。

[図36] (a) は、量子化雑音阻止帯域の第2例を示すバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトラムであり、(b) は帯域cだけを使用帯域であるとみなした場合の出力スペクトラムであり、(c) は帯域dだけを使用帯域であるとみなした場合の出力スペクトラムである。

[図37]量子化雑音阻止帯域の第4例を示すバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトラムである。

[図38]第5例のための無線機の構成図である。

[図39]量子化雑音阻止帯域の第5例を示すバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力スペクトラムである。

[図40]通信帯域の選択例を示す図である。

[図41]増幅装置を備えた通信装置の構成図である。

[図42]第1変形例に係る増幅装置を備えた通信装置の構成図である。

[図43]第2変形例に係る増幅装置を備えた通信装置の構成図である。

[図44]第3変形例に係る増幅装置を備えた通信装置の構成図である。

[図45]第4変形例に係る増幅装置を備えた通信装置の構成図である。

発明を実施するための形態

[0117] 以下、本発明の好ましい実施形態について図面を参照しながら説明する。

[0118] [目次]

第1章	バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の設計と通信への応用	[0119] ~ [0213]
第2章	バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の周波数制御	[0214] ~ [0267]
第3章	$\Delta\Sigma$ 変調によるRF伝送	[0268] ~ [0329]
第4章	量子化雑音によって生じる漏洩電力の抑制	[0330] ~ [0382]

第5章 歪補償

[0383] ~

[0418]

[0119] [第1章 バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の設計と通信への応用]

[1. 1 通信システム]

図1は、実施形態に係る通信システム1を示している。通信システム1は、送信機2と、受信機3と、を有している。通信システム1は、伝送路4が光ファイバ（光伝送路）である光ファイバ通信システムとして構成されている。

送信機2は、例えば、PON（Passive Optical Network）におけるOLT（局側装置）として用いることができる。受信機3は、例えば、PONにおけるONU（宅側装置）として用いることができる。

なお、通信システムとしては、光ファイバ通信システムに限られるものではない。例えば、伝送路4は、光ファイバ（光伝送路）ではなく、電気ケーブル（電気伝送路）であってもよい。

[0120] 送信機2は、デジタル信号処理部21を備えている。デジタル信号処理部21は、デジタル信号である量子化信号（ここでは、1ビット量子化信号；パルス信号）を出力する。デジタル信号処理部21は、量子化信号の出力部である電気-光変換器（光リンク）22によって、光伝送路4に出力される。なお、伝送路4が電気伝送路である場合には、出力部22は、量子化信号の電圧を変換する変換器であってもよい。また、電圧などの変換が必要ない場合には、伝送路4への接続端子が出力部であるとみなされる。

[0121] デジタル信号処理部21は、送信信号であるベースバンド信号（I/Q信号）を出力するベースバンド部23と、ベースバンド信号に対して直交変調などの処理を行う処理部（直交変調器）24と、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25と、を備えている。

[0122] ベースバンド部23は、I/Qベースバンド信号（I信号、Q信号それぞれ）をデジタルデータとして出力する。

処理部 24 は、搬送波（無変調波）を I Q ベースバンド信号の変化に応じて変調させて、搬送波に I Q ベースバンド信号が付加された変調波（直交変調波）を出力する。処理部 24 において行われる直交変調は、デジタル信号処理で直交変調を行うデジタル直交変調である。したがって、処理部（直交変調器）24 からは、多ビットのデジタルデータ（離散値）によって表現されたデジタル信号形式の変調波（デジタル変調波）が出力される。

処理部 24 は、直交変調のほか、D P D (Digital Pre-distortion)、C F R (Crest Factor Reduction)、D U C (Digital Up Conversion)などの様々なデジタル信号処理を施す。処理部 24 からは、上述のような各種のデジタル信号処理によって生成された変調波（デジタル変調波）が出力される。

出力された変調波は、バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調器 25 に与えられる。

[0123] 前記搬送波の周波数は、通常の実周波数を採用できる。実周波数としては、好ましくは 30 MHz 以上、より好ましくは 300 MHz 以上、さらに好ましくは 1 GHz 以上である。

変調波の信号帯域幅も、特に限定されないが、搬送波周波数に対して十分小さい狭帯域であるのが好ましい。信号帯域幅は、例えば、5 MHz ~ 20 MHz の範囲が好ましい。

[0124] なお、変調波を生成する変調器 24 としては、直交変調器に限らず、変調波を生成するための他の方式の変調器であってもよい。

また、実施形態に係る送信機 2 は、直交変調器 24 を有しているため、送信機 2 自体が、搬送波を生成する機能を有しているが、搬送波を生成する機能を有していなくてもよい。例えば、送信機 2 は、送信機 2 の外部装置にて生成された搬送波を入力として受け付け、その搬送波をバンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調器 25 に与えても良い。

[0125] バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調器 25 は、直交変調器 24 から出力された変調信号に対して、バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調を行って 1 b i t の量子化信号（パルス信号）を出力する。バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調器 25 は、その中心周波数が、前記搬送波の周波数と一致するように設定されている。

なお、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25から出力される量子化信号は、1bitである必要はない。 $\Delta\Sigma$ 変調器25から出力される量子化信号は、 $\Delta\Sigma$ 変調器25に入力されたデジタルデータのビット数よりも少なければよい。

[0126] バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25（デジタル信号処理部21）から出力された量子化信号（ $\Delta\Sigma$ 変調信号）は、電気－光変換器22によって光パルス信号に変換される。当該量子化信号は、変調波として伝送路4に出力される。

受信機3側では、この量子化信号（パルス信号）からアナログ信号の変調波を取得することができる。なお、 $\Delta\Sigma$ 変調については、後述する。

[0127] 本実施形態の送信機2では、直交変調器24及びバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25はいずれもデジタル信号処理によって変調を行うデジタル回路として構成されている。したがって、高周波である変調波を扱いつつも、電気－光変換器22の手前においてアナログ回路を用いる必要がなく有利である。なお、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25には、デジタル信号に代えて、アナログ信号を入力しても、同様にパルス信号を出力できるため、直交変調器24をアナログ回路で構成することもできる。

[0128] 受信機3は、光－電気変換器31と、アナログバンドパスフィルタ32と、アナログ回路33と、を備えている。

受信機3は、伝送路4から送信されてきた光パルス信号（量子化信号）を、入力部としての光－電気変換器31にて受信する。光－電気変換器31は、受信した光パルス信号を電気パルス信号に変換して出力する。

[0129] なお、伝送路4が電気伝送路である場合には、入力部31は、量子化信号の電圧を変換する変換器であってもよい。また、電圧などの変換が必要ない場合には、伝送路4への接続端子が入力部であるとみなされる。

また、入力部31では、伝送路4から受信した信号を、基準値と比較することで、伝送路4において信号を整形した信号を得ても良い。

[0130] アナログバンドパスフィルタ32は、前記搬送波の周波数を中心周波数とする通過帯域が設定されており、前記搬送波の周波数付近の帯域（送信信号の帯域よりやや広い帯域）を通過させる。

例えば、送信機 2 の直交変調器 24 に用いられた搬送波周波数が 1 GHz であれば、バンドパスフィルタ 32 は、1 GHz が通過帯域の中心周波数として設定される。

なお、アナログバンドフィルタ 32 は、 $\Delta\Sigma$ 変調によってノイズシェイピング（後述）された量子化雑音を除去する。

[0131] バンドパスフィルタ 32 の入力に、変調波に対して $\Delta\Sigma$ 変調を行って得られた量子化信号（ $\Delta\Sigma$ 変調信号）を与えると、バンドパスフィルタ 32 の出力からは、変調波がアナログ信号（連続波）として出力される。つまり、アナログバンドパスフィルタ 32 は、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 に入力されたデジタル RF 信号に対応するアナログ RF 信号を生成して出力する。

[0132] バンドパスフィルタ 32 の出力は、アナログ回路 33 に与えられる。アナログ回路 33 は、アナログ信号を処理する回路であれば特に限定されないが、例えば、無線受信機における RF 部の回路とすることができる。

[0133] 本実施形態の通信システムは、全体的にみると、送信機 2 から受信機 3 へ変調波を伝送するものであるが、送信機 2 と受信機 3 との間の伝送路 4 ではパルス信号が流れるため、伝送路 4 の影響による信号の劣化がほとんどない。したがって、変調波を高品質で伝送することができる。

しかも、伝送路 4 では、パルス信号（デジタル信号）が流れるため、伝送路 4 中で信号の劣化があっても、受信側においてデジタル信号処理技術を用いて、信号の訂正を行うことができる。したがって、この点からも、アナログ信号（変調波）を高品質で伝送することが可能となる。

[0134] [1. 2 バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調]

[1. 2. 1 $\Delta\Sigma$ 変調器の基本構成]

図 2 に示すように、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 は、ループフィルタ 27 と、量子化器 28 と、を備えている（非特許文献 1 参照）。

図 2 に示す $\Delta\Sigma$ 変調器 25 は、入力（本実施形態では、変調波）U が、ループフィルタ 27 に与えられる。ループフィルタ 27 の出力 Y は、量子化器（例えば、1 bit 量子化器又は多ビットの量子化器）28 に与えられる。

量子化器 28 の出力（量子化信号）V は、ループフィルタ 27 への他の入力として与えられる。

[0135] $\Delta\Sigma$ 変調器 25 の特性は、信号伝達関数（STF ; Signal Transfer Function）及び雑音伝達関数（NTF ; Noise Transfer Function）によって表すことができる。

つまり、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 の入力を U とし、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 の出力を V とし、量子化雑音を E としたときに、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 の特性を、z 領域において表すと、次のとおりである。

[数1]

$$V(z) = STF(z)U(z) + NTF(z)E(z) \quad \dots\dots(1)$$

[0136] したがって、所望の NTF と STF とが与えられると、ループフィルタ 27 の伝達関数を得ることができる。

[0137] このような $\Delta\Sigma$ 変調は、オーバーサンプリング変調の一種であり、一般的には、AD 変換又は DA 変換に用いられている技術である。

$\Delta\Sigma$ 変調では、信号帯域内の量子化雑音を、信号帯域外に移動させて、信号帯域内の量子化雑音を大きく低下させるノイズシェイピング（Noise Shaping）が行われる。

[0138] 図 3 は、1 次ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 125 の線形 z 領域モデルのブロック図を示している。符号 127 がループフィルタの部分を示し、符号 128 が量子化器を示している。この $\Delta\Sigma$ 変調器 125 への入力を U (z) とし、出力を V (z) とし、量子化雑音を E (z) としたときに、 $\Delta\Sigma$ 変調器 125 の特性を、z 領域において表すと、次のとおりである。

$$V(z) = U(z) + (1 - z^{-1}) E(z)$$

[0139] つまり、図 3 に示す 1 次ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 125 において、信号伝達関数 STF (z) = 1 であり、雑音伝達関数 NTF (z) = 1 - z⁻¹ である。

[0140] [1. 2. 2 ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調とバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調]

一般に、「 $\Delta\Sigma$ 変調」という用語は、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を指す。

ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調では、図4（a）に示すように、低い周波数の量子化雑音が、より高い周波数側に移動して、低い周波数の量子化雑音が減衰するようノイズシェイピングされている。つまり、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調では、雑音伝達関数（NTF）は、低周波数（0 Hz 付近）において、通過雑音を阻止する特性を有している。

[0141] オーバサンプリングを行うため、 $\Delta\Sigma$ 変調が施される信号の周波数は、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数 f_s よりも十分小さいことが必要である。換言すると、信号の周波数に対して、十分に大きなサンプリング周波数 f_s が要求される。例えば、信号の周波数に対して、128 倍程度のサンプリング周波数 f_s が必要である。

[0142] 一方、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調では、図4（b）に示すように、雑音伝達関数（NTF）は、0 Hz よりも大きい周波数において、通過雑音を阻止する。

[0143] バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調では、信号の周波数 f_o ではなく、信号の帯域幅 f_B が、サンプリング周波数 f_s よりも十分に小さければよい。

したがって、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調では、 $\Delta\Sigma$ 変調が施される信号の周波数（中心周波数） f_o は、サンプリング周波数 f_s 以下であればよい。

換言すると、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調では、信号の帯域幅 f_B に対して、十分に大きなサンプリング周波数 f_s であればよい。例えば、信号の帯域幅 f_B に対して、64 倍程度の十分に大きなサンプリング周波数 f_s があればよい。

[0144] ここで、例えば、無線通信の搬送波周波数 f_o が 1 GHz、信号帯域 f_B が 20 MHz であるものとする。このような無線周波数の変調波（RF 信号）に対して、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行おうとすると、変調波の最大周波数は、約 1 GHz であるため、変調波の最大周波数である 1 GHz に対して、十分に大きな（128 倍程度）のサンプリング周波数 f_s （＝約 128 GHz）が必要となる。このように、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調では、PWM 変調と同様に、サンプリング周波数（サンプリング速度）が高くなりすぎて、現実的ではない。

[0145] これに対し、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調では、信号の帯域幅 f_B に対して、十分に大きなサンプリング周波数 f_s であればよい。信号帯域が 20MHz のRF信号であれば、 $20\text{MHz} \times 64 = 1.28\text{GHz}$ 程度のサンプリング周波数 f_s （サンプリング速度 $=1.28\text{GS}/\text{s}$ ）でよい。また、信号帯域が 5MHz であれば、 320MHz のサンプリング周波数（サンプリング速度 $=320\text{MS}/\text{s}$ ）でよい。

このように、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調では、サンプリング周波数（サンプリング速度）を小さくできるため、有利である。

[0146] [1. 2. 3 $\Delta\Sigma$ 変調を用いたDA変換との対比]

$\Delta\Sigma$ 変調を用いたDA変換では、DA変換器への入力であるデジタル信号が $\Delta\Sigma$ 変調器に与えられ、オーバサンプリングとノイズシェイピングが行われる。 $\Delta\Sigma$ 変調器から出力された低ビットの量子化信号は、信号帯域外の成分をカットするアナログフィルタを通過することで、アナログ信号となる。このアナログ信号が、DA変換器の出力となる。

[0147] 本実施形態の送信機2に設けられた $\Delta\Sigma$ 変調器25は、DA変換器に用いられる場合と同様に、入力されたデジタル信号（変調波）に対してオーバサンプリングとノイズシェイピングを行う。

ただし、本実施形態の $\Delta\Sigma$ 変調器25から出力された低ビットの量子化信号は、アナログフィルタを通過することなく、量子化信号のまま、出力部である電気-光変換器22に与えられて、光パルス信号となる。

[0148] 光パルス信号は、受信機3の入力部である光-電気変換器31によって受信されて、電気パルス信号となり、アナログフィルタ（アナログバンドパスフィルタ）32に与えられる。受信機3のアナログバンドパスフィルタ32は、変調波の信号帯域外の成分をカットすることで、アナログ信号である変調波を出力する。

[0149] [1. 2. 4 バンドパス型の $\Delta\Sigma$ 変調器の設計]

[1. 2. 4. 1 変換式]

非特許文献1によれば、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器に対して、以下の変換を行

うことで、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器に変換できる。

[数2]

$$z \rightarrow -z^2 \quad \dots\dots(2)$$

[0150] 上記変換式に従って、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 1 2 5 の z 領域モデルにおける z を、 $z' = -z^2$ に置き換えることでバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器が得られる。

[0151] 上記変換式を用いると、 n 次のローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器（ n は1以上の整数）を、 $2n$ 次のバンドパス型 Σ 変調器に変換できる。

例えば、1次ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 1 2 5 の周波数特性は、図5（a）に示すとおりである。1次ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 1 2 5 を、上記変換式で変換して得られた2次バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の周波数特性は、図5（b）に示すようになる。なお、図5において、横軸 θ は正規化周波数である。

[0152] 上記変換式で得られたバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の信号伝達関数及び雑音伝達関数は、変換前のローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 1 2 5 と同じ利得を持つものの、図5（b）に示す周波数特性は、図5（a）に示す周波数特性が2分の1に圧縮され、折り返されている。

[0153] 上記変換式で得られたバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器は、同じオーバーサンプリング比で動作する変換前のローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 1 2 5 と同じ安定性特性とSNR特性を持つ。

[0154] しかし、上記変換式では、図5（b）に示すように、サンプリング周波数 f_s の $1/4$ の周波数（正規化周波数 $\theta = \pm\pi/2$ ）用のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器しか得られない。つまり、上記変換式では、サンプリング周波数 f_s の $1/4$ 周波数（正規化周波数 $\theta = \pm\pi/2$ ）が量子化雑音阻止帯域の中心周波数 f_0 であるバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器しか得られない。

[0155] 本発明者の一人は、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器から、所望の周波数 f_0 （ $\theta = \theta_0$ ）を、中心周波数 f_0 として持つバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を得るための変換式を見出した。当該変換式は、例えば、次の式（3）に示す通りである。

[数3]

$$z \rightarrow z \frac{z - \cos \theta_0}{(\cos \theta_0)z - 1} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、

$$\theta_0 = 2\pi \times (f_0 / f_s)$$

[0156] 式(2)の変換式では、特定の周波数 $\theta_0 = \pi/2$ に関するものであったが、式(3)の変換式では、任意の周波数 (θ_0) に一般化されている。

[0157] [1. 2. 4. 2 変換式の考え方]

ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器において、 $z = e^{j\omega T} = 1$ という前提に立つと、ローパス型変調器の特性を維持しつつバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器に変換するための z' の絶対値は1となるべきである。

$|z'| = 1$ でなければ、素子 z を通過した信号の大きさ(振幅)が変化するため、変換前のローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器よりも特性が劣化するからである。

なお、 z' の大きさは、1であっても、 -1 であってもよい。これは、 $z' = 1$ と $z' = -1$ とは、単に位相が反転した関係にすぎず、信号の大きさを変化させないからである。

[0158] したがって、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の特性を劣化させずに維持しつつ、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を得るための z' は、 z 及び θ_0 を含む関数 $f_{cnv}(z, \theta_0)$ であって、任意の z, θ_0 について、 $f_{cnv}(z, \theta_0)$ の絶対値が常に1となる関数 $f_{cnv}(z, \theta_0)$ であれば良い。

[0159] そのような関数 $f_{cnv}(z, \theta_0)$ を見出せば、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を、所望の周波数 f_0 (θ_0) 用のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器が得られる。

[0160] 本発明者は、次のようにして、そのような関数 $z' = f_{cnv}(z, \theta_0)$ を見出し、式(2)を一般化した変換式 $z \rightarrow z'$ (式(3))を得た。

[0161] まず、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器から、所望の周波数 f_0 ($\theta = \theta_0$) を中心周波数 f_0 として持つバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器への変換は、周波数特性で考えると、図6に示すようになる。図6は、図5を、任意の周波数 f_0 ($\theta = \theta_0$)

で一般化したものである。

図6（b）に示すように、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の雑音阻止帯域の中心周波数は f_0 （ $\theta_0 = 2\pi \times (f_0 / f_s)$ ）である。

[0162] ここで、

[数4]

$$z = e^{j\omega T} \quad \dots\dots(4)$$

とおくことで、周波数領域で考える。なお、 T はサンプリング周期である。

[0163] また、式（4）の ωT は、

[数5]

$$\omega T = \theta = 2\pi \frac{f_0}{f_s} \quad \dots\dots(5)$$

である。

[0164] そして、図6（a）に示すように、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器では、 $f_0 = 0$ （ $\theta = 0$ ）で動作している。そこで、本発明者は、式（4）に関して、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器では、以下の式（6）が成り立つと考えた。

[数6]

$$z = e^{j\omega T} = e^{j\theta} = e^{j0} \quad \dots\dots(6)$$

つまり、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器では、図6（a）に示すように、 e^{j0} で動作していると考えることができる。

[0165] 式（6）より、以下の式（7）が得られる。

[数7]

$$z - e^{j0} = 0 \quad \dots\dots(7)$$

[0166] 一方、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器では、図6（b）及び図7（b）に示すように、 θ_0 及び $-\theta_0$ において、複素共役の対で動作する。

したがって、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器における式（7）に基づくとともに、バ

ンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器が複素共役の対を持つことを考慮すると、次の式（８）が得られる。

[数8]

$$(z - e^{j\theta_0})(z - e^{-j\theta_0}) = 0 \quad \dots\dots(8)$$

[0167] 本発明者は、式（８）を利用して、 $z' = f_{cnv}(z, \theta_0)$ を得た。

すなわち、まず、上記式（８）を次のように変形して、右辺（一方の辺）の値が１である式（１０）を得る。

[数9]

$$\begin{aligned} z^2 - (e^{j\theta_0} + e^{-j\theta_0})z + 1 &= 0 \\ z^2 - 2(\cos\theta_0)z + 1 &= 0 \\ z^2 - (\cos\theta_0)z - (\cos\theta_0)z + 1 &= 0 \\ z(z - \cos\theta_0) &= (\cos\theta_0)z - 1 \end{aligned} \quad \dots\dots(9)$$

[数10]

$$z \frac{z - \cos\theta_0}{(\cos\theta_0)z - 1} = 1 \quad \dots\dots(10)$$

[0168] 式（１０）は、その左辺（他方の辺）の式の値が、任意の z 、 θ_0 について、常に左辺の値＝１となる恒等式であることが明らかである。

したがって、式（１０）の左辺は、任意の z 、 θ_0 について、値が常に１となる関数 $f_{cnv}(z, \theta_0)$ となっている。

[0169] 式（１０）より、ローパス型からバンドパス型へ変換するための変換式 $z \rightarrow z'$ における z' は、次の通りである。

[数11]

$$z' = z \frac{z - \cos\theta_0}{(\cos\theta_0)z - 1} \quad \dots\dots(11)$$

上記式（１１）より、式（３）の変換式が得られる。

なお、上記式（３）において、 $\theta_0 = \pi/2$ （ $f_0 = f_s/4$ の場合）とお

くと、式（２）の変換式と等価であることがわかる。

さらに、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変換器は、 $\theta_0=0$ である。 $\theta_0=0$ の場合、式（３）の変換式は、 $z \rightarrow z$ となり、式（３）は、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変換器を変形させないことがわかる。

[0170] また、 $z' = f_{cnv}(z, \theta_0)$ の値は、 -1 でもよい（絶対値が１であればよい）ため、 z' は、次の形式であってもよい。

[0171] [数12]

$$z' = -z \frac{z - \cos \theta_0}{(\cos \theta_0)z - 1} \quad \dots\dots\dots(12)$$

[0172] また、 $z' = f_{cnv}(z, \theta_0)$ の分母と分子とを入れ替えても、 1 又は -1 となるため、 z' は、次の形式であってもよい。

[数13]

$$z' = \frac{(\cos \theta_0)z - 1}{z(z - \cos \theta_0)} \quad \dots\dots\dots(13)$$

[数14]

$$z' = -\frac{(\cos \theta_0)z - 1}{z(z - \cos \theta_0)} \quad \dots\dots\dots(14)$$

[0173] なお、任意の z 、 θ_0 について、絶対値が常に１となる式 $z' = f_{cnv}(z, \theta_0)$ の表現形式は、当然ながら、例示したものに限定されない。 $f_{cnv}(z, \theta_0)$ について、多様な表現形式が存在することは、式（８）から一方の辺の値が１又は -1 である恒等式を得るための式の変形の仕方が一通りではないことから明らかである。

[0174] [１．２．５ バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の例]

[１．２．５．１ 第１例]

図８は、図３に示す１次ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器１２５を、式（３）の変換式で変換して得られた２次バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器２５を示している。

なお、図３から図８への変換では、表記の便宜上、式（３）において、 a

$= \cos \theta_0$ とおいた下記の変換式を用いた。

[数15]

$$z \rightarrow z \frac{z-a}{az-1}$$

[0175] [1. 2. 5. 2 第2例]

図9は、非特許文献1に記載されたCRFB構造のループフィルタ127を持つローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器125を示している。なお、図9において、符号128は、量子化器を示す。

[0176] 図9に示すローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器125を、式(3)の変換式で変換すると、図10に示すバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25が得られる。なお、ここでも、表記の便宜上、式(3)において、 $a = \cos \theta_0$ とおいた。

[0177] 図9の $(1/(z-1))$ と $(z/(z-1))$ における z が、変換式によって変換される。 $(1/(z-1))$ と $(z/(z-1))$ の変換後の式は、それぞれ、次の通りである。

[数16]

$$\begin{aligned} \frac{1}{z-1} &\rightarrow \frac{1}{z \frac{z-a}{az-1} - 1} = \frac{az-1}{z(z-a) - (az-1)} \\ &= \frac{az-1}{z^2 - az - az - 1} \\ &= \frac{az-1}{z^2 - 2az - 1} \end{aligned}$$

[数17]

$$\begin{aligned}
 \frac{z}{z-1} &= z \frac{1}{z-1} \\
 &\rightarrow z \frac{z-a}{az-1} \left(\frac{az-1}{z^2-2az-1} \right) \\
 &= \frac{z(z-a)}{z^2-2az-1} \\
 &= \frac{z^2-az}{z^2-2az-1}
 \end{aligned}$$

[0178] [1. 2. 5. 3 その他]

バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器への変換は、その他の高次ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器（例えば、非特許文献1記載のC I F B構造、C R F F構造、C I F F構造など）に対しても適用できる。

[0179] [1. 2. 6 出力結果]

図11～図14は、第2例（図10）のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器において、 $\theta_0 = \pi/4$ とした場合（図11）、 $\theta_0 = 3\pi/4$ とした場合（図12）、 $\theta_0 = 5\pi/4$ とした場合（図13）、 $\theta_0 = 7\pi/4$ とした場合（図14）の出力スペクトラム波形を示している。

[0180] 図11～図14に示すように、 $\theta_0 = \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ の各周波数において、信号が所望の θ_0 において出現しており、 $\theta_0 = \pm\pi/2$ 以外の他の周波数用のバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器が得られていることが分かる。

[0181] 従来、任意の周波数 f_0 に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の設計手法は確立していなかった。しかし、式(3)などの変換式を用いることで、所望の搬送周波数 f_0 を、雑音伝達関数(NTF)の雑音阻止帯域として設定でき、所望の搬送周波数 f_0 に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を設計することができる。設計されたバン

ドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の用途は、図1に示す通信システム用に限定されるものではなく、他の用途にも用いることができる。

[0182] [1. 3 帯域拡張]

図15は、図1の通信システム1の受信機3に帯域拡張部29を追加したものを示している。図15の通信システム1において、説明を省略した点については、図1のものと同様である。

[0183] 前述のように、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調では、信号帯域 f_B がサンプリング周波数 f_s に対して十分に小さければよい。例えば、信号帯域が20MHzのRF信号であれば、 $20\text{MHz} \times 64 = 1.28\text{GHz}$ のサンプリング周波数 f_s （サンプリング速度=1.28GS/S）でよい。

[0184] ここで、前述のサンプリング周波数 f_s （1.28GHz）を更に大きくできる場合、信号帯域 f_B に余裕ができるため、図15に示すように、帯域拡張部29を設けておき、信号帯域 f_B を拡張しておくのが好ましい。

帯域拡張部29では、アップサンプリングを行うことにより、図16に示すように、元々の信号帯域 f_B （=20MHz）の両側にゼロ信号を挿入して、信号帯域を2倍（ $f_B' = 40\text{MHz}$ ）に拡張する。また、信号帯域 f_B' の拡張に伴い、バンドパス型 $\Sigma\Delta$ 変調器25のサンプリング周波数 f_s も、2倍の2.56GHzとなる。

[0185] このように、帯域 f_B を拡張するとサンプリング周波数 f_s が大きくなる。ここで、搬送波周波数 f_0 は、サンプリング周波数 f_s 以下の値を選択できるため、サンプリング周波数 f_s が大きくなると、搬送波周波数 f_0 の選択の幅も大きくなる。

[0186] ここで、無線通信の規格であるLTE（Long Term Evolution）では、例えば、信号帯域 $f_B = 20\text{MHz}$ で、搬送波周波数 f_0 が2GHzである。この場合、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調のために、信号帯域 $f_B = 20\text{MHz}$ だけを基準にサンプリング周波数 f_s を決定すると、サンプリング周波数 $f_s = 1.28\text{GHz} = 20\text{MHz} \times 64$ となる。しかし、サンプリング周波数 $f_s = 1.28\text{GHz}$ が、搬送波周波数 $f_0 = 2\text{GHz}$ よりも小さ

いため、不適切である。

[0187] しかし、拡張された信号帯域 $f_B' = 40 \text{ MHz}$ を基準にサンプリング周波数 f_s を決定すると、サンプリング周波数 $f_s = 2.56 \text{ GHz} = 40 \text{ MHz} \times 64$ となる。この場合、サンプリング周波数 $f_s = 2.56 \text{ MHz}$ が、搬送波周波数 $f_o = 2 \text{ GHz}$ よりも大きいいため適切である。

[0188] また、帯域拡張部 29 によって拡張された信号帯域部分 f_{B1} , f_{B2} は、実質的には、信号が存在しない部分である。したがって、図 17 に示すように、受信機 3 のバンドパスフィルタ 32 では、拡張前の信号帯域 f_B を通過帯域とするものでよく、拡張された信号帯域 f_B' 全体が通過帯域となっていなくてもよい。

しかも、拡張された信号帯域部分 f_{B1} , f_{B2} を利用して、バンドパスフィルタ 32 のロールオフ (roll-off) を広くとることができるため、バンドパスフィルタ 32 の設計が容易となる。

[0189] [1.4 高調波の利用]

$\Delta\Sigma$ 変調器 25 の出力は、量子化信号 (パルス信号) であるため、主信号成分のほか、折り返しによる高調波成分が存在する。

この高調波成分を利用することで、送信機 2 側では、搬送波周波数 f_o' 及びサンプリング周波数 f_s を低く抑えつつ、受信機 3 側で受信される変調波の周波数を高くすることができる。

[0190] 例えば、受信機 3 にて受信したい周波数 (受信周波数) f_o が、 2 GHz であったとする。これまでの説明した通信システム 1 のように高調波を利用しない場合には、送信機 2 側は、搬送波周波数 (無変調波の周波数) f_o を 2 GHz とし、サンプリング周波数 f_s を 2 GHz よりも大きい値にする必要がある。

[0191] しかし、図 18 に示すように、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 に対して、搬送波周波数 f_o' の変調波を入力すると、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 の出力 (量子化信号) は、搬送波周波数 f_o' を中心とする主信号成分を有するだけでなく、折り返しによって、 $f_o = n \times f_s + f_o'$ (n は絶対値が 1 以上の

整数)の高調波成分をも有している。

この高調波成分を、受信機3側で積極的に受信させることで、送信機2側では、比較的低い周波数 f_o' を対象に処理を行いつつも、受信機3側では、搬送波周波数 $f_o = n \times f_s + f_o'$ の高い周波数の変調波を受信することが可能となる。

[0192] 具体的には、受信機3側の受信周波数 f_o を2GHzとした場合、受信機3のアナログバンドパスフィルタの通過帯域の中心周波数 f_c も2GHzに設定される。つまり、受信機3は、中心周波数 f_o が2GHzの変調波を受信する。

この場合、送信機2のバンドパス型 Δ 変調器25のサンプリング周波数 f_s を1.5GHz($< f_o$)とすると、直交変調器24における搬送波(無変調波)の周波数 f_o' は、

$$f_o' = f_o - f_s = 2\text{GHz} - 1.5\text{GHz} = 500\text{MHz}$$

でよい。

[0193] したがって、送信機2としては、実際には、中心周波数(搬送波周波数) f_o' が500MHzの変調波を扱いつつも、受信機3側からみると、送信機2は、あたかも、中心周波数(搬送波周波数) f_o が2GHzの変調波を送信しているものとみなすことができる。この結果、送信機2におけるサンプリング周波数よりも高い周波数の変調波を送信することが可能となる。

[0194] 図18に示す主信号成分を受信機3が所望する周波数(受信周波数)の信号として送信する場合、及び図18に示す高調波成分を受信機3が所望する周波数(受信周波数)の信号として送信する場合の両者についてまとめると、送信機2の直交変調器24において用いられる搬送波(無変調波)の周波数 f_o' は、以下の式を満たすものとなる。

$$f_o' = f_o - n \times f_s$$

ただし、

f_o : 受信機3側の受信周波数

f_s : バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25のサンプリング周波数

f_o' : 直交変調器 24 の搬送波（無変調波）の周波数

n : 整数

[0195] 上記式において、 $n = 0$ の場合が、図 18 に示す主信号成分を受信機 3 が所望する周波数（受信周波数）の信号として送信する場合となり、それ以外の場合が、図 18 に示す高調波成分を受信機 3 が所望する周波数（受信周波数）の信号として送信する場合となる。

n が大きくなると、高調波成分は徐々に小さくなるため、 $n = \pm 1$ （特に $n = 1$ ）が好ましい。

[0196] また、受信機 3 のアナログバンドパスフィルタ 32 の通過帯域の中心周波数 f_c は、以下の式を満たすものとなる。

$$f_c = f_o' + n \times f_s$$

ただし、

f_c : アナログバンドパスフィルタ 32 の通過帯域の中心周波数

f_s : バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 のサンプリング周波数

f_o' : 直交変調器 24 の搬送波（無変調波）の周波数

n : 整数

[0197] 上記式においても、 $n = 0$ の場合が、図 18 に示す主信号成分を受信機 3 が所望する周波数（受信周波数）の信号として送信する場合となり、それ以外の場合が、図 18 に示す高調波成分を受信機 3 が所望する周波数（受信周波数）の信号として送信する場合となる。

n が大きくなると、高調波成分は徐々に小さくなるため、 $n = \pm 1$ （特に $n = 1$ ）が好ましい。

[0198] [1.5 無線基地局装置への適用]

図 19 は、前述の通信システム 1 を利用した無線基地局装置 41 の実施形態のバリエーションを示している。

[0199] 図 19 に示す無線基地局装置 41 は、基地局本体 42 と、基地局本体 42 に信号伝送路（光伝送路又は電気伝送路）44 を介して接続されたりモートレディオヘッド（Remote Radio Head）43 と、を備えて

いる。

リモートレディオヘッドを有する無線基地局装置41では、基地局本体42を建物内部に設置しつつ、アンテナ35を有するリモートレディオヘッド43を建物屋上に設置することができ、設置の自由度が高い。

[0200] ここで、従来の無線基地局装置では、基地局装置本体は、デジタル領域のベースバンド信号処理や制御・管理などを行う無線装置制御部（REC；Radio Equipment Control）として構成され、リモートレディオヘッドは、アナログ領域の無線信号処理（変調及び増幅など）を行う無線装置（Radio Equipment）として構成されている。

[0201] また、従来の無線基地局装置では、基地局本体（REC）から、伝送路を介して、リモートレディオヘッド（RE）へ送信されるのは、デジタルベースバンド信号であった。したがって、リモートレディオヘッド（RE）は、基地局本体（REC）から送信されてきたデジタルベースバンド信号を変調（直交変調）する回路が必要とされる。しかも、無線基地局装置では、一台の基地局本体（REC）に、複数のリモートレディオヘッドが、並列又は直列に接続されることがあり、この場合、それぞれのリモートレディオヘッドに直交変調回路が必要となる。

[0202] これに対し、本実施形態の無線基地局装置41では、図19に示すように、基地局本体42に、本実施形態の通信システム1における送信機2を備え、リモートレディオヘッドに、本実施形態の通信システム1における受信機3を備えている。

[0203] 従来の基地局本体では、本実施形態の送信機2におけるベースバンド部23から出力された信号を光パルス信号にして送信することになるが、本実施形態の基地局本体42では、デジタル信号処理部21として直交変調器24及びバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25を備えていることで、直交変調された変調波（RF信号）が量子化信号（光パルス）信号によって送信される。

[0204] したがって、受信機3を備えるリモートレディオヘッド43では、基地局本体42から受信した信号を変調（直交変調）する必要がなく、リモートレ

ディオヘッドの回路規模を小さくできる。これは、一台の基地局本体 4 2 に、複数のリモートレディオヘッド 4 3 が（並列又は直列に）接続される場合に特に有利である。

なお、アンテナ 3 5 にて受信した変調波（R F 信号）に対しては、リモートレディオヘッド 4 3 にて、 $\Delta\Sigma$ 変調（バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調）を行い、基地局本体 4 2 に送信される。

[0205] 図 1 9（a）～（d）において、基地局本体 4 2 の構成は共通している。基地局本体 4 2 は、本実施形態の送信機 2 としての機能のほか、無線基地局装置 4 1 として必要なその他の機能を備える。

[0206] 図 1 9（a）のリモートレディオヘッド 4 3 は、アナログバンドパスフィルタ 3 2 から出力されたアナログの変調波（R F 信号）を、増幅器を介さずに、アンテナ 3 5 から出力するように構成されている。さほど高い無線出力が要求されない場合には、このような接続の仕方も可能である。

[0207] 図 1 9（b）のリモートレディオヘッド 4 3 は、アナログバンドパスフィルタ 3 2 から出力されたアナログの変調波（R F 信号）を、増幅器（アナログ増幅器）3 6 にて増幅して、アンテナ 3 5 から出力する。この場合、増幅器 3 6 にてアナログの変調波が増幅されるため、高い無線出力が得られる。

[0208] 図 1 9（c）のリモートレディオヘッド 4 3 は、アナログバンドパスフィルタ 3 2 を通過する前の量子化信号（1 b i t パルス信号）を、デジタル増幅器 3 7（S 級の増幅器）にて増幅してから、アナログバンドパスフィルタ 3 2 を通過させて増幅されたアナログの変調波（R F 信号）を得る。デジタル増幅器 3 7 は、量子化信号（1 b i t パルス信号）を、そのまま増幅する。デジタル増幅器 3 7 は、飽和状態で動作するため高効率である。

[0209] 図 1 9（d）のリモートレディオヘッド 4 3 は、図 1 9（c）のリモートレディオヘッド 4 3 におけるアナログバンドパスフィルタ 3 2 を省略したものに相当する。図 1 9（d）のリモートレディオヘッドのアンテナ 3 5 は、R F 信号（変調波）の中心周波数（搬送波の周波数）付近以外の帯域の信号の通過を阻止する特性を有している。つまり、アンテナ 3 5 が、アナログバ

ンドパスフィルタ 32 と同様の機能を有しており、アナログバンドパスフィルタ 32 を兼ねている。

[0210] 図 19 (d) のリモートレディオヘッド 43 では、デジタル増幅器 37 にて増幅された量子化信号 (1 b i t パルス信号) は、アンテナ 35 のバンドパスフィルタ機能によって、帯域制限されることでアナログ変調波となっており、アンテナ 35 から無線波として放射される。

なお、高い出力が要求されない場合においては、図 19 (d) においても、図 19 (a) のように、増幅器 37 を省略してもよい。この場合、増幅器 37 及びバンドパスフィルタ 32 の双方を省略することになり、有利である。

[0211] ここで、本実施形態及び従来の無線基地局装置において、基地局本体からリモートレディオヘッドに送信される信号の伝送速度について考察する。

L T E の場合、例えば、I Q ベースバンド信号の信号帯域幅 $f_B = 5 \text{ MHz}$ であり、I Q ベースバンド信号のサンプリング速度 $= 7.68 \text{ MS/s}$ であり、I 信号が 20 b i t、Q 信号が 20 b i t である。したがって、デジタル I Q ベースバンド信号をシリアルで、基地局本体からリモートレディオヘッドに送信するためのサンプリング速度は、 $(20 \text{ b i t} + 20 \text{ b i t}) \times 7.68 \text{ MS/s} = 307.2 \text{ MS/s}$ となり、このサンプリング速度が伝送速度となる。

[0212] 一方、本実施形態の無線基地局装置 41 では、サンプリング速度は、I Q ベースバンド信号の信号帯域幅 $f_B = 5 \text{ MHz}$ の 64 倍程度で良いため、 320 MS/s となり、このサンプリング速度が伝送速度となる。この場合、搬送波周波数は、 320 MHz 以下であれば自由に選択でき、図 18 に示すように、高調波を利用する場合には、 320 MHz 以上の搬送波周波数も選択できる。

[0213] このように、従来の無線基地局装置では、 307.2 Mb/s の伝送速度で I Q ベースバンド信号を伝送することになるのに対し、本実施形態の無線基地局装置 41 では、従来とほぼ同程度の 320 Mb/s という伝送速度で

、変調波伝送（ＲＦ信号伝送）が行えるため、有利である。

[0214] [第２章 バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の周波数制御]

[２．１ システム構成]

図２２は、本発明の一実施形態に係る送信機２００を示すブロック図である。この送信機２００は、デジタル信号処理部２１と、アナログフィルタ１３２と、アナログフィルタ１３２に接続された増幅器１３３と、増幅器１３３の出力端に接続された送信用アンテナ１３４とを有している。

[0215] デジタル信号処理部２１は、搬送波を用いる帯域伝送方式のアナログ信号（変調波）であるＲＦ（Radio Frequency）信号を表現するデジタル信号（１ｂｉｔ量子化信号：１ｂｉｔパルス列）を出力する。ＲＦ信号は、無線波として空間に放射されるべき送信信号であり、例えば、移動体通信のためのＲＦ信号、テレビ／ラジオなどの放送サービスのためのＲＦ信号である。

[0216] デジタル信号処理部２１による出力は、アナログフィルタ（バンドパスフィルタ又はローパスフィルタ）１３２に与えられる。１ｂｉｔパルス列が表現するアナログ信号は、ＲＦ信号以外のノイズ成分も含んでいる。そのノイズ成分は、アナログフィルタ１３２によって除去される。

１ｂｉｔパルス列は、アナログフィルタ１３２を通過するだけで、純粋なアナログ信号となる。

アナログフィルタ１３２から出力されるアナログＲＦ信号は、送信用アンテナ１３４に与えられて空間に放射される。なお、送信用アンテナ１３４が、アナログフィルタ１３２としての機能を有していてもよい。

[0217] アナログフィルタ１３２として、バンドパスフィルタを用いるか、ローパスフィルタを用いるかは、ＲＦ信号の周波数によって、適宜決定される。

なお、デジタル信号処理部２１が、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調によって信号変換を行う場合には、アナログフィルタ１３２としてバンドパスフィルタが用いられ、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調によって信号変換を行う場合には、アナログフィルタ１３２としてローパスフィルタが用いられる。

[0218] デジタル信号処理部 2 1 とアナログフィルタ 1 3 2 との間の信号伝送路 4 は、回路基板に形成された信号配線であってもよいし、光ファイバー又は電気ケーブルなどの伝送線路であってもよい。また、信号伝送路 4 は、1 b i t パルス列を送信するための専用線である必要は無く、インターネットなどのパケット通信を行う通信ネットワークであってもよい。パケット通信を行う通信ネットワークを信号伝送路 4 として用いる場合、送信側（デジタル信号処理部 2 1 側）は、1 b i t パルス列を、ビット列に変換して、信号伝送路 4 に送信し、受信側（アナログフィルタ 1 3 2 側）が、受信したビット列を元の 1 b i t パルス列に復元すればよい。

[0219] デジタル信号処理部 2 1 は、信号伝送路 4 に対して、1 b i t パルス列を送信する送信機とみなすことができる。この場合、アナログフィルタ 1 3 2 を有する装置は、R F 信号の受信機とみなすことができる。

[0220] デジタル信号処理部 2 1 は、送信信号であるベースバンド信号（I Q 信号）を出力するベースバンド部 2 3 と、ベースバンド信号の変調等を行う処理部 2 4 と、 $\Delta\Sigma$ 変調器 2 5 と、制御部 1 3 5 と、記憶部 1 3 6 とを備えている。

[0221] ベースバンド部 2 3 は、I Q ベースバンド信号（I 信号、Q 信号それぞれ）をデジタルデータとして出力する。

処理部 2 4 は、I Q ベースバンド信号に対してデジタル直交変調などの処理を行う。したがって、処理部 2 4 からは、多ビットのデジタルデータ（離散値）によって表現されたデジタル信号形式の信号が出力される。

なお、処理部 2 4 における変調は、直交変調に限らず、変調波を生成するための他の方式の変調であってもよい。

処理部 2 4 は、直交変調のほか、D P D (Digital Pre-distortion)、C F R (Crest Factor Reduction)、D U C (Digital Up Conversion)などの様々なデジタル信号処理を施す。処理部 2 4 からは、上述のような各種のデジタル信号処理によって生成された R F 信号が出力される。

[0222] 処理部 2 4 は、I Q ベースバンド信号を直交変調する上で当該 I Q ベース

バンド信号を搬送波に重畳（付加）するが、このときの搬送波周波数 f_0 は、後述するように制御部 135 の制御に基づいて設定される。つまり、処理部 24 からは、搬送波周波数 f_0 のデジタルの RF 信号が出力される。

[0223] なお、本実施形態では、処理部 24 が搬送波周波数 f_0 への周波数変換を行う構成としたが、処理部 24 と、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 との間に、信号周波数を変換するための周波数変換部を設ける構成としてもよい。この場合、処理部 24 は、所定の間周波数のデジタル信号を生成し、前記周波数変換部が、制御部 135 の制御に基づいて中間周波数のデジタル信号の周波数変換を行い、搬送波周波数 f_0 のデジタルの RF 信号を出力する。

[0224] 処理部 24 から出力されるデジタル RF 信号は、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器（変換器）25 に与えられる。なお、変換器 25 は、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器であってもよいし、PWM 変調器であってもよい。

[0225] $\Delta\Sigma$ 変調器 25 は、入力信号である RF 信号に対して、 $\Delta\Sigma$ 変調を行って 1 b i t の量子化信号（1 b i t パルス列）を出力する。 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 から出力された 1 b i t パルス列は、デジタル信号であるが、アナログ RF 信号を表現したものとなっている。

$\Delta\Sigma$ 変調器 25 から出力された 1 b i t パルス列は、デジタル信号処理部 21 の出力信号として、デジタル信号処理部 21 から信号伝送路 4 へ出力される。

[0226] $\Delta\Sigma$ 変調器 25 が出力する量子化信号が信号伝送路 4 を通じてアナログフィルタ 132 に与えられると、アナログフィルタ 132 は、アナログの RF 信号を出力する。

アナログフィルタ 132 が出力するアナログの RF 信号は、増幅器 133 を経て送信用アンテナ 134 に到達し、放射される。

よって、アナログフィルタ 132、増幅器 133、及び送信用アンテナ 134 は、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 から出力された量子化信号をアナログの RF 信号として送信する送信部を構成している。

[0227] 制御部 135 は、後述する搬送波周波数の制御などの制御機能を有してお

り、デジタル信号処理部 2 1 における各部、及びアナログフィルタ 1 3 2 を制御する。

記憶部 1 3 6 は、制御部 1 3 5 や、処理部 2 4、 $\Delta \Sigma$ 変調器 2 5、アナログフィルタ 1 3 2 がアクセス可能である。記憶部 1 3 6 は、後述する搬送波周波数の制御に必要な情報が記憶可能に構成されている。

制御部 1 3 5 及び記憶部 1 3 6 の機能については、後に詳述する。

[0228] [2. 2. $\Delta \Sigma$ 変調器について]

$\Delta \Sigma$ 変調器 2 5 は、[1. 2 バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調] にて説明した $\Delta \Sigma$ 変調器 2 5 と同様である。

[0229] さらに、 $\Delta \Sigma$ 変調器 2 5 は、前述の式 (3) に基づいて、 z の値が変換可能となっている。つまり、 $\Delta \Sigma$ 変調器 2 5 は、量子化雑音阻止帯域の中心周波数を変更可能となっている。換言すると、量子化雑音阻止帯域が変更可能となっている。

[0230] 制御部 1 3 5 は、 $\Delta \Sigma$ 変調器 2 5 に入力される信号の中心周波数（デジタル R F 信号の搬送周波数 f_0 ）に応じて、前述の式 (3) に基づいて $\Delta \Sigma$ 変調器 2 5 の z を変換することにより、任意の周波数の信号に対して、バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調が行える。

このように、R F 信号の搬送周波数 f_0 に応じて、上記変換式 (3) における $\cos \theta_0$ （係数 a ）を変更することで、サンプリング周波数 f_s を変更することなく、任意の周波数 f_0 に対応したバンドパス $\Delta \Sigma$ 変調が行える。 $\cos \theta_0$ を変更すると、式 (1) に示す N T F の係数が変更されたことになるが、式の次数は維持される。このため、R F 信号の搬送波周波数 f_0 に応じて、バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調器 2 5 の構成を変化させても、式の複雑度（次数）は変化せず、したがって、バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調器 2 5 における信号処理負荷も変化しない。

[0231] このように本実施形態では、搬送波周波数 f_0 を変化させても、バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調器 2 5 における信号処理負荷が変化しないため有利である。本実施形態において、バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調器 2 5 における信号処理負荷は、ナ

イキストの定理により、信号帯域幅によって決定されるサンプリング周波数 f_s に依存するが、搬送波周波数 f_o を変化させても信号帯域幅が変化するわけではないためサンプリング周波数 f_s を変更する必要はない。なお、 $\Delta\Sigma$ 変調器がローパス型である場合、搬送波周波数 f_o の変化に対応するには、サンプリング周波数 f_s を変更する必要がある、この点において、バンドパス型が有利である。

[0232] また、式(3)を利用すると、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 を任意の周波数 (f_o) に対応できるバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器として利用できるだけでなく、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器として利用することもできる。つまり、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 は、ローパス型とバンドパス型とに切り替え可能となっている。

[0233] 以上のように、制御部 135 と、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 とは、所望の搬送波周波数の変調波に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うことができる信号処理装置を構成している。

[0234] [2. 3 搬送波周波数の制御について]

制御部 135 は、上述のように、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 による量子化雑音阻止帯域の中心周波数を変更し制御する機能を有している他、アナログフィルタ 132 の中心周波数、及び通過帯域を制御する機能も有している。

また、制御部 135 は、搬送波周波数 f_o を決定するとともに、処理部 24 を制御し、処理部 24 から出力されるデジタル RF 信号の搬送波周波数 f_o を調整する機能を有している。

[0235] 記憶部 136 には、制御部 135 が決定する搬送波周波数 f_o を示す情報である周波数情報が記憶されている。

制御部 135 は、処理部 24 に記憶部 136 を参照させて、当該制御部 135 が決定した搬送波周波数 f_o を示す周波数情報を取得させる。処理部 24 は、記憶部 136 から搬送波周波数 f_o を示す周波数情報を取得すると、これに基づいて直交変調を行う。

[0236] 図 23 は、処理部 24 における I Q ベースバンド信号の直交変調に関する機能を説明するための図である。図に示すように、I Q ベースバンド信号が

与えられる処理部 24 は、I 成分に搬送波周波数 f_0 の余弦波を乗算する第 1 乗算器 224 a と、Q 成分に搬送波周波数 f_0 の正弦波を乗算する第 2 乗算器 224 b と、これら両成分を加算する加算器 224 c とを備えている。

処理部 24 は、直交変調の際に I Q ベースバンド信号の各成分ごとに搬送波周波数 f_0 の信号波を重畳することで、搬送波周波数 f_0 のデジタル RF 信号を出力する。

以上のようにして、制御部 135 は、処理部 24 を制御し、当該処理部 24 が出力するデジタル RF 信号の搬送波周波数 f_0 を設定する。

[0237] また、制御部 135 は、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 に記憶部 136 を参照させて、当該制御部 135 が設定した搬送波周波数 f_0 を示す周波数情報を取得させ、搬送波周波数 f_0 である RF 信号の周波数帯域が $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音阻止帯域に含まれるように、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 を制御する。

$\Delta\Sigma$ 変調器 25 は、記憶部 136 から周波数情報を取得すると、量子化雑音阻止帯域の中心周波数が、搬送波周波数 f_0 となるように調整する。これによって、搬送波周波数 f_0 とされた RF 信号は、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 の $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音阻止帯域に含まれる。

制御部 135 は、アナログフィルタ 132 についても、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 と同様に、記憶部 136 を参照させて、当該制御部 135 が設定した搬送波周波数 f_0 を示す周波数情報を取得させて制御する。

[0238] 図 22 を参照して、制御部 135 は、搬送波周波数 f_0 を決定すると、処理部 24、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25、及びアナログフィルタ 132 を制御し、決定した搬送波周波数 f_0 に基づいた処理を実行させる。

つまり、制御部 135 は、決定した搬送波周波数 f_0 に基づいて、処理部 24 が出力する RF 信号が搬送波周波数 f_0 となるように調整する。また、制御部 135 は、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 における量子化雑音阻止帯域の中心周波数が搬送波周波数 f_0 となるように調整する。さらに、制御部 135 は、アナログフィルタ 132 の中心周波数及び通過帯域を搬送波周波数 f_0 の RF 信号を取り出し可能に調整する。

[0239] 以上のように、制御部 135 は、搬送波周波数 f_0 を所望の値に決定するとともに、決定した搬送波周波数 f_0 に基づいて処理部 24、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25、及びアナログフィルタ 132 を制御して、任意の搬送波周波数の RF 信号をアンテナ 134 から送信することができる。

[0240] 上記構成の送信機 200 によれば、搬送波周波数 f_0 である RF 信号が $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音阻止帯域に含まれるように、制御部 135 が $\Delta\Sigma$ 変調器 25 を制御するので、所望の搬送波周波数の変調波としての RF 信号にバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うことができる。

[0241] ここで、RF 信号を送信する送信機では、一般に、VCO (Voltage Controlled Oscillator : 電圧制御発振器) を用いて無線周波数の搬送波を生成する。

図 26 は、VCO を用いた無線送信機の構成を示すブロック図である。この送信機は、ベースバンド信号をデジタル処理するためのデジタル信号処理部 300 を備えている。デジタル信号処理部 300 が出力するデジタル信号は、デジタルアナログコンバータ 301 によってアナログ信号に変換される。変換されたアナログ信号は、VCO (Voltage Controlled Oscillator : 電圧制御発振器) 302 が供給する搬送波が重畳されることで周波数変換される。周波数変換されたアナログ信号は、RF 信号としてアンプ 303 によって増幅され、アンテナ 304 から空間に放射される。

上記送信機のように、RF 信号を得るために VCO を用いると、搬送波周波数として使用可能な周波数帯域が、VCO によって発振可能な周波数に制限されてしまう。

[0242] この点、本実施形態の送信機 200 によれば、搬送波周波数 f_0 である RF 信号が $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音阻止帯域に含まれるように、制御部 135 が $\Delta\Sigma$ 変調器 25 を制御するので、送信部としての後段に接続されたアナログフィルタ 132 や送信用アンテナ 134 において、周波数変換することなく、 $\Delta\Sigma$ 変調器からの量子化信号から RF 信号を取り出して送信することができる。よって、VCO を用いる必要がなく、搬送波周波数 f_0 の設定の自由度を

高めることができる。

つまり、本実施形態の送信機 200 は、デジタル信号処理部 21 によるデジタル処理によって搬送波周波数 f_0 の RF 信号を生成し、生成した RF 信号を周波数変換することなく送信するので、VCO を用いる必要がない。この結果、VCO によって発振可能な周波数に制限されることなく、搬送波周波数 f_0 の設定の自由度を高めることができる。

[0243] また、本実施形態の制御部 135 は、搬送波周波数 f_0 を決定する機能を備えているので、搬送波周波数 f_0 の決定、及び、これに応じたバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音阻止帯域の中心周波数の制御を制御部にて集約して行うことができる。

[0244] [2. 4 周波数ホッピングについて]

本実施形態の送信機 200 は、周波数ホッピングによって搬送波周波数 f_0 を決定する機能を備えている。

制御部 135 は、搬送波周波数 f_0 を決定するために、記憶部 136 に記憶されている情報を参照する。

図 22 のように、記憶部 136 には、搬送波周波数 f_0 を決定するために必要な情報として、複数の周波数情報と、これら複数の周波数情報を用いて周波数ホッピングを実行する際のホッピングパターンとが記憶されている。

[0245] 複数の周波数情報は、周波数ホッピングを適用する際に逐次変更するために予め定められた搬送波周波数 f_0 を示す情報である。複数の周波数情報は、送信機 200 が搬送波周波数 f_0 として設定可能な周波数範囲の中から、互いに異なる周波数となるように設定されている。

制御部 135 は、複数の周波数情報の中から一つの周波数情報を、搬送波周波数 f_0 として選択、決定し、処理部 24、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25、及びアナログフィルタ 132 を制御することで周波数ホッピングを実行する。

[0246] ホッピングパターンは、複数の周波数情報が、周波数ホッピングを適用する際に逐次変更すべき複数の周波数情報を選択するためのパターンに対応づけられて登録されたものである。

制御部 135 は、搬送波周波数 f_0 を決定する際、記憶部 136 に格納されたホッピングパターンを参照する。制御部 135 は、ホッピングパターンに基づいて、複数の周波数情報の中から一つの周波数情報を選択し、搬送波周波数 f_0 を決定する。

制御部 135 は、ホッピングパターンにしたがって搬送波周波数 f_0 の決定を逐次行う。これによって、送信機 200 は、周波数ホッピングが適用された送信信号を送信する。

[0247] なお、複数の周波数情報及びホッピングパターンは、予め定められており、送信機 200 による送信信号を受信する受信機との間で共有されている。

複数の周波数情報及びホッピングパターンを共有することで、前記受信機は、送信機 200 が送信する周波数ホッピングが適用された送信信号を受信することができる。

[0248] 本実施形態の送信機 200 は、上述のように、VCO を用いることなく搬送波周波数 f_0 を調整することができる。よって、搬送波周波数 f_0 が VCO により発振可能な周波数の範囲に制限されることがない。

VCO が発振可能な信号周波数の上限は一般に 5 GHz 程度であるため、上記従来の送信機では、5 GHz 程度の帯域内でホッピングのための周波数情報を設定する必要がある。

[0249] 一方、本実施形態の送信機 200 では、VCO を用いることなく、デジタル信号処理部 21 から出力された量子化信号を周波数変換することなくアナログフィルタ 132 及びアンテナ 134 等を介して RF 信号として放射する。

放射される RF 信号の搬送波周波数 f_0 は、デジタル信号処理部 21 が備える処理部 24 によって、デジタル処理によって調整される。

したがって、搬送波周波数 f_0 は、デジタル信号処理部 21 が発生可能な周波数の範囲で調整することができる。デジタル信号処理部 21 を構成しているデジタル回路が発生可能な周波数は、VCO の一般的な上限である 5 GHz 程度よりも高く、搬送波周波数 f_0 は、VCO を用いた場合よりも広帯域の

範囲で設定することができる。

[0250] ただし、周波数情報が示す搬送波周波数 f_0 は、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 のサンプリング周波数 f_s の範囲内で設定される。搬送波周波数 f_0 が、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 のサンプリング周波数 f_s を超えると、量子化信号から得られる RF 信号が精度良く再現されないおそれがあるからである。

[0251] 図 24 (a) は、周波数ホッピングを適用したときの $\Delta\Sigma$ 変調器 25 による出力の周波数スペクトルの波形図の一例である。図例では、0 Hz ~ 6 GHz の範囲の内、搬送波周波数 f_0 は、図中、ひし形のマーク 1 で示す周波数位置である 800 MHz に設定されている。つまり、800 MHz において見られる電力ピーク部分は、信号が重畳されている RF 信号の周波数である。

搬送波周波数 f_0 に応じて、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 の量子化雑音阻止帯域の中心周波数も 800 MHz に設定されている。このため、800 MHz において見られる帯域の両側には、極端に電力値が低下している部分が見られる。

なお、他の部分においても、電力ピーク部分が見られるが、これらは、800 MHz において重畳されている RF 信号の高調波が現れたものである。

[0252] 図 24 (b) は、図 24 (a) における搬送波周波数 f_0 近傍の帯域を拡大した図である。図において、800 MHz を中心に信号 (RF 信号) が重畳されている。

図 24 では、RF 信号の搬送波周波数 f_0 を 800 MHz に設定した場合を例示したが、図 24 (a) に現れている高調波を利用して搬送波周波数 f_0 を設定することもできるし、搬送波周波数 f_0 を、例えば、6 GHz までの範囲で任意の周波数に設定することもできる。また、より高い周波数を発生可能な場合、図 24 に示す帯域よりもさらに広い帯域内から設定することもできる。

[0253] このように、周波数ホッピングによって搬送波周波数 f_0 を決定する制御部 135 は、搬送波周波数 f_0 の設定の自由度が高められ、より広範囲の周波数帯域から搬送波周波数 f_0 を設定することができることによって、より広範な

範囲の中から複数の周波数情報を設定することができる。この結果、搬送波周波数の設定範囲が制限されるVCOを用いた場合と比較して、搬送波周波数 f_0 をより広帯域に拡散させることができ、耐障害性が高く、かつ通信の秘匿性に優れた周波数ホッピングを実現することができる。

さらに、搬送波周波数 f_0 をより広帯域に拡散させることができるので、多重化したとしても帯域の重複の可能性が低く、多ユーザでの利用が容易となる。

[0254] [2. 5 他の実施形態について]

上記実施形態では、制御部135が周波数ホッピング適用のために用いる複数の周波数情報及びホッピングパターンを記憶部136に記憶した場合を例示したが、これら複数の周波数情報及びホッピングパターンは、第三者に認知されてしまうと、通信の秘匿性が維持できなくなる重要な情報である。

そこで、複数の周波数情報及びホッピングパターンが、第三者に認知されてしまうのを防止するために、記憶部136を、電力の供給が絶たれると記憶している情報が消去される揮発性の記憶部によって構成してもよい。記憶部136は、複数の周波数情報及びホッピングパターンを記憶可能に構成されている。

[0255] 図26に示す送信機のように、VCOを用いた場合、VCOがアナログ回路なので、周波数ホッピングを実現するには、VCOを含むハードウェアの調整や設定が必要となる。このため、リバースエンジニアリングによって、第三者に周波数情報やホッピングパターンが認知されるおそれがある。

[0256] この点、本実施形態では、デジタル信号処理部21が、RF信号の搬送波周波数 f_0 を決定し、調整することができるので、デジタル処理の中でRF信号の搬送波周波数 f_0 の決定及び調整を行うことができる。

したがって、複数の周波数情報及びホッピングパターンが外部から与えられて記憶部136（図22）に情報として記憶しておけば、制御部135は、ハードウェアの調整等を行うことなく、記憶された情報に基づいて周波数ホッピングを行うことができる。また、この記憶部136を揮発性の記憶部

によって構成したとしても、制御部 135 は、同様に周波数ホッピングを行うことができる。

[0257] ここで、本実施形態では、記憶部 136 が上述の揮発性の記憶部によって構成されているので、仮に、送信機 200 が第三者によって分解されたとしても、送信機 200 の電源が停止し、記憶部 136 への電力の供給が絶たれれば、記憶していた複数の周波数情報及びホッピングパターンは消去される。これにより、第三者がリバースエンジニアリングによって、周波数情報及びホッピングパターンが認知されるのを防止でき、通信の秘匿性を維持することができる。

[0258] また、上記実施形態の送信機 200 では、記憶部 136 の電力の供給が絶たれれば、周波数情報及びホッピングパターンが第三者に認知されるのを防止できるので、例えば、陸上を走行する車両や飛行機等の移動体（推進装置付きの移動体）に搭乗している搭乗者と、移動体の外部に位置する者との間で、秘匿通信を行う場合に好適に用いることができる。

[0259] この場合、移動体が、上記実施形態の送信機 200 と、送信機 200 による送信信号を受信可能な受信機を搭載する。また、移動体の外部に位置する者も移動体と同様に送信機 200 及び前記受信機を備える。

仮に、移動体に搭載された送信機 200 が、第三者によって取得されたとしても、当該送信機 200 が壊れ記憶部 136 への電力の供給が絶たれていれば、周波数情報及びホッピングパターンが第三者に認知されことはない。よって、送信機 200 が第三者に取得された場合にも通信の秘匿性を維持することができる。

[0260] また、移動体を外部から遠隔制御する際に、制御に必要な制御情報を送受信するための通信手段として、上記実施形態の送信機 200 を用いることもできる。

図 25 は、上記実施形態の送信機 200 を搭載した、遠隔制御によって操縦可能な飛行機を示す図である。図中、飛行機 140 は、例えば地上に位置する制御装置 150 から送信される制御情報を受信することで遠隔制御され

る。

[0261] 飛行機 140 は、当該飛行機 140 の操縦制御を行う操縦制御部 141 と、上記実施形態の送信機 200 と、外部としての制御装置 150 から与えられる制御情報を受信する受信機 142 と、アンテナ 143 とを備えている。

なお、制御装置 150 も、上記実施形態の送信機 200 を備えている。また、飛行機 140 の送信機 200 から送信される周波数ホッピングが適用された送信信号を受信可能な受信機を備えている。

[0262] 飛行機 140 の受信機 142 は、制御装置 150 からの制御情報を受信すると、この制御情報を操縦制御部 141 に与える。操縦制御部 141 は、制御情報に基づいた処理を行うとともに、この制御情報に対する応答情報（例えば、飛行機 140 の現在位置や、速度、周囲の状況等）を送信機 200 に与える。応答情報が与えられた送信機 200 は、当該応答情報を周波数ホッピングにより制御装置 150 に向けて送信する。

以上のようにして、飛行機 140 は、制御装置 150 との間で相互に通信を行うことで遠隔制御される。

[0263] この場合も、飛行機 140 に搭載された送信機 200 は、制御装置 150 との間の通信における搬送波周波数 f_0 の設定の自由度が高められ、通信の秘匿性に優れた周波数ホッピングを行うことができる。

また、仮に、飛行機 140 及び送信機 200 が第三者に取得されたとしても、送信機 200 が壊れる等して記憶部 136 への電力の供給が絶たれていれば、周波数情報及びホッピングパターンが第三者に認知されことはない。よって、飛行機 140 及び送信機 200 が第三者に取得された場合にも通信の秘匿性を維持することができる。

[0264] 通信に必要な複数の周波数情報及びホッピングパターンは、以下のようにして送信機 200 に与えられる。すなわち、起動する前の段階での飛行機 140 の送信機 200 において、揮発性の記憶部 136（図 22）は、複数の周波数情報及びホッピングパターンを記憶していない。

飛行機 140 を遠隔操作するために送信機 200 を起動する場合、まず、

記憶部 136 に、制御装置 150 と通信を行うために必要な、複数の周波数情報及びホッピングパターンが与えられる。複数の周波数情報及びホッピングパターンが与えられた記憶部 136 は、これらを記憶する。これによって、送信機 200 は、記憶部 136 に記憶された周波数情報及びホッピングパターンを利用することで、制御装置 150 と通信可能となる。

[0265] その後、飛行機 140 に故障が生じ、送信機 200 が壊れる等して記憶部 136 への電力の供給が絶たれれば、記憶部 136 が記憶していた複数の周波数情報及びホッピングパターンは消去される。この場合、記憶部 136 に対して再度電力を供給したとしても、複数の周波数情報及びホッピングパターンは消去されてしまっているので、飛行機 140 及び送信機 200 が第三者に取得された場合にも通信の秘匿性を維持することができる。

[0266] なお、上記実施形態では、移動体としての飛行機 140 を遠隔制御する場合を例示したが、例えば、ミサイル等、発射すれば、元の位置には戻って来ず、壊れる確率の高い移動体に好適に搭載することができる。

[0267] また、第 2 章における制御部 135 及び記憶部 136 は、他の章における装置・システム等にも用いることができる。

[0268] [第 3 章 $\Delta\Sigma$ 変調による RF 伝送]

[3. 1 RF 信号伝送システム（放送システム）]

図 27 は、放送システムを示している。この放送システムは、無線放送サービスのための RF 信号を、信号伝送路 4 を介して、伝送する RF 信号伝送システム 400 を利用している。

RF 信号伝送システム 400 は、視聴者（テレビ受信機）に対する放送サービスの提供に用いられる。また、RF 信号伝送システム 400 は、放送サービスのための RF 信号を遠隔地にある放送設備 405、405 に伝送するために用いられる。

[0269] [3. 2 視聴者に対する放送サービスの提供]

図 27 に示す放送システム（RF 信号伝送システム 400）は、地上デジタルテレビ放送のための放送用 RF 信号を送信する放送設備（第 1 装置）4

02を備えている。放送システム（RF信号伝送システム400）は、視聴者側の装置として、信号出力装置（第2装置）403を備えている。

[0270] 放送設備402は、従来のテレビ放送局の放送設備と同様の機能を有している。つまり、放送設備402は、放送コンテンツ（テレビスタジオ402aで撮影されたコンテンツ又はコンテンツ記憶部に記憶された放送コンテンツ）の映像信号／音声信号を、搬送波で変調して、RF信号に変換する。RF信号は、アンテナ402cから、電波として放射される。

[0271] アンテナ402cから放射された電波（RF信号）は、アンテナ402cが設置された地域Aにあるテレビ受信機407A、407Aにて受信可能である。つまり、放送設備402は、地域Aにおいて、RF信号を電波として送信して、無線放送サービスを地域Aの視聴者に提供することができる。

[0272] 放送設備402は、このような従来の放送設備と同様の機能だけでなく、RF信号伝送システム400を用いて、地域A外（アンテナ402cの電波が届く範囲外）へも、信号伝送路4（4a, 4b, 4c, 4d）を介して、RF信号を送信することができる。

[0273] 図28に示すように、放送設備402は、RF信号伝送システム400のための送信装置（第1装置）を備えている。送信装置（第1装置）は、デジタル信号処理部21を備えている。また、放送設備402は、従来の放送設備と同様の無線放送を行うための無線送信機60を備えている。

[0274] デジタル信号処理部21は、RF信号を、デジタル信号である量子化信号（パケット化された量子化信号）で表現するための処理を行い、生成された量子化信号を出力する。デジタル信号処理部21から出力された量子化信号は、量子化信号の出力部である電気－光変換器（光リンク）22によって、光伝送路4aに出力される。

[0275] 本実施形態のRF信号伝送システム400において、光伝送路4aには、デジタル化されたRF信号としての量子化信号が送信される。RF信号をデジタル化する場合、一般的には、RF信号の周波数（搬送波周波数）よりも十分に高い周波数で、サンプリングする必要がある。例えば、RF信号の周

波数が数百MHzであれば、数十GS/s程度の、非常に高速なサンプリング速度が必要となる。

このため、RF信号をデジタル化して送信しようとする、非常に高速の伝送速度が要求されるか、又は、情報量が非常に大きくなる。このため、従来は、非常に高い周波数のRF信号をデジタル化して送信することは、理論的にはありえても、現実的ではなかった。

[0276] しかし、本実施形態のRF信号伝送システム400では、RF信号に対して、 $\Delta\Sigma$ 変調（特に、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調）が行われるため、RF信号の周波数にかかわらず、RF信号をデジタル化して送信することが、現実的に可能となっている。

[0277] デジタル信号処理部21は、送信信号であるベースバンド信号（IQ信号）を出力するベースバンド部23と、ベースバンド信号を変調するデジタル変調器（直交変調器）24aと、処理部24bと、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25と、送信部（第1送信部）26と、を備えている。

[0278] ベースバンド部23は、テレビスタジオ402a又はコンテンツ記憶部402bなどから取得したコンテンツの映像信号及び音声信号を取得する。ベースバンド部23は、取得した映像信号及び音声信号のIQベースバンド信号（I信号、Q信号それぞれ）をデジタルデータとして出力する。

[0279] 変調器24aは、IQベースバンド信号を、中間周波数の信号に変換する。変調器24aは、デジタル信号処理で直交変調を行うデジタル直交変調器として構成されている。したがって、直交変調器24aからは、多ビットのデジタルデータ（離散値）によって表現されたデジタル信号形式の信号（デジタルIF信号）が出力される。

なお、変調波を生成する変調器24aとしては、直交変調器に限らず、変調波を生成するための他の方式の変調器であってもよい。

[0280] 変調器24aから出力されたIF信号は、デジタル信号処理部21における処理部24bに与えられる。また、変調器24aから出力されたIF信号は、無線送信機60にも与えられる。

[0281] 処理部 24 b は、I F 信号に対して、D P D (Digital Pre-distortion)、C F R (Crest Factor Reduction)、D U C (Digital Up Conversion)などの様々なデジタル信号処理を施す。処理部 24 b からは、デジタル信号処理によって生成された R F 信号が出力される。

R F 信号の搬送波の周波数は、R F 信号が地上デジタルテレビ放送用であれば、地上デジタルテレビ放送におけるチャンネルの周波数に設定される。

なお、無線送信機 60 には、処理部 24 b から出力された R F 信号が与えられても良い。

[0282] 処理部 24 b から出力されたデジタル R F 信号は、 $\Delta \Sigma$ 変調器 25 に与えられる。本実施形態の $\Delta \Sigma$ 変調器 25 は、バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調器として構成されているが、ローパス型 $\Delta \Sigma$ 変調器であってもよい。

[0283] $\Delta \Sigma$ 変調器 25 は、R F 信号に対して、 $\Delta \Sigma$ 変調を行って 1 b i t の量子化信号（パルス信号）を出力する。バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調器 25 は、その中心周波数が、前記搬送波の周波数と一致するように設定されている。

なお、 $\Delta \Sigma$ 変調器 25 から出力される量子化信号は、1 b i t である必要はない。 $\Delta \Sigma$ 変調器 25 から出力される量子化信号は、 $\Delta \Sigma$ 変調器 25 に入力されたデジタルデータのビット数よりも少なければよい。

[0284] $\Delta \Sigma$ 変調器 25 から出力された量子化信号（ $\Delta \Sigma$ 変調信号）は、送信部 26 によって、信号送信の光伝送路 4 a（4）へ送信される。

送信部（第 1 送信部）26 は、デジタル化された R F 信号としての量子化信号（ $\Delta \Sigma$ 変調信号）を、パケット化し、パケットデータにして送信する。送信部 26 は、パケットの再送など、パケット通信に必要な処理を行う。

[0285] また、送信部 26 は、受信側（信号出力装置 403、又は後述の放送機 405）に対して、必要な情報も、パケットデータに含めて送信する。送信部 26 が送信する情報には、量子化信号を受信した装置（信号出力装置 403、又は放送機 405）が、受信した量子化信号を、 $\Delta \Sigma$ 変調器 25 が出力した量子化信号（パルス状の $\Delta \Sigma$ 変調信号）と同じ波形（パルス波形）の信号として再現するための情報（再現情報）が含まれる。

[0286] $\Delta\Sigma$ 変調器25は、サンプリング周波数 f_s に応じたレートで、パルス状の量子化信号（ $\Delta\Sigma$ 変調信号）を出力する。このような量子化信号が示す量子化値だけを、単純に、パケットデータにすると、パケットデータには、量子化値を示すビット列が含まれるだけで、量子化信号のレートに関する情報が欠落する。そこで、送信部26は、パケット化された量子化信号の受信側（信号出力装置403、又は放送機405）において、量子化値を示すビット列から、 $\Delta\Sigma$ 変調器25が出力したパルス状の $\Delta\Sigma$ 変調信号を再現できるように、パケットデータに、再現情報を含めて送信する。

[0287] 再現情報には、例えば、 $\Delta\Sigma$ 変調器25におけるサンプリング速度（サンプリング周波数）を示す情報（サンプリング速度情報）が含まれる。量子化信号が示す量子化値を、サンプリング速度に対応した速度でパルス化すれば、 $\Delta\Sigma$ 変調器25が出力したパルス状の $\Delta\Sigma$ 変調信号を再現することができる。

また、量子化信号が、多ビットである場合、再現情報には、量子化信号のビット数を示す情報を含めても良い。

[0288] なお、再現情報が、受信側（信号出力装置403、又は放送機405）において既知の場合には、送信部26は、再現情報を送信する必要はない。

また、デジタル化されたRF信号としての量子化信号が、1bit又は多bitのパルス信号としての信号波形を維持したまま、光伝送路4aに送信される場合、受信側（信号出力装置403、又は放送機405）にて信号の再現の必要がないため、再現情報の送信は、必要とされない。

[0289] 送信部26から出力されたパケットデータは、電気-光変換器（光リンク）22によって、光信号に変換され、光伝送路4aへ送出される。光伝送路4aは、インターネットに接続されている。つまり、パケットデータは、信号伝送路であるインターネット4を介して、伝送される。

なお、電気-光変換器（光リンク）22は、放送設備402における送信装置とは別の装置として設けても良い。

[0290] 本実施形態のRF信号伝送システム400では、デジタル化されたRF信

号としての量子化信号が、パケット化されているため、インターネット4のようにパケット通信を行う通信ネットワークを信号伝送路として活用できる。

[0291] デジタル化されたRF信号の伝送を、専用線として構成された信号伝送路での伝送、又は、回線交換方式の信号伝送路での伝送、によって行っても良いが、この場合、信号伝送路を占有して通信が行われるため、高コストになりやすい。

これに対し、インターネット4のようにパケット通信を行う通信ネットワークを信号伝送路として活用でき、低コスト化が可能である。

しかも、RF信号を $\Delta\Sigma$ 変調（特に、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調）によってデジタル化したため、比較的少ない情報量となっていることから、パケット通信に適したものとなっている。

なお、パケット化が不要な信号伝送路（専用線など）を用いる場合、送信部26におけるパケット化の機能は省略できる。

[0292] パケット通信の場合、信号伝送路4の伝送速度は保証されないため、 $\Delta\Sigma$ 変調器25から出力された量子化信号を、パルス信号としての信号波形を維持したまま、信号伝送路4に送信することはできないが、前述の再現情報の交換によって、受信側（信号出力装置403、又は放送機405）は、パケット化された量子化信号からでも、 $\Delta\Sigma$ 変調器25が出力したパルス状の $\Delta\Sigma$ 変調信号を再現することが容易となっている。

また、パケット通信ではなく、信号伝送路を占有した通信であっても、信号伝送路4の伝送速度が、 $\Delta\Sigma$ 変調器25から出力された量子化信号をそのまま伝送するのに十分でない場合（ $\Delta\Sigma$ 変調器25のサンプリング速度（ $1/f_s$ ）よりも信号伝送路4の伝送速度が低い場合）、量子化信号を、信号伝送路4で伝送できる程度に低速の信号に変換する必要がある。この場合であっても、前述の再現情報の交換によって、受信側（信号出力装置403、又は放送機405）は、低速に変換された量子化信号からでも、 $\Delta\Sigma$ 変調器25が出力したままの量子化信号を再現することが容易となっている。

[0293] ここで、図28に示す放送設備402における無線送信機60は、D/Aコンバータ(DAC)61と、周波数変換器62と、パワーアンプ63と、を備えている。D/Aコンバータ61は、デジタル変調器から出力されたデジタル信号(IF信号)を、アナログ信号に変換する。周波数変換器62は、アナログIF信号に対して、RF信号にするための周波数変換を行う。パワーアンプ63は、RF信号を増幅し、放送設備402のアンテナ402cに出力する。なお、D/Aコンバータ61にRF信号が与えられる場合、周波数変換器62は省略することができる。

また、放送設備402が無線放送を行わない場合、無線送信機60及びアンテナ402cは省略してもよい。この場合、放送設備402は、実質的に、高コスト化を招くアナログ回路を有さず、大部分が、デジタル信号処理部21によって構成されるため、放送設備402の低コスト化が可能である。

また、既存の無線放送可能な放送設備402に、RF信号伝送システム400用の送信装置(第1装置)2を追加で設ける場合にも、デジタル信号処理部21等を設けるだけで足り、比較的 low コストですむ。

[0294] 放送設備402のアンテナ402cから放射された電波は、その電波が届く範囲(地域A)内の受信機407Aでしか受信できない。

これに対し、放送設備402から、信号伝送路(インターネット)4に送信された量子化信号は、地域A内だけでなく、インターネット接続可能な世界中のあらゆる地域・国にて受信可能である。

[0295] 図27では、地域Aの放送設備(第1装置)2から送信された量子化信号(デジタル化されたRF信号)を、地域Bに設置されたテレビ受信機407Bにて、受信する様子を示した。信号伝送路4、4Bから送信された量子化信号は、信号出力装置(第2装置)403にて受信され、テレビ受信機407Bへ出力される。

[0296] 図29に示すように、信号出力装置(第2装置)403は、光-電気変換器(光リンク)431と、受信部432と、バッファ433と、出力部434と、スイッチ部435と、を備えている。

なお、光－電気変換器 4 3 1 は、信号出力装置 4 0 3 とは別の装置として設けても良い。

[0297] 光－電気変換器（光リンク） 4 3 1 は、インターネット 4 に接続された光伝送路 4 b から送信されてきた光信号（パケットデータ；パケット化された量子化信号）を、電気信号に変換して出力する。

[0298] 受信部 4 3 2 は、電気信号に変換されたパケットデータのデパケット化を行い、パケットデータから、量子化信号（量子化信号の量子化値）及びその他の情報（再現情報）を抽出する。受信部 4 3 2 は、パケットの再送要求など、パケット通信に必要な処理を行う。

なお、量子化信号がパケット化されていない場合、受信部 4 3 2 のデパケット化の機能は省略できる。

[0299] 受信部 4 3 2 にて受信された量子化信号は、（F I F O ; F i r s t I n F i r s t O u t）型のバッファ 4 3 3 に一時的に保存される。また、受信部 4 3 2 にて受信した再現情報（サンプリング速度情報）は、出力部 4 3 4 に与えられる。

[0300] 受信した量子化信号を、バッファ 4 3 3 にて一時的に保存してから出力することで、信号伝送路の伝送速度が一定でなかったり、パケット欠落などがあっても、量子化信号を、切れ目なく、所定のレート（再現情報が示すサンプリング速度に応じたレート）で連続的に出力することができる。つまり、バッファ 4 3 3 を設けていることで、パケット通信で量子化信号を送信する場合や、信号伝送路 4 に速度保証がない場合であっても、対応できる。なお、信号伝送路 4 の伝送速度が、十分に高速であれば、バッファ 4 3 3 を省略することもできる。

[0301] 出力部 4 3 4 は、バッファ 4 3 3 に保存された量子化信号（量子化信号の量子化値）を、所定のレート（再現情報が示すサンプリング速度に応じたレート）のパルス信号として、出力する。

つまり、出力部 4 3 4 から出力された量子化信号は、 $\Delta \Sigma$ 変調器 2 5 から出力された量子化信号の信号波形を再現したものとなる。

なお、再現情報は、受信部432にて受信されたものを用いる必要はなく、信号出力装置403において予め設定されていてもよい。

[0302] $\Delta\Sigma$ 変調器（バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器）25から出力された量子化信号は、RF信号の搬送波周波数付近において、RF信号としての情報を保持している。したがって、出力部434から出力された量子化信号も、RF信号としての情報を保持している。

このため、出力部434から出力された量子化信号を、テレビ受信機407BのRF信号入力として与えると、テレビ受信機407Bでは、量子化信号を、RF信号として受信することができる。つまりテレビ受信機407Bは、RF信号伝送システム400を介して伝送されたRF信号を、無線放送として送信されたRF信号と同様に受信できる。

[0303] なお、量子化信号は、 $\Delta\Sigma$ 変調器25においてノイズシェイピングされた量子化雑音を有しており、この量子化雑音を除去してRF信号を取り出したい場合には、RF信号の搬送波周波数付近の周波数を通過させるバンドパスフィルタを用いる必要がある。ただし、テレビ受信機407Bなどの無線放送受信機が、不要な周波数の信号をカットするバンドパスフィルタを有していれば、信号出力装置403にバンドパスフィルタを設ける必要はない。

もちろん、バンドパスフィルタを設けても良い。この場合、出力部434は、バンドパスフィルタを介して、テレビ受信機407Bに対して、量子化信号を出力すればよい。

[0304] スイッチ部435は、出力部434から出力された量子化信号（RF信号）と、アンテナ438にて受信したRF信号（地域Bの放送設備から無線放送された電波）と、を選択的に、テレビ受信機407Bに与える。

信号出力装置403は、アンテナ438が接続されるアンテナ端子436（例えば、同軸ケーブル用の端子）を有しており、アンテナ438にて受信したRF信号を、信号出力装置403へ入力可能となっている。スイッチ部435は、アンテナ438にて受信するRF信号と同一チャネル（周波数）のRF信号が、出力部434から出力される場合、混信を避けるため、いず

れか一方のRF信号だけが、テレビ受信機407Bに与えられる。

- [0305] スイッチ部435を、アンテナ438側に接続させるか、出力部434側に接続させるかは、いずれからの放送を優先して受信したいかによって、視聴者（ユーザ）によって、適宜設定される。

混信のおそれがない場合には、アンテナ438からのRF信号と、出力部434からのRF信号とを、ともに、テレビ受信機407Bに与えても良い。

なお、信号出力装置403にアンテナ438を接続しなくてもよい。

- [0306] なお、図29において、信号出力装置403は、テレビ受信機407Bとは別体の装置として構成されている。信号出力装置403におけるRF信号の出力端子437（例えば、同軸ケーブル用の端子）と、テレビ受信機407のアンテナ端子7B-1（例えば、同軸ケーブル用の端子）とが、同軸ケーブルなどのケーブルによって接続されることで、信号出力装置403とテレビ受信機407Bとが、一つの受信システムを構成している。

これに対し、信号出力装置403を、テレビ受信機407Bに内蔵させた、一体型の受信システムとして構成してもよい。つまり、テレビ受信機としての機能及び信号出力装置403としての機能を一体的に有する受信システムとして構成してもよい。

一体型の受信システムとして構成することにより、従来型テレビと同様な取り扱いで高機能化を図る事ができ、視聴者にとって技術導入のための負担とならない。

- [0307] 本実施形態に係る信号出力装置403を用いると、放送設備402から遠く離れた地域・国であっても、インターネット経由で、放送設備402による放送サービスの提供を受けることができる。

また、信号出力装置403は、難視聴地域対策にも用いることができる。つまり、放送設備402からの電波を受信できない地域では、信号出力装置403を用いることで、放送サービスをインターネット4経由で受けることができる。

[0308] さらに、本実施形態のRF信号伝送システム400では、地域Aから地域BへのRF信号の伝送が、電波ではなく、有線の信号伝送路4で送信されるため、電波に関する法的な規制を受けない。

[0309] [3. 3 遠隔地の放送設備への伝送]

図27に示す放送システム(RF信号伝送システム400)において、放送設備402は、他の地域・国(図27の地域C, D)に設置された放送設備405, 405に対して、デジタル化された放送用RF信号を送信するためにも用いられる。このため、放送システム(RF信号伝送システム400)は、他地域C, D用の放送設備405, 405を備えている。

[0310] 地域C, Dの放送設備405, 405は、地域Aの放送設備402から送信されたRF信号を受信して、受信したRF信号を、アンテナ455から、電波として放射する。これにより、放送設備405, 405は、放送設備402から送信されたRF信号を、地域C, D内のテレビ受信機407C, 407Dに受信させることができる。

つまり、地域Aの放送設備402を放送サービスのための親設備とすると、地域C, Dの放送設備405, 405は、子設備といえる。

[0311] 子設備である放送設備405, 405は、放送機(以下、「放送機405」という)と、アンテナ455とを備えて構成されている。

図30に示すように、放送機(第2装置)405は、光-電気変換器(光リンク)451と、受信部452と、バッファ453と、送信部(第2送信部)454と、を備えている。

なお、光-電気変換器451は、放送機405とは別の装置として設けても良い。

[0312] 光-電気変換器(光リンク)451は、インターネット4に接続された光伝送路4c, 4dから送信されてきた光信号(パケットデータ; パケット化された量子化信号)を、電気信号に変換して出力する。

[0313] 受信部452は、電気信号に変換されたパケットデータのデパケット化を行い、パケットデータから、量子化信号(量子化信号の量子化値)及びその

他の情報（再現情報）を抽出する。受信部452は、パケットの再送要求など、パケット通信に必要な処理を行う。

なお、量子化信号がパケット化されていない場合、受信部452のデパケット化の機能は省略できる。

[0314] 受信部452にて受信された量子化信号は、（F I F O ; F i r s t I n F i r s t O u t）型のバッファ453に一時的に保存される。また、受信部452にて受信した再現情報（サンプリング速度情報）は、送信部454の出力部454aに与えられる。

[0315] 受信した量子化信号を、バッファ453にて一時的に保存してから出力することで、信号伝送路の伝送速度が一定でなかったり、パケット欠落などがあっても、量子化信号を、切れ目なく、所定のレート（再現情報が示すサンプリング速度に応じたレート）で連続的に出力することができる。つまり、バッファ453を設けていることで、パケット通信で量子化信号を送信する場合や、信号伝送路4に速度保証がない場合であっても、対応できる。なお、信号伝送路4の伝送速度が、十分に高速であれば、バッファ453を省略することもできる。

[0316] 送信部454は、出力部454aと、アナログフィルタ（バンドパスフィルタ）454bと、増幅器（パワーアンプ）454cと、を備えている。

[0317] 出力部454aは、バッファ453に保存された量子化信号（量子化信号の量子化値）を、所定のレート（再現情報が示すサンプリング速度に応じたレート）のパルス信号として、出力する。

つまり、出力部454aから出力された量子化信号は、 $\Delta\Sigma$ 変調器25から出力された量子化信号の信号波形を再現したものとなる。

なお、再現情報は、受信部452にて受信されたものをを用いる必要はなく、放送機405において予め設定されていてもよい。

[0318] バンドパスフィルタ（アナログバンドパスフィルタ）454bは、RF信号の搬送波周波数付近の周波数を通過させるバンドパスフィルタである。出力部454aから出力された量子化信号が、バンドパスフィルタ454bを

通過すると、 $\Delta\Sigma$ 変調器25においてノイズシェイピングされた量子化雑音
が除去される。つまり、バンドパスフィルタ454bからは、アナログRF
信号が出力される。

[0319] パワーアンプ454cは、バンドパスフィルタ454bから出力されたR
F信号を増幅し、アンテナ455に出力する。これにより、放送設備405
、405は、放送設備402から送信されたRF信号を、地域C、D内のテ
レビ受信機407C、407Dに受信させることができる。

[0320] なお、アンテナ455が、バンドパスフィルタとしての特性を有している
場合には、バンドパスフィルタ454bを省略してもよい。

また、増幅器454cは、フィルタ454bの後段に設けるだけでなく、
フィルタ454bの前段に設けても良い。フィルタ454bの前段に設けら
れる増幅器454cとしては、デジタル増幅器を採用できる。デジタル増幅
器は飽和状態で動作するため高効率となる。フィルタ454bの前段に増幅
器454cを設けた場合、フィルタ454bの後段の増幅器454cは省略
してもよい。

[0321] 本実施形態に係る放送機（第2装置）405を用いると、親設備である放
送設備（第1装置）402から遠く離れた地域・国であっても、インターネッ
ト4などの信号伝送路経由で、デジタル化されたRF信号を取得することが
できる。

また、親設備である放送設備（第1装置）402にて、RF信号が既に生
成されているため、子設備である放送機（第2装置）405、405におい
ては、ベースバンド信号からRF信号を生成するための処理（直交変調、D
PD、CFR、DUCなどのデジタル信号処理）を行う必要がない。したが
って、子設備である放送機（第2装置）405、405の構成を、比較的簡
素にできる。

その結果、子設備である放送機（第2装置）405、405の低コスト化
が可能である。低コスト化のメリットは、子設備である放送機（第2装置）
405、405の数が増えるほど、大きくなる。

[0322] したがって、地域 A で無線放送されているコンテンツを、地域 C, D において、無線放送にて新たに提供しようとした場合、低コストの放送機を設置すればよいと、地域 C, D における放送サービスの提供を低コストで開始できる。

[0323] [3. 4. 放送のグローバル化]

本実施形態の放送システムを用いると、放送サービスを地域・国を超えて、グローバルに提供することが可能となる。

例えば、地域 A と地域 C, D とに時差がある場合、地域 A では夜間（放送が行われない時間帯）であるため、本来であれば放送設備 402 が休止するときに、放送設備 402 を有効的に活用することができる。例えば、地域 A では夜間であるときに、放送設備 402 は、休止せずに、昼間（放送が行われる時間帯）である地域 C, D 向けに、RF 信号を送信することで、放送設備 402 を有効活用できる。

[0324] また、RF 信号の提供を受ける地域 C, D では、従来の高価な放送設備を設置しなくても、放送サービスを開始できるため、当該地域 C, D に、従来の高価な放送設備があまり設置されていない場合であっても、放送サービスの高度化が可能である。

[0325] さらに、地域 C, D においても、親設備である放送設備 402（無線送信機 60 は無くても良い）を設置すれば、地域 C, D から送信されたコンテンツを、地域 A などの様々な地域で提供することができる。

したがって、各国から送信された多様なコンテンツを、世界中の視聴者が視聴することが可能となる。

[0326] [3. 5 バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調]

$\Delta\Sigma$ 変調器 25 は、[1. 2 バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調] にて説明した $\Delta\Sigma$ 変調器 25 と同様である。

[0327] [3. 6. 帯域拡張]

図 31 は、図 28 の放送設備 402 のデジタル信号処理部 21 に帯域拡張部 29 を追加したものを示している。

帯域拡張部 29 は、[1. 3 帯域拡張] にて説明した帯域拡張部 29 と同様である。その他、図 31 の放送設備 402 において、説明を省略した点については、図 28 のものと同様である。

[0328] [3. 7 高調波の利用]

第 3 章においても、[1. 4 高調波の利用] にて説明した高調波成分を利用することができる。

この高調波成分を利用することで、送信装置（第 1 装置）側では、搬送波周波数 f_c 及びサンプリング周波数 f_s を低く抑えつつ、受信側（信号出力装置 403、又は放送機 405）で受信される変調波（RF 信号）の周波数を高くすることができる。

[0329] [3. 8 付記]

前述の説明では、放送サービスとして、地上デジタルテレビ放送を例として説明したが、デジタルテレビ放送としては、衛星デジタルテレビ放送であってもよい。また、テレビ放送としては、アナログテレビ放送であってもよい。放送は、ラジオ放送であってもよい。さらに、本実施形態の信号伝送システムは、放送用 RF 信号以外の RF 信号の伝送にも利用できる。

[0330] [第 4 章 量子化雑音によって生じる漏洩電力の抑制]

[4. 1 無線機]

図 32 は、実施形態に係る無線機 501 を示している。無線機 501 は、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 を備えたデジタル信号処理部（信号処理装置）21 と、増幅器 531 と、バンドパスフィルタ 532 と、を有している。

[0331] デジタル信号処理部 21 は、無線波としてアンテナから送出される RF 信号を表現するデジタル信号（量子化信号）を出力する。RF 信号は、無線波として空間に放射されるべき信号であり、例えば、移動体通信のための RF 信号、テレビ／ラジオなどの放送サービスのための RF 信号である。

[0332] デジタル信号処理部 21 から出力されたデジタル信号は、増幅器（例えば、デジタル増幅器）によって増幅され、ノイズシェイピングされた量子化雑音（ノイズ成分）を除去するアナログフィルタ（バンドパスフィルタ）53

2に与えられる。

アナログフィルタ532から出力された信号は、アンテナから無線波として空間に放射される。

[0333] デジタル信号処理部21は、RF信号によって送信される情報であるベースバンド信号(IQ信号)を出力するベースバンド部23と、デジタル直交変調などの処理を行う処理部24と、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25と、を備えている。

[0334] ベースバンド部23は、IQベースバンド信号(I信号、Q信号それぞれ)をデジタルデータとして出力する。

処理部24は、IQベースバンド信号に対してデジタル直交変調などの処理を行う。したがって、処理部24からは、多ビットのデジタルデータ(離散値)によって表現されたデジタル信号形式の信号が出力される。

なお、処理部24における変調は、直交変調に限らず、変調波を生成するための他の方式の変調であってもよい。

[0335] 処理部24は、直交変調のほか、DPD(Digital Pre-distortion)、CFR(Crest Factor Reduction)、DUC(Digital Up Conversion)などの様々なデジタル信号処理を施すことができる。処理部24からは、上述のような各種のデジタル信号処理によって生成されたRF信号が出力される。

[0336] 処理部24から出力されたデジタルRF信号は、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25に与えられる。

バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25は、入力信号であるRF信号に対して、 $\Delta\Sigma$ 変調を行って1又は複数ビットの量子化信号を出力する。

[0337] [4.2 $\Delta\Sigma$ 変調]

$\Delta\Sigma$ 変調器25は、[1.2 バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調]にて説明した $\Delta\Sigma$ 変調器25と同様である。

[0338] [4.3 $\Delta\Sigma$ 変調と漏洩電力]

図33(a)に示すように、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25は、雑音伝達関数NTFが、バンドストップ型特性を持つ。したがって、バンドパス型 $\Delta\Sigma$

変調器 25 は、量子化雑音を量子化雑音阻止帯域 NS_BW 外へ移動させて、量子化雑音阻止帯域内の量子化雑音を大きく低下させるノイズシェイピングを行うことができる。

[0339] ここで、所望の OSR において、サンプリング周波数 f_s を低く抑えるために、 RF 信号の信号帯域 BW に基づいて、サンプリング周波数 f_s を、

$$f_s = (2 \times BW) \times OSR$$

の式に従って設定すると、雑音阻止帯域 NS_BW は、信号帯域 BW に一致することになる。

[0340] 一方、無線機が出力する信号（無線波）においては、図 33（b）に示すように、信号帯域 BW 外へ漏れ出る漏洩電力が問題となることがあるため、法的規制又は規格において、信号帯域外の漏洩電力の大きさが規制される。

例えば、3GPP TS 36.104 version 9.1.0 Release 9 p21 "Table 6.6.2.1-2 : Base Station ACLR in unpaired spectrum with synchronized operation" では、隣接チャネル漏洩電力比（ $ACLR$ ）に関し、隣接チャネルの中心周波数及び次隣接チャネルの中心周波数における $ACLR$ の制限（ $ACLR\ limit$ ）が、それぞれ、45 dB であると規定されている。

[0341] RF 信号に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行った場合、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 の出力スペクトラムは、 RF 信号としてのスペクトラムとなる。したがって、 RF 信号の信号帯域外に量子化雑音が存在するとは、無線波において問題となる信号帯域外への漏洩電力と同様の問題を生じさせる。つまり、 RF 信号の信号帯域近傍に量子化雑音が存在すると、その量子化雑音が、漏洩電力に重畳される。

[0342] [4.4 量子化雑音阻止帯域の設定例]

[4.4.1 第1例]

量子化雑音が漏洩電力となることを防止するため、本実施形態の $\Delta\Sigma$ 変調器 25 では、雑音伝達関数 NTF における量子化雑音阻止帯域 NS_BW が、 RF 信号の使用帯域の帯域幅 BW よりも大きく設定されている。したがって、図 34 に示すように、量子化雑音のほとんどは、 RF 信号の帯域幅 BW

よりも大きい量子化雑音阻止帯域（帯域幅 NS_BW ）の外に移動することになる。

なお、量子化雑音阻止帯域 NS_BW とは、量子化雑音のピーク値から 3 dB 下がっている範囲の帯域（ 3 dB 帯域）である。

[0343] 図 3 4 の量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 RF 信号の使用帯域の高周波数側及び低周波数側の両方で、 RF 信号の使用帯域よりも拡張されている。したがって、 RF 信号の使用帯域の外側であっても、 RF 信号の使用帯域の近傍においては、量子化雑音がほとんどなく、量子化雑音が RF 信号帯域外の漏洩電力となることが抑制される。

[0344] ここで、図 3 4 に示す第 1 例では、 $OSR = 50$ 、 RF 信号の帯域幅 $BW = 5\text{ [MHz]}$ 、 RF 信号の中心周波数は f_1 とする。また、第 1 例及び他の例において、 RF 信号を放射する無線機 501 が適合することを要する法的規制又は規格において漏洩電力の大きさが規制される周波数範囲は、隣接チャネル（第 1 隣接チャネル：1st AC）及び次隣接チャネル（第 2 隣接チャネル：2nd AC）であるものとする。

[0345] 隣接チャネル（1st AC）とは、 RF 信号の使用帯域（帯域幅 BW ）の両側において隣接する帯域であって、 RF 信号の帯域幅 BW と同じ帯域幅を持つものをいう。したがって、 RF 信号の使用帯域とその両側の隣接チャネル（1st AC）とを包含する最小の帯域幅は、 $BW \times 3 (= 15\text{ MHz})$ となる。

また、次隣接チャネル（2nd AC）とは、2つの隣接チャネルそれぞれの外側に位置する帯域であって、 RF 信号の帯域幅 BW と同じ帯域幅を持つものをいう。したがって、 RF 信号の使用帯域並びに隣接チャネル（1st AC）及び次隣接チャネル（2nd AC）を包含する最小の帯域幅は、 $BW \times 5 (= 25\text{ MHz})$ となる。

[0346] 図 3 4 では、 RF 信号を放射する無線機 501 が適合することを要する法的規制又は規格において漏洩電力の大きさが規制される周波数範囲が、隣接チャネル（第 1 隣接チャネル：1st AC）及び次隣接チャネル（第 2 隣接

チャネル：2nd AC）であることに対応して、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 $N \times BW$ が、RF 信号の両側の隣接チャネル（2nd AC）までを含む最小の帯域幅（ $BW \times N = 5 \text{ MHz} \times 5 = 25 \text{ MHz}$ ）以上に設定されている。

ここで、 N は、RF 信号の帯域幅 BW に対する量子化雑音阻止帯域の帯域幅 $N \times BW$ の倍率である。 $N = 5$ の場合、量子化雑音阻止帯域は、RF 信号の帯域幅 BW の 5 倍の帯域幅を持つことを意味する。

[0347] 第 1 例において、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 $N \times BW$ は、 $(BW \times N) = 5 \text{ MHz} \times 7 = 35 \text{ MHz}$ 以下であるのが好ましい。量子化雑音阻止帯域の帯域幅 $N \times BW$ を大きくすると、サンプリング周波数が大きくなってしまうため、 $(BW \times 7)$ 以下に抑えることで、サンプリング周波数の増加を防止できる。

[0348] 図 34 のように、RF 信号の使用帯域の帯域幅 $BW = 5 \text{ MHz}$ ではなく、隣接チャネル及び隣接チャネルを含めた帯域幅（ 25 MHz ）を基準にサンプリング周波数（サンプリングレート） f_s を決定する場合、 $f_s = 2 \times (BW \times 5) \times OSR = 2.5 \text{ [GS/s]}$ となる（ $N = 5$ ）。

また、 $N = 7$ の場合の 35 MHz を基準にサンプリング周波数（サンプリングレート） f_s を決定する場合、 $f_s = 2 \times (BW \times 7) \times OSR = 3.5 \text{ [GS/s]}$ となる。

[0349] なお、図 34 に示す RF 信号において、RF 信号を放射する無線機 501 が適合することを要する法的規制又は規格において漏洩電力の大きさが規制される周波数範囲が、隣接チャネル（第 1 隣接チャネル：1st AC）だけである場合、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 $N \times BW$ は、 $(BW \times N) = 5 \text{ MHz} \times 3 = 15 \text{ MHz}$ 以上であるのが好ましい。この場合、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 $N \times BW$ は、 $(BW \times N) = 5 \text{ MHz} \times 5 = 25 \text{ MHz}$ 以下であるのがより好ましい。

[0350] [4.4.2 第 2 例]

移動体通信等では、マルチキャリアが利用されることがある。具体的には

、無線機が使用可能な通信帯域として複数の通信帯域（帯域幅 SBW ）が用意され、ユーザ無線機（移動体）の数の増減に応じて、使用する通信帯域の数を増減させることがある。

図35は、 5MHz の通信帯域($SBW=5\text{MHz}$)を2個（複数）組み合わせて使用して合計 10MHz の帯域幅 BW をRF信号の信号帯域として使用する例を示している。この場合、RF信号の使用帯域（ $BW=10\text{MHz}$ ）は、2個（複数）の通信帯域（ $SBW=5\text{MHz}$ ）に跨っていることになる。

[0351] 図35に示すように、RF信号の使用帯域の帯域幅 BW が 10MHz となった場合、隣接チャネル（1st AC）及び次隣接チャネル（2nd AC）それぞれの帯域幅も 10MHz となる。

したがって、量子化雑音阻止帯域が、RF信号の両側の次隣接チャネル（2nd AC）までを包含しようとする、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 $BW \times N = 10\text{MHz} \times 5 = 50\text{MHz}$ 以上となっていればよい。

[0352] 図35に示す第2例の場合も、サンプリング周波数の増大を抑えるため、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 $(BW \times N) = 10\text{MHz} \times 7 = 70\text{MHz}$ 以下であるのが好ましい。

[0353] 図35において、隣接チャネル及び次隣接チャネルを含めた帯域幅（ 50MHz ）を基準にサンプリング周波数（サンプリングレート） f_s を決定する場合、 $f_s = 2 \times (BW \times 5) \times OSR = 5.0\text{[GS/s]}$ となる（ $N=5$ ）。

また、 $N=7$ の場合の 70MHz を基準にサンプリング周波数（サンプリングレート） f_s を決定する場合、 $f_s = 2 \times (BW \times 7) \times OSR = 7.0\text{[GS/s]}$ となる。

[0354] なお、図35に示すRF信号において、RF信号を放射する無線機501が適合することを要する法的規制又は規格において漏洩電力の大きさが規制される周波数範囲が、隣接チャネル（第1隣接チャネル：1st AC）だけ

である場合には、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 $(BW \times N) = 10\text{ MHz} \times 3 = 30\text{ MHz}$ 以上であるのが好ましい。この場合、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 $(BW \times N) = 10\text{ MHz} \times 5 = 50\text{ MHz}$ 以下であるのがより好ましい。

[0355] [4. 4. 3 第3例]

第1例及び第2例では、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW が、RF信号の帯域幅 BW の5倍以上に設定されたものを示したが、第3例では、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW が、RF信号の帯域幅 BW の5倍未満に設定されたものを示す。

[0356] つまり、第3例に係る量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、RF信号の使用帯域の両側の隣接チャネル (1st AC) 及び次隣接チャネル (2nd AC) を包含する最小の帯域幅 ($BW \times 5$) よりも狭い帯域幅を有している。

なお、第3例においても、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、RF信号の使用帯域の帯域幅 BW よりも広い。

[0357] 図36(a)に示すように、第3例では、第2例と同様に、5 MHzの通信帯域 ($SWB = 5\text{ MHz}$) c, dを2個組み合わせて使用して合計10 MHzの帯域幅 BW が、RF信号の信号帯域として使用される。つまり、RF信号の使用帯域 ($BW = 10\text{ MHz}$) は、2個 (複数) の通信帯域 ($SWB = 5\text{ MHz}$) に跨っている。

[0358] 前述の第2例においては、RF信号の帯域幅 BW が第1例に比べて2倍になっていることから、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW も第1例に比べて2倍になっている。この結果、第2例では、サンプリングレートも第1例に比べて2倍になっている。

[0359] これに対し、図36に示す第3例の場合、第2例と同様に、RF信号の帯域幅 BW が第1例に比べて2倍になっているものの、第3例の量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は第1例の2倍未満になっている。したがって、第3例では、サンプリングレートも第1例の2倍未満でよく、サンプリング

レートの増加を抑制できている。

[0360] 図36(b)(c)は、図36(a)に示す2個の通信帯域c, dそれぞれ単独を、使用帯域とみなしたものを示している。

図36(b)に示すように、通信帯域c(帯域幅 $SBW=5\text{MHz}$)がRF信号の使用帯域であるとみなした場合、RF信号並びに隣接チャネル(1st AC)及び次隣接チャネル(2nd AC)すべてを包含するために必要な帯域幅は、 $SBW \times 5 = 5\text{MHz} \times 5 = 25\text{MHz}$ となる(図36(b)のa~eの範囲)。

[0361] また、図36(c)に示すように、通信帯域d(帯域幅 $SBW=5\text{MHz}$)がRF信号の使用帯域であるとみなした場合も、RF信号並びに隣接チャネル(1st AC)及び次隣接チャネル(2nd AC)すべてを包含するために必要な帯域幅は、 $SBW \times 5 = 5\text{MHz} \times 5 = 25\text{MHz}$ となる(図36(b)のb~fの範囲)。

[0362] 通信帯域cと通信帯域dとは、別のキャリアであるから、漏洩電力の大きさが規制される範囲としては、図36(b)に示すa~eの範囲及び図36(c)に示すb~fの範囲で十分である。

[0363] したがって、2個の通信帯域c, dを組み合わせるRF信号の使用帯域とする場合には、漏洩電力の大きさが規制される範囲としては、図36(a)に示すa~fの範囲で十分となる。

つまり、RF信号の使用帯域(帯域幅 $BW=10\text{MHz}$ の両側に、それぞれ、通信帯域(帯域幅 $SBW=5\text{MHz}$)の2倍の帯域を確保すると、2個の通信帯域c, dそれぞれを使用帯域とみなしたときの当該使用帯域c, dの両側の隣接チャネル(1st AC)及び次隣接チャネル(2nd AC)全てを包含する量子化雑音阻止帯域となる。

この結果、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 $NS_BW = BW + (4 \times SBW) = 10\text{MHz} + (4 \times 5\text{MHz}) = 30\text{MHz}$ 以上あれば、漏洩電力が問題となる隣接チャネル及び次隣接チャネルに応じた帯域幅を確保できる。

[0364] したがって、第3例では、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、(

$BW + (4 \times SBW)$) 以上、 $(BW \times 5)$ 未満とすることができる。

[0365] より好ましくは、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 $(BW + (4 \times SBW))$ 以上、 $(BW + (6 \times SBW))$ 以下とすることができる。

これは、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW として、範囲 $a \sim f$ を基本帯域としたときに、当該基本帯域の両側それぞれに一つの通信帯域（帯域幅 $SBW = 5 \text{ MHz}$ ）分の付加帯域を確保した帯域幅 $(BW + (6 \times SBW))$ 以下としたものである。これにより、2個の通信帯域 c 、 d それぞれを使用帯域とみなしたときの当該使用帯域 c 、 d の両側の隣接チャネル（ $1st \text{ AC}$ ）及び次隣接チャネル（ $2nd \text{ AC}$ ）全てを確実に包含しつつ、サンプリングレートを低く抑えることができる。

[0366] 例えば、帯域幅 $NS_BW = BW + (4 \times SBW) = 30 \text{ MHz}$ を基準にサンプリング周波数（サンプリングレート） f_s を決定する場合、 $f_s = 2 \times (BW + (4 \times SBW)) \times OSR = 2 \times (10 \text{ MHz} + (4 \times 5 \text{ MHz})) \times 50 = 3.0 \text{ GS/s}$ となる。

また、帯域幅 $NS_BW = BW + (6 \times SBW) = 40 \text{ MHz}$ を基準にサンプリング周波数（サンプリングレート） f_s を決定する場合、 $f_s = 2 \times (BW + (6 \times SBW)) \times OSR = 2 \times (10 \text{ MHz} + (6 \times 5 \text{ MHz})) \times 50 = 4.0 \text{ GS/s}$ となる。

いずれの場合も第2例に比べて、サンプリングレートが低くなる。

[0367] [4. 4. 4 第4例]

第3例では、RF信号の使用帯域を構成する2個（複数）の通信帯域 c 、 d が、隣接していたが、図37に示す第4例のように、RF信号の使用帯域を構成する2個（複数）の通信帯域 b 、 d が、離れていてもよい。

第4例の場合、使用帯域は、通信帯域 b から通信帯域 d までの範囲（ $SB' = 15 \text{ MHz}$ ）であるとみなすことで、第3例と同様に、量子化雑音阻止帯域の帯域 NS_BW を決定できる。

[0368] つまり、第4例においても、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 $(BW' + (4 \times SBW)) = 35 \text{ MHz}$ 以上、 $(BW' \times 5) = 75 \text{ MHz}$

z 未満とすることができる。

第4例においても、より好ましくは、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 $(BW' + (4 \times SBW))$ 以上、 $(BW' + (6 \times SBW))$ 以下とすることができる。

[0369] なお、図36及び図37において、RF信号を放射する無線機501が適合することを要する法的規制又は規格において漏洩電力の大きさが規制される周波数範囲が、隣接チャネル（第1隣接チャネル：1st AC）だけである場合には、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 $((BW(BW') + (2 \times SBW))$ 以上、 $(BW(BW') \times 3)$ 未満とすることができる。この場合、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 $((BW(BW') + (2 \times SBW))$ 以上、 $((BW(BW') + (4 \times SBW))$ 以下とするのがより好ましい。

[0370] [4.4.5 第5例]

図38～図40は、量子化雑音阻止帯域の設定の仕方の第5例を示している。図38は、第5例において使用される無線機501を示している。図38に示す無線機501は、マルチキャリアに対応したものであり、通信に使用する周波数（通信帯域 $a \sim d$ ）を動的に変更することができる。通信帯域の変更のため、デジタル信号処理部21は、通信帯域を選択する選択部135aを有する制御部135を備えている。選択部135aは、通信に使用可能な通信帯域 $a \sim d$ のうち、通信に使用する1又は複数の通信帯域を選択する。

[0371] 制御部135は、選択部135aによって選択された通信帯域に基づいて、処理部24を制御することによって、処理部24から出力されるRF信号の使用帯域を、変更することができる。

[0372] また、 $\Delta\Sigma$ 変調器25は、前述の式(3)に基づいて、 z の値が変換可能となっている。つまり、 $\Delta\Sigma$ 変調器25は、量子化雑音阻止帯域の中心周波数を変更可能となっている。換言すると、量子化雑音阻止帯域が変更可能となっている。

[0373] 制御部 135 は、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 に入力される信号の中心周波数 f_0 。(例えば、図 40 の周波数 f_a , f_b , f_c , f_d など) に応じて、前述の式 (3) に基づいて $\Delta\Sigma$ 変調器 25 の z を変換することにより、任意の周波数の信号に対して、バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調が行える。

このように、RF 信号の中心周波数 (搬送周波数) f_0 に応じて、上記変換式 (3) における $\cos \theta_0$ (係数 a) を変更することで、サンプリング周波数 f_s を変更することなく、任意の周波数 f_0 に対応したバンドパス $\Delta\Sigma$ 変調が行える。 $\cos \theta_0$ を変更すると、式 (1) に示す NTF の係数が変更されたことになるが、式の次数は維持される。このため、RF 信号の搬送波周波数 f_0 に応じて、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 の構成を変化させても、式の複雑度 (次数) は変化せず、したがって、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 における信号処理負荷も変化しない。

[0374] このように本実施形態では、搬送波周波数 f_0 を変化させても、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 における信号処理負荷が変化しないため有利である。本実施形態において、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 における信号処理負荷は、ナイキストの定理により、信号帯域幅によって決定されるサンプリング周波数 f_s に依存するが、搬送波周波数 f_0 を変化させても信号帯域幅が変化するわけではないためサンプリング周波数 f_s を変更する必要はない。なお、 $\Delta\Sigma$ 変調器がローパス型である場合、搬送波周波数 f_0 の変化に対応するには、サンプリング周波数 f_s を変更する必要がある、この点において、バンドパス型が有利である。

[0375] また、制御部 135 は、処理部 24 を制御することによって、処理部 24 から出力される RF 信号の周波数を任意の周波数に変更して $\Delta\Sigma$ 変調器 25 に与えることができる。

[0376] さらに、制御部 135 は、選択部 135a によって選択された通信帯域に応じて、アナログフィルタ 532 の通過帯域を変更するように制御することもできる。

[0377] さて、図 38 のように構成された無線機 501 の場合、RF 信号の使用帯

域の帯域幅 BW は、動的に変更される。しかし、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 の量子化雑音阻止帯域の帯域幅を、動的に変更される RF 信号の帯域幅 BW に応じて、変更するように構成すると、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 の回路規模が増大する。

[0378] そこで、第 5 例では、通信に使用可能な 4 つの通信帯域 $a \sim d$ (帯域幅 SBW はそれぞれ 5 MHz) 全てを使用帯域 (帯域幅 $A_BW = 20\text{ MHz}$) とみなした上で、第 3 例及び第 4 例と同じ考え方で、量子化雑音阻止帯域 NS_BW を決定する。

[0379] 図 39 に示すように、帯域幅 $A_BW = 20\text{ MHz}$ を使用帯域とみなした場合、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 $NS_BW = A_BW + (4 \times SBW) = 20\text{ MHz} + (4 \times 5\text{ MHz}) = 40\text{ MHz}$ 以上あれば、漏洩電力が問題となる隣接チャネル及び次隣接チャネルに応じた帯域幅を確保できる。

[0380] 第 5 例においても、第 3 例と同様にサンプリングレートを低く抑えるため、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 $(A_BW + (4 \times SBW))$ 以上、 $(A_BW \times 5)$ 未満とすることができる。

より好ましくは、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 $(A_BW + (4 \times SBW))$ 以上、 $(A_BW + (6 \times SBW))$ 以下とすることができる。

[0381] 図 40 に示すように、実際には、通信に使用可能な 4 つの通信帯域 $a \sim d$ のうちの一部の帯域 c, d しか使用帯域として選択されない場合があるが、図 39 に示すように、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW を、 $(A_BW + (4 \times SBW))$ 以上とすることで、4 つの通信帯域 $a \sim d$ のうちのいずれが選択されても、漏洩電力が問題となる隣接チャネル及び次隣接チャネルに応じた帯域幅を確保できる。

[0382] なお、第 5 例においても、RF 信号を放射する無線機 501 が適合することを要する法的規制又は規格において漏洩電力の大きさが規制される周波数範囲が、隣接チャネル (第 1 隣接チャネル: 1st AC) だけである場合には、量子化雑音阻止帯域の帯域幅 NS_BW は、 $((A_BW + (2 \times SBW)))$ 以上、 $(A_BW \times 3)$ 未満とすることができる。この場合、量子化

雑音阻止帯域の帯域幅 $N S_BW$ は、 $((A_BW + (2 \times S BW)))$ 以上、 $((A_BW + (4 \times S BW)))$ 以下とするのがより好ましい。

[0383] [第5章 歪補償]

[5. 1 増幅装置の全体構成]

図41は、実施形態に係る増幅装置601を示している。この増幅装置601は、移動体通信システムにおける無線基地局装置又は無線端末装置などの無線通信装置に搭載される。なお、増幅装置601は、受信信号の増幅に用いても良い。

[0384] 増幅装置601は、送信信号の処理を行うデジタル信号処理部（デジタル信号処理装置）602と、デジタル信号処理部602から出力された送信信号を増幅する増幅器（高出力増幅器；High Power Amplifier）603と、アナログフィルタ604と、を備えている。

増幅器603の出力は、アナログフィルタ604を通して、無線通信装置のアンテナ605から無線送信される。

[0385] デジタル信号処理部602は、送信信号であるベースバンド信号（I Q信号）を出力するベースバンド部23と、ベースバンド信号を直交変調する直交変調器24と、 $\Delta\Sigma$ 変調器25と、を備えている。

さらに、デジタル信号処理部602は、増幅器603の出力に基づいて、増幅器603の歪補償を行う歪補償部15を備えている。

[0386] ベースバンド部23は、I Qベースバンド信号（I信号、Q信号それぞれ）をデジタルデータとして出力する。

ベースバンド部23から出力されたI Qベースバンド信号は、歪補償部15によって歪補償処理が行われる。歪補償後のベースバンド信号（I' 信号、Q' 信号）は、直交変調器（処理部）24に与えられる。

[0387] 直交変調器24では、搬送波（無変調波）をベースバンド信号の変化に応じて変調させて、搬送波にベースバンド信号が付加された変調波（直交変調波）を出力する。直交変調器24は、デジタル信号処理で直交変調を行うデジタル直交変調器として構成されているため、直交変調器24からは、多ビ

ットのデジタルデータ（離散値）によって表現されたデジタル信号形式の変調波（デジタル変調波；デジタルRF信号）が出力される。出力された変調波は、 $\Delta\Sigma$ 変調器25に与えられる。

なお、変調波を生成する変調器24としては、直交変調器に限らず、変調波を生成するための他の方式の変調器であってもよい。

[0388] 前記搬送波の周波数は、通常の実周波数を採用できる。実周波数としては、好ましくは30MHz以上、より好ましくは300MHz以上、さらに好ましくは1GHz以上である。

変調波の信号帯域幅も、特に限定されないが、搬送波周波数に対して十分小さい狭帯域であるのが好ましい。信号帯域幅は、例えば、5MHz～20MHzの範囲が好ましい。

[0389] $\Delta\Sigma$ 変調器25は、直交変調器24から出力された変調信号に対して、 $\Delta\Sigma$ 変調を行って1bitの量子化信号（パルス信号）を出力する。 $\Delta\Sigma$ 変調器25としては、ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器であってもよいが、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器が好ましい。 $\Delta\Sigma$ 変調器25が、バンドパス型である場合、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器25の中心周波数は、前記搬送波の周波数と一致するように設定されている。

なお、 $\Delta\Sigma$ 変調器25から出力される量子化信号は、1bitである必要はない。 $\Delta\Sigma$ 変調器25から出力される量子化信号は、 $\Delta\Sigma$ 変調器25に入力されたデジタルデータのビット数よりも少なければよい。

[0390] $\Delta\Sigma$ 変調器25から出力された量子化信号（パルス信号）は、デジタル信号処理部602の出力として、増幅器603側に与えられる。

増幅器603は、デジタル増幅器が採用されている。本実施形態の増幅器603には、 $\Delta\Sigma$ 変調器25から出力された量子化信号（パルス信号）が入力として与えられ、一般的な無線通信装置の増幅器のようにアナログ信号（アナログRF信号）が入力として与えられるわけではない。

[0391] したがって、増幅器603として、アナログ増幅器ではなく、パルス信号を増幅するデジタル増幅器（S級の増幅器）を採用することができる。デジ

タル増幅器は飽和状態で動作するため高効率であり、有利である。なお、増幅器 603 は、アナログ増幅器であってもよい。

[0392] 増幅器 603 は、増幅された量子化信号（パルス信号）を出力する。増幅器 603 から出力された量子化信号（パルス信号）は、アナログフィルタ 604 に与えられる。

[0393] アナログフィルタ 604 としては、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 がバンドパス型であればアナログバンドパスフィルタが用いられ、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 がローパス型であればアナログローパスフィルタが用いられる。

[0394] アナログフィルタ 604 は、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 によってノイズシェイピング（後述）された量子化雑音を除去するように設定されている。このアナログフィルタ 604 によって、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 によって生成された量子化信号から、アナログ信号の前記変調波（連続波）を生成することができる。

つまり、アナログフィルタ 604 は、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25 に入力されたデジタル RF 信号に対応するアナログ RF 信号を生成して出力する。なお、アナログフィルタ 604 の通過帯域の周波数は、生成されるアナログ信号（アナログ変調波：アナログ RF 信号）の周波数に設定されている。

アナログフィルタ 604 の出力（アナログ変調波；アナログ RF 信号）は、アンテナから無線送信される。

[0395] 本実施形態の増幅装置 601 では、直交変調器 24、 $\Delta\Sigma$ 変調器 25、及び歪補償部 15 がデジタル信号処理を行うデジタル回路として構成されている。したがって、高周波である変調波を扱いつつも、増幅器 603 の手前でアナログ回路を用いる必要がなく有利である。

[0396] [5. 2 $\Delta\Sigma$ 変調]

$\Delta\Sigma$ 変調器 25 は、[1. 2 バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調]にて説明した $\Delta\Sigma$ 変調器 25 と同様である。

[0397] [5. 3 歪補償]

増幅器 603 において非線形特性（AM-AM特性、AM-PM特性）が存在する場合には、増幅器 603 から出力されるパルス信号の振幅及び／又

は位置のずれが、歪として生じる。

デジタル信号処理部 602 は、増幅器 603 の歪補償のため、増幅器 603 から出力された量子化信号（パルス信号）を取得する。

増幅器 603 の出力信号は、カプラ 606 によって検出され、カプラ 606 の検出信号の振幅を調整する可変減衰器 607 を介して、デジタル信号処理部 602 に与えられる。

[0398] 増幅器 603 から出力される信号は、量子化信号（パルス信号）であるため、カプラ 606 からデジタル信号処理部 602 までの間に複雑なアナログ回路は不要であり、デジタル信号処理部 602 は、増幅器出力を容易に取得することができる。

[0399] デジタル信号処理部 602 は、デジタルフィルタ（第 1 デジタルフィルタ）611 を備えており、デジタル信号処理部 602 が取得した増幅器 603 の出力信号（量子化信号）は、第 1 デジタルフィルタ 611 に与えられる。

[0400] 第 1 デジタルフィルタ 611 は、アナログフィルタ 604 と同じフィルタ特性を有している。したがって、第 1 デジタルフィルタ 611 は、増幅器 603 の出力信号（量子化信号）に対して、アナログフィルタ 604 と同様のフィルタリング処理を行って、RF 信号（搬送波）を出力することができる。ただし、第 1 デジタルフィルタ 611 は、アナログフィルタ 604 とは異なり、デジタル信号処理によってフィルタリングを行うため、その出力はデジタル信号となる。つまり、第 1 デジタルフィルタ 611 の出力は、デジタル RF 信号となる。

[0401] 第 1 デジタルフィルタ 611 から出力されたデジタル RF 信号は、デジタル直交復調器 613 に与えられる。デジタル直交復調器 613 は、復調されたベースバンド信号（I' ' 信号、Q' ' 信号）を出力する。

復調されたベースバンド信号は、歪補償部 15 に与えられる。

[0402] 歪補償部（DPD）15 は、送信信号（ベースバンド信号）に対して歪補償処理を行って、歪補償された送信信号（ベースバンド信号）を出力する補償処理部 15a と、増幅器 603 の歪特性を推定する特性推定部 15b と、

を備えている。

補償処理部 15 a は、特性推定部 15 b にて推定された増幅器 603 の歪特性に基づいて、歪を打ち消すように歪補償処理を行う。

[0403] 特性推定部 15 b は、直交復調器 613 から出力されたベースバンド信号（I' ' 信号、Q' ' 信号）と、歪補償部 15（補償処理部 15 a）から出力されたベースバンド信号（I' 信号、Q' 信号）とを比較して、歪特性を推定する。なお、特性推定部 15 b は、歪補償部 15（補償処理部 15 a）から出力されたベースバンド信号（I' 信号、Q' 信号）に代えて、歪補償部 15（補償処理部 15 a）に入力されるベースバンド信号（I 信号、Q 信号）を用いても良い。

[0404] 以上のように、本実施形態の増幅装置 601 では、歪補償に必要な処理の大部分をデジタル信号処理部 602 にて行える。

[0405] [5. 4. 増幅装置の変形例]

[5. 4. 1 第1変形例]

図 42 は、第 1 変形例に係る増幅装置 601 を示している。図 42 に示す増幅装置 601 では、図 41 に示す増幅装置 601 の直交復調器 613 が省略されている。このため、歪補償部 15（特性推定部 15 b）には、第 1 デジタルフィルタ 611 の出力であるデジタル RF 信号が、与えられる。なお、第 1 変形例及びその他の変形例において説明を省略した点は、図 41 に示す増幅装置 601 と同様である。

[0406] 第 1 変形例に係る増幅装置 601 では、特性推定部 15 b は、デジタルフィルタ 611 から出力されたデジタル RF 信号と、直交変調器 24 から出力されたデジタル RF 信号と、を比較して、増幅器 603 の歪特性を推定する。

図 41 に示す増幅装置 601 のように、ベースバンド信号を用いて歪補償をすると、歪補償の処理速度を抑えることができるのに対して、第 1 変形例に係る増幅装置 601 のように高周波である RF 信号を用いて歪補償をすると、歪保障の処理速度を高速化する必要がある。

ただし、第1変形例に係る増幅装置601では、直交復調器613を省略できるため、デジタル信号処理部602の構成を簡素化できる。

[0407] [5. 4. 2 第2変形例]

図43は、第2変形例に係る増幅装置601を示している。第2変形例に係る増幅装置601では、歪補償部15が、直交変調器24と $\Delta\Sigma$ 変調器25との間に設けられている。

[0408] 第2変形例に係る増幅装置601では、第1変形例に係る増幅装置601と同様に、直交復調器613が省略されており、歪補償部15（特性推定部15b）には、第1デジタルフィルタ611の出力であるデジタルRF信号が、与えられる。

[0409] 第2変形例に係る増幅装置601では、特性推定部15bは、デジタルフィルタ611から出力されたデジタルRF信号と、補償処理部15aから出力されたデジタルRF信号（又は直交変調器24から出力されたデジタルRF信号）と、を比較して、増幅器603の歪特性を推定する。そして、補償処理部15aは、直交変調器24から出力されたデジタルRF信号に対して歪補償処理を行い、歪補償がなされたデジタルRF信号を、 $\Delta\Sigma$ 変調器25に与える。

[0410] [5. 4. 3 第3変形例]

図44は、第3変形例に係る増幅装置601を示している。第3変形例に係る増幅装置601では、歪補償部15が、 $\Delta\Sigma$ 変調器25の出力側に設けられている。

[0411] 第2変形例に係る増幅装置601では、図41に示す増幅装置601におけるデジタルフィルタ611及び直交復調器613が省略されている。歪補償部15（特性推定部15b）には、増幅器603の出力（量子化信号；パルス信号）が、（減衰器607を介して）与えられる。

[0412] つまり、デジタル信号処理部602が取得した量子化信号（パルス信号）は、デジタルフィルタ611によってRF信号に変換されることなく、量子化信号（パルス信号）のまま、特性推定部15bに与えられる。

[0413] 第3変形例に係る増幅装置601では、特性推定部15bは、増幅器603の出力である量子化信号と、補償処理部15aから出力された量子化信号（又は $\Delta\Sigma$ 変調器25から出力された量子化信号）と、を比較して、増幅器603の歪特性を推定する。そして、補償処理部15aは、 $\Delta\Sigma$ 変調器25から出力された量子化信号に対して歪補償処理を行い、歪補償がなされた量子化信号を、デジタル信号処理部602の出力として、増幅器603に与える。

なお、補償処理部15aは、量子化信号を示すパルス信号のパルス振幅又はパルス位置を調整することで歪補償処理を行う。

[0414] [5.4.4 第4変形例]

図45は、第4変形例に係る増幅装置601を示している。第4変形例に係る増幅装置601では、図41に示す増幅装置601と同様に、直交変調器24の入力側に歪補償部15が設けられている。

第4変形例に係る増幅装置601では、デジタル信号処理部602は、増幅器603の出力信号を取得する。

デジタル信号処理部602が取得した増幅器603の出力信号（量子化信号）は、第1デジタルフィルタ611に与えられる。また、増幅器603への入力信号は、第2デジタルフィルタ612に与えられる。

[0415] 第1及び第2デジタルフィルタ611、612は、アナログフィルタ604と同じフィルタ特性を有している。したがって、第1及び第2デジタルフィルタ611、612は、増幅器603の入出力信号（量子化信号）に対して、アナログフィルタ604と同様のフィルタリング処理を行って、RF信号（搬送波）を出力することができる。ただし、第1及び第2デジタルフィルタ611、612は、アナログフィルタ604とは異なり、デジタル信号処理によってフィルタリングを行うため、その出力はデジタル信号となる。つまり、第1及び第2デジタルフィルタ611、612の出力は、デジタルRF信号となる。

[0416] 第1及び第2デジタルフィルタ611、612から出力されたデジタルR

F 信号は、デジタル直交復調器 6 1 3 及びデジタル直交復調器 6 1 4 に与えられる。デジタル直交復調器 6 1 3, 1 4 は、それぞれ、復調されたベースバンド信号を出力する。

復調されたベースバンド信号は、歪補償部 1 5 に与えられる。

[0417] 歪補償部 1 5 の特性推定部 1 5 b は、直交復調器 6 1 3 から出力されたベースバンド信号と、直交復調器 1 4 から出力されたベースバンド信号とを比較して、歪特性を推定する。

[0418] また、第 4 変形例に係る増幅装置 6 0 1 では、 $\Delta\Sigma$ 変調器 2 5 の出力側に高調波強調部 6 2 6 が設けられている。この高調波強調部は、アップサンプリング ($\times 2$) を行い、本来の信号の高調波成分を利用することができる。なお、高調波強調部 6 2 6 は省略してもよい。

[0419] [6. 付記]

なお、今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は、上記した意味ではなく、特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味、及び範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

符号の説明

[0420] [第 1 章]

- 1 通信システム
- 2 送信機
- 3 受信機
- 4 伝送路
- 2 1 デジタル信号処理部
- 2 2 出力部
- 2 3 ベースバンド部
- 2 4 直交変調器
- 2 5 バンドパス $\Delta\Sigma$ 変調器
- 2 7 ループフィルタ

- 2 8 量子化器
- 2 9 帯域拡張部
- 3 1 入力部
- 3 2 アナログバンドパスフィルタ
- 3 3 アナログ回路
- 3 5 アンテナ
- 3 6 アナログ増幅器
- 3 7 デジタル増幅器
- 4 1 無線基地局装置
- 4 2 基地局本体
- 4 3 リモートレディオヘッド
- 4 4 伝送路
- 1 2 5 ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器
- 1 2 7 ループフィルタ
- 1 2 8 量子化器

[0421] [第2章]

- 2 0 0 送信機
 - 2 1 デジタル信号処理部
- 1 3 2 アナログフィルタ
- 1 3 3 増幅器
- 1 3 4 送信用アンテナ
 - 2 4 処理部
 - 2 5 バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器
- 1 3 5 制御部
- 1 3 6 記憶部
 - 4 0 飛行機（移動体）

[0422] [第3章]

- 4 0 0 信号伝送システム（放送システム）

4 0 2 放送設備（送信装置；第 1 装置）

4 0 3 信号出力装置（第 2 装置）

4 信号伝送路

4 0 5 放送機（放送設備）

4 0 7 テレビ受信機

2 1 デジタル信号処理部

2 3 ベースバンド部

2 4 a 変調器

2 4 b 処理部

2 5 $\Delta\Sigma$ 変調器

2 6 第 1 送信部

4 3 2 受信部

4 3 3 バッファ

4 3 4 出力部

4 3 5 スイッチ部

4 3 8 アンテナ

4 5 2 受信部

4 5 3 バッファ

4 5 4 第 2 送信部

4 5 4 a 出力部

4 5 4 b バンドパスフィルタ

4 5 4 c アンプ

6 0 無線送信機

[0423] [第 4 章]

5 0 1 $\Delta\Sigma$ 変調システム

2 1 デジタル信号処理部（デジタル信号処理装置）

2 5 バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器

5 3 2 バンドパスフィルタ

1 3 5 制御部

1 3 5 a 選択部

[0424] [第5章]

6 0 1 増幅装置

6 0 2 デジタル信号処理部（デジタル信号処理装置）

6 0 3 増幅器

6 0 4 アナログフィルタ

6 0 5 アンテナ

6 0 6 カプラ

6 0 7 可変減衰器

6 1 1 第1 デジタルフィルタ

6 1 2 第2 デジタルフィルタ

6 1 3 デジタル直交復調器

6 1 4 デジタル直交復調器

1 5 歪補償部

1 5 a 歪補償処理部

1 5 b 特性推定部

2 3 ベースバンド部

2 4 直交変調器（変調器）

2 5 $\Delta\Sigma$ 変調器

6 2 6 高調波強調部

請求の範囲

[請求項1] ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の z 領域モデルにおける z を、以下の z' に置き換えることでバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 ($\theta_0 = \pm \pi / 2 \times n$ を除く; n は1以上の整数)を得ることを特徴とするバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の設計方法。

$$z' = f_{cnv}(z, \theta_0)$$

ただし、

$f_{cnv}(z, \theta_0)$ は、任意の z, θ_0 について、 $f_{cnv}(z, \theta_0)$ の絶対値が常に1となる関数

$$\theta_0 = 2\pi \times (f_0 / f_s)$$

f_s は、サンプリング周波数

f_0 は、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の量子化雑音阻止帯域の中心周波数

[請求項2] $f_{cnv}(z, \theta_0)$ は、一方の辺の値が1又は-1である恒等式における他方の辺の式であり、前記恒等式は、以下の式を変形することで得られたものである

請求項1記載の設計方法。

[数1]

$$(z - e^{j\theta_0})(z - e^{-j\theta_0}) = 0$$

[請求項3] z' は、以下の式で表される請求項1又は2記載の設計方法。

[数2]

$$z' = z \frac{z - \cos \theta_0}{(\cos \theta_0)z - 1}$$

[請求項4] z' は、以下の式で表される請求項1又は2記載の設計方法。

[数3]

$$z' = -z \frac{z - \cos \theta_0}{(\cos \theta_0)z - 1}$$

[請求項5] z' は、以下の式で表される請求項 1 又は 2 記載の設計方法。

[数4]

$$z' = \frac{(\cos \theta_0)z - 1}{z(z - \cos \theta_0)}$$

[請求項6] z' は、以下の式で表される請求項 1 又は 2 記載の設計方法。

[数5]

$$z' = -\frac{(\cos \theta_0)z - 1}{z(z - \cos \theta_0)}$$

[請求項7] ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の z 領域モデルにおける z を、以下の z' に置き換えて得られたバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器 ($\theta_0 = \pm \pi / 2 \times n$ を除く ; n は 1 以上の整数)。

$$z' = f_{cnv}(z, \theta_0)$$

ただし、

$f_{cnv}(z, \theta_0)$ は、任意の z, θ_0 について、 $f_{cnv}(z, \theta_0)$ の絶対値が常に 1 となる関数

$$\theta_0 = 2\pi \times (f_0 / f_s)$$

f_s は、サンプリング周波数

f_0 は、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の量子化雑音阻止帯域の中心周波数

[請求項8] 無変調波に送信信号が付加された変調波を、信号伝送路に対して送信する送信機であって、

前記変調波に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器と、

前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器から出力された量子化信号を前記変調波として前記信号伝送路に出力する出力部と、

を備えていることを特徴とする送信機。

[請求項9] 前記無変調波の周波数は、以下の式を満たすように設定されている請求項 8 記載の送信機。

$$f_o' = f_o - n \times f_s$$

ただし、

f_o : 受信機側の受信周波数

f_s : 前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数

f_o' : 前記無変調波の周波数

n : 整数

[請求項10] 前記 n は、絶対値が1以上の整数である

請求項9記載の送信機。

[請求項11] 前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器に与えられる前記変調波の信号帯域を拡張する帯域拡張部を更に備えている請求項8～10のいずれか1項に記載の送信機。

[請求項12] 前記帯域拡張部は、前記変調波の信号帯域外にゼロ信号を挿入することで、前記変調波の帯域を拡張する
請求項11記載の送信機。

[請求項13] 前記変調波をデジタル信号処理によって生成するデジタル変調部を更に備え、

前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器には、前記デジタル変調部によって生成されたデジタル変調波が与えられる

請求項8～12のいずれか1項に記載の送信機。

[請求項14] 前記デジタル変調部は、デジタル直交変調部である
請求項13記載の送信機。

[請求項15] 前記変調波は、無線周波数の変調波である
請求項8～14のいずれか1項に記載の送信機。

[請求項16] 前記変調波の周波数帯域が、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器が行う $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音阻止帯域に含まれるように、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を制御する制御部を更に備えている

請求項8～15のいずれか1項に記載の送信機。

[請求項17] 前記制御部は、前記搬送波の周波数を決定する機能をさらに備えて

いる請求項 16 に記載の送信機。

[請求項18] 前記搬送波の周波数は、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数の範囲内で設定される請求項 16 又は 17 に記載の送信機。

[請求項19] 揮発性の記憶部を更に備え、
前記記憶部は、前記搬送波の周波数を示す周波数情報を記憶可能に構成されている請求項 16 ～ 18 のいずれか一項に記載の送信機。

[請求項20] 前記制御部は、予め定められた複数の周波数の中から周波数ホッピングによって前記搬送波の周波数を決定する機能をさらに備えている請求項 16 ～ 19 のいずれか一項に記載の送信機。

[請求項21] 前記複数の周波数情報、及び周波数ホッピングのホッピングパターンに関するパターン情報を記憶可能に構成された揮発性の記憶部を更に備え、

前記制御部は、前記記憶部に記憶された前記複数の周波数情報、及び前記パターン情報を参照することで前記搬送波の周波数を決定する請求項 20 に記載の送信機。

[請求項22] 情報を送信する送信機を備えた移動可能な移動体であって、
前記送信機は、請求項 16 ～ 21 に記載の送信機であることを特徴とする移動体。

[請求項23] 搬送波に送信信号が付加された変調波に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器と、

前記変調波の周波数帯域が、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器が行う $\Delta\Sigma$ 変調の量子化雑音阻止帯域に含まれるように、前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を制御する制御部と、を備えていることを特徴とする信号処理装置。

[請求項24] 信号伝送路から送信されてきた信号を受信する受信機であって、
無変調波に送信信号が付加された変調波に対してバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うことで生成された量子化信号を、前記信号伝送路から受信する入力部と、

前記入力部によって受信した量子化信号が、入力として与えられるアナログバンドパスフィルタと、

を備えている

ことを特徴とする受信機。

[請求項25] 前記アナログバンドパスフィルタは、以下の式を満たすように設定されている

請求項24記載の受信機。

$$f_c = f_o' + n \times f_s$$

ただし、

f_c : アナログバンドパスフィルタの通過帯域の中心周波数

f_s : 前記 $\Delta\Sigma$ 変調器のサンプリング周波数

f_o' : 前記無変調波の周波数

n : 整数

[請求項26] 前記 n は、絶対値が1以上の整数である

請求項25記載の受信機。

[請求項27] 前記変調波を処理するアナログ回路を更に備え、

前記アナログバンドパスフィルタの出力は、前記アナログ回路に与えられる

請求項24～26のいずれか1項に記載の受信機。

[請求項28] 無線波を出力するアンテナを備え、

前記アンテナは、前記アナログバンドパスフィルタの機能を兼ねている

請求項24～27のいずれか1項に記載の受信機。

[請求項29] 請求項8～21のいずれか1項に記載の送信機と、請求項24～28のいずれか1項に記載の受信機と、を備えた通信システム。

[請求項30] 基地局本体と、基地局本体に信号伝送路を介して接続されたりモータレディオヘッドと、を備えた無線基地局装置であって、

前記基地局本体は、請求項8～21のいずれか1項に記載の送信機

を備え、

前記リモートレディオヘッドは、請求項24～28のいずれか1項に記載の受信機を備えている

無線基地局装置。

[請求項31]

信号伝送路に信号を送信する第1装置と、

前記信号伝送路から信号を受信する第2装置と、

を備え、

前記第1装置は、

R F 信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調を行って量子化信号を出力する $\Delta\Sigma$ 変調器と、

前記 $\Delta\Sigma$ 変調器から出力された前記量子化信号を前記信号伝送路に送信する送信部と、

を備え、

前記第2装置は、

前記量子化信号を前記信号伝送路から受信する受信部と、

前記受信部にて受信した前記量子化信号を保存するバッファと、

バッファに保存された量子化信号を出力する出力部と、

を備えている

ことを特徴とするR F 信号伝送システム。

[請求項32]

前記送信部は、情報を送信可能に構成され、

前記送信部が送信する前記情報は、前記 $\Delta\Sigma$ 変調器が出力した量子化信号の信号波形を再現するために前記第2装置において用いられる情報を含んでいる

請求項31記載のR F 信号伝送システム。

[請求項33]

前記送信部は、前記量子化信号をパケット化して前記信号伝送路に出力し、

前記受信部は、パケット化された前記量子化信号を受信し、デパケット化する

請求項 3 1 又は 3 2 記載の R F 信号伝送システム。

[請求項34]

前記信号伝送路は、有線の信号伝送路である

請求項 3 1 ～ 3 3 のいずれか 1 項に記載の R F 信号伝送システム。

[請求項35]

前記出力部は、前記量子化信号を、R F 信号を受信する受信機に対して出力する

請求項 3 1 ～ 3 4 のいずれか 1 項に記載の R F 信号伝送システム。

[請求項36]

前記第 2 装置は、R F 信号を電波として空間に放射するアンテナを更に備え、

前記第 2 装置は、前記出力部から出力された前記量子化信号を、前記アンテナによって電波として放射される R F 信号として用いる

請求項 3 1 ～ 3 5 のいずれか 1 項に記載の R F 信号伝送システム。

[請求項37]

前記 R F 信号は、映像信号の R F 信号を含む

請求項 3 1 ～ 3 6 のいずれか 1 項に記載の R F 信号伝送システム。

[請求項38]

前記 R F 信号は、デジタルテレビ放送のための R F 信号である

請求項 3 1 ～ 3 7 のいずれか 1 項に記載の R F 信号伝送システム。

[請求項39]

$\Delta \Sigma$ 変調器は、バンドパス型 $\Delta \Sigma$ 変調器である

請求項 3 1 ～ 3 8 のいずれか 1 項に記載の R F 信号伝送システム。

[請求項40]

R F 信号を $\Delta \Sigma$ 変調して得られた量子化信号を、信号伝送路から受信する受信部と、

前記受信部にて受信した量子化信号を保存するバッファと、

前記バッファに保存された前記量子化信号を、R F 信号を含む信号として出力する出力部と、

を備えていることを特徴とする信号出力装置。

[請求項41]

R F 信号を受信する受信機と、

請求項 4 0 記載の信号出力装置と、

を備え、

前記信号出力装置は、前記受信機に対して、前記量子化信号を出力する

ことを特徴とする受信システム。

[請求項42]

R F 信号の伝送方法であって、

R F 信号を $\Delta\Sigma$ 変調して得られた量子化信号を信号伝送路に送信するステップと、

前記量子化信号を前記信号伝送路から受信するステップと、

受信した量子化信号をバッファに保存するステップと、

前記バッファに保存された量子化信号を、R F 信号を受信する受信機に対して出力するステップと、

を含むことを特徴とするR F 信号の伝送方法。

[請求項43]

信号伝送路に信号を送信する送信装置と、

1 又は複数の放送設備と、

を備え、

前記送信装置は、

放送用R F 信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調を行って量子化信号を出力する $\Delta\Sigma$ 変調器と、

前記 $\Delta\Sigma$ 変調器から出力された前記量子化信号を前記信号伝送路に送信する第1送信部と、

を備え、

前記放送設備は、

放送用R F 信号を電波として空間に放射するアンテナと、

前記アンテナに放送用R F 信号を出力する放送機と、

を備え、

前記放送機は、

前記量子化信号を前記信号伝送路から受信する受信部と、

前記受信部にて受信した前記量子化信号を、前記放送用R F 信号として、前記アンテナに出力する第2送信部と、

を備えていることを特徴とする放送システム。

[請求項44]

前記放送機は、前記受信部にて受信した前記量子化信号を保存する

バッファをさらに備え、

前記第2送信部は、前記バッファに保存された前記量子化信号を、
前記放送用RF信号として、前記アンテナに出力する

請求項43記載の放送システム。

[請求項45]

前記第1送信部は、情報を送信可能に構成され、

前記第1送信部が送信する前記情報は、前記 $\Delta\Sigma$ 変調器が出力した
量子化信号の信号波形を再現するために前記放送機において用いられ
る情報を含んでいる

請求項43又は44記載の放送システム。

[請求項46]

前記第1送信部は、前記量子化信号をパケット化して前記信号伝送
路に送信し、

前記受信部は、パケット化された前記量子化信号を受信し、デパケ
ット化する

請求項43～45のいずれか1項に記載の放送システム。

[請求項47]

$\Delta\Sigma$ 変調器は、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器である

請求項43～46のいずれか1項に記載の放送システム。

[請求項48]

放送用RF信号を $\Delta\Sigma$ 変調して得られた量子化信号を、信号伝送路
から受信する受信部と、

前記受信部にて受信した前記量子化信号を、前記放送用RF信号と
して、アンテナに出力する送信部と、

を備えていることを特徴とする放送機。

[請求項49]

請求項48記載の放送機と、

前記放送機の前記送信部から出力された前記量子化信号を空間に放
射するアンテナと、

を備えていることを特徴とする放送設備。

[請求項50]

放送用RF信号を $\Delta\Sigma$ 変調して量子化信号を得るステップと、

前記量子化信号を放送機に送信するステップと、

前記放送機が、受信した前記量子化信号を、放送用RF信号として

、アンテナに出力するステップと、
を含む放送方法。

[請求項51] 無線波として送信されるRF信号に対する処理を行う信号処理装置であって、

前記RF信号に対するバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調を行うバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器を備え、

前記バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の量子化雑音阻止帯域は、前記RF信号の使用帯域を含み、かつ、前記RF信号の使用帯域よりも広い帯域幅を有している

ことを特徴とする信号処理装置。

[請求項52] 前記RF信号は、使用帯域が複数の通信帯域に跨っており、
前記量子化雑音阻止帯域は、

前記RF信号の使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネルを包含する最小の帯域幅よりも狭い帯域幅を有している

請求項51記載の信号処理装置。

[請求項53] 前記量子化雑音阻止帯域は、前記複数の通信帯域それぞれを使用帯域とみなしたときの当該使用帯域の両側の隣接チャネル全てを包含する帯域幅を有している

請求項52記載の信号処理装置。

[請求項54] 前記量子化雑音阻止帯域は、前記複数の通信帯域それぞれを使用帯域とみなしたときの当該使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネル全てを包含する帯域幅を有している

請求項53記載の信号処理装置。

[請求項55] 前記量子化雑音阻止帯域は、前記複数の通信帯域それぞれを使用帯域とみなしたときの当該使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネル全てを包含する最小の基本帯域の両側それぞれに一つの前記通信帯域分の付加帯域を確保した帯域幅以下の帯域幅を有している

請求項54記載の信号処理装置。

- [請求項56] 1又は複数の通信帯域の中から、前記R F信号の使用帯域を選択する帯域選択部を更に備え、
前記量子化雑音阻止帯域は、
前記複数の通信帯域全てを使用帯域とみなしたときの当該使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネルを包含する最小の帯域よりも狭い帯域幅を有している
請求項51記載の信号処理装置。
- [請求項57] 前記量子化雑音阻止帯域は、前記複数の通信帯域それぞれを使用帯域とみなしたときの当該使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネル全てを包含する帯域幅を有している
請求項56記載の信号処理装置。
- [請求項58] 前記量子化雑音阻止帯域は、前記R F信号の使用帯域の両側の隣接チャネルを包含する帯域幅を有している
請求項51記載の信号処理装置。
- [請求項59] 前記量子化雑音阻止帯域は、前記R F信号の使用帯域の両側の隣接チャネル及び次隣接チャネルを包含する帯域幅を有している
請求項58記載の信号処理装置。
- [請求項60] 請求項51～請求項59のいずれか1項に記載の信号処理装置を、
R F信号に対する処理のために備えた無線機。
- [請求項61] 前記信号処理装置における前記量子化雑音阻止帯域は、前記無線機が適合することを要する法的規制又は規格において漏洩電力の大きさが規制される帯域幅以上の帯域幅を有している
請求項60記載の無線機。
- [請求項62] 増幅器と、
前記増幅器によって増幅されるべき信号を出力するデジタル信号処理部と、
前記増幅器の出力側に設けられたアナログフィルタと、
を備え、

前記デジタル信号処理部は、

前記増幅器の出力に基づいて、前記増幅器の歪補償を行う歪補償部と、

前記増幅器によって増幅されるべき信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調を行って量子化信号を出力する $\Delta\Sigma$ 変調部と、

を備え、

前記増幅器は、前記量子化信号を増幅し、

前記アナログフィルタは、前記量子化信号からアナログ信号を生成し、

前記デジタル信号処理部は、前記歪補償部による歪補償のために、前記増幅器から出力された量子化信号を取得する

ことを特徴とする増幅装置。

[請求項63] 前記増幅器は、デジタル増幅器である

請求項62記載の増幅装置。

[請求項64] 前記デジタル信号処理部は、前記アナログフィルタと同じ特性を持つデジタルフィルタを更に備え、

前記デジタルフィルタは、前記デジタル信号処理部が取得した前記量子化信号に対してフィルタリングを行い、

前記歪補償部は、前記デジタルフィルタの出力に基づいて、歪補償を行う

請求項62又は63記載の増幅装置。

[請求項65] 前記デジタル信号処理部は、前記デジタルフィルタの出力を復調する復調部を更に備え、

前記歪補償部は、前記復調部の出力に基づいて、歪補償を行う

請求項64記載の増幅装置。

[請求項66] 前記 $\Delta\Sigma$ 変調器は、バンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器である

請求項62～65のいずれか1項に記載の増幅装置。

[請求項67] 前記アナログ信号は、無線周波数信号である

請求項 6 2 ～ 6 6 のいずれか 1 項に記載の増幅装置。

[請求項68]

増幅器によって増幅されるべき信号を出力するデジタル信号処理装置であって、

前記増幅器の出力に基づいて、前記増幅器の歪補償を行う歪補償部と、

前記増幅器によって増幅されるべき信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調を行って量子化信号を出力する $\Delta\Sigma$ 変調部と、

を備え、

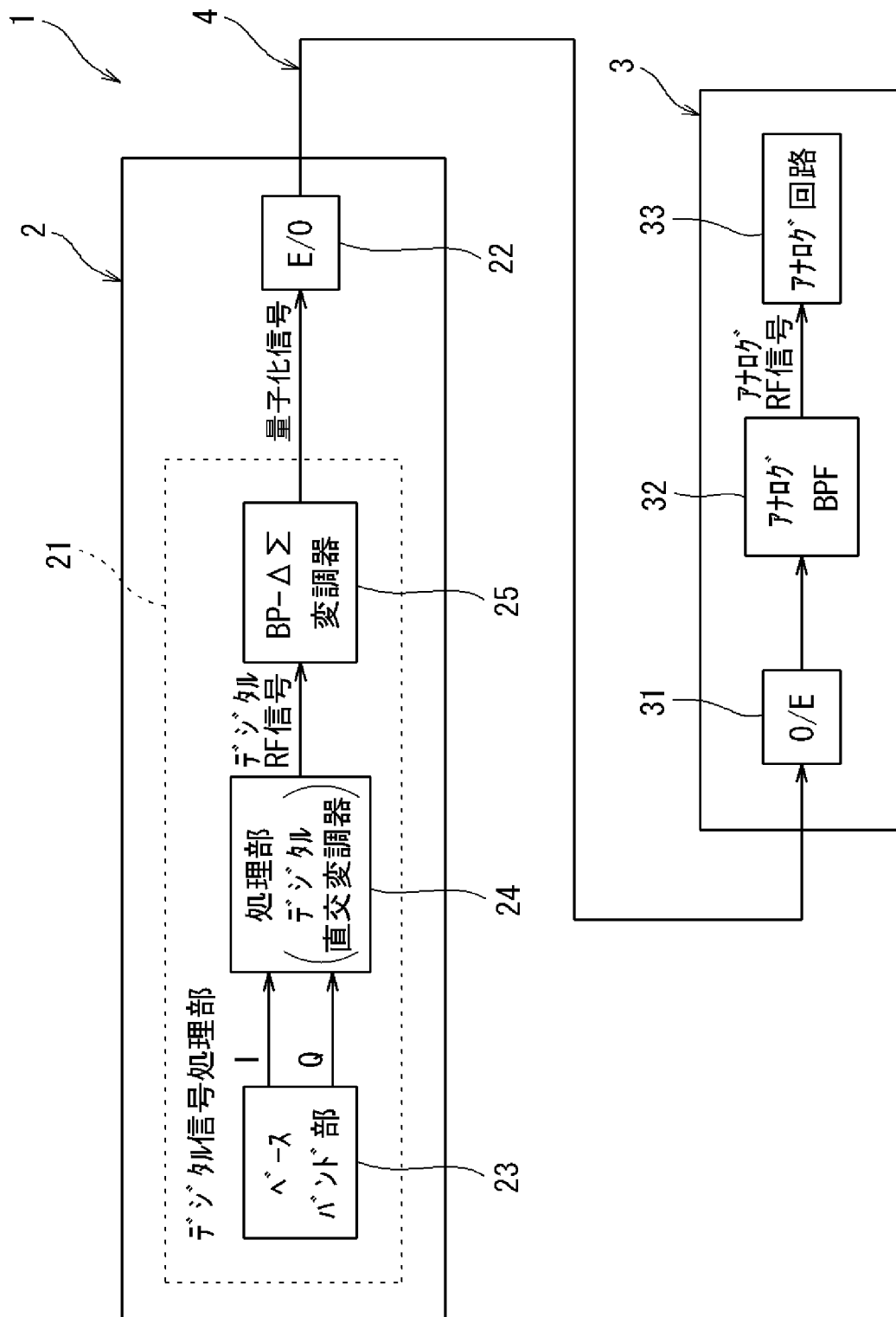
前記歪補償部による歪補償のために、前記増幅器から出力された量子化信号を取得するよう構成されている

ことを特徴とするデジタル信号処理装置。

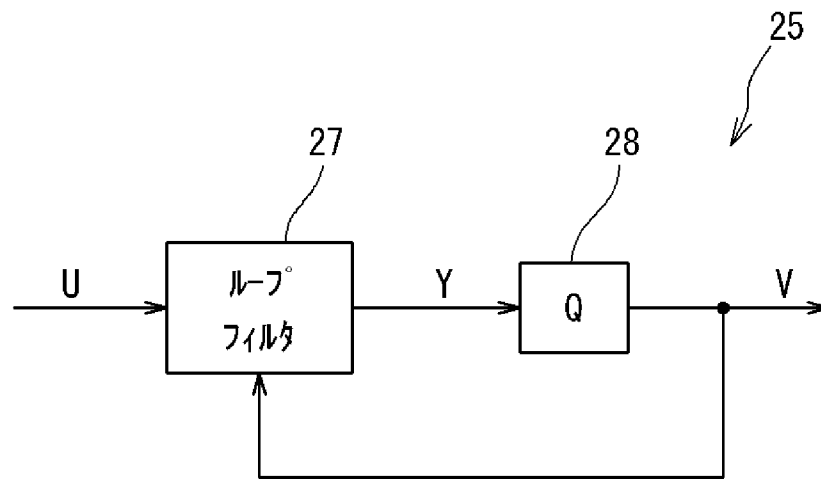
[請求項69]

請求項 6 2 ～ 6 7 のいずれか 1 項に記載の増幅装置を通信信号の増幅のために備えた無線通信装置。

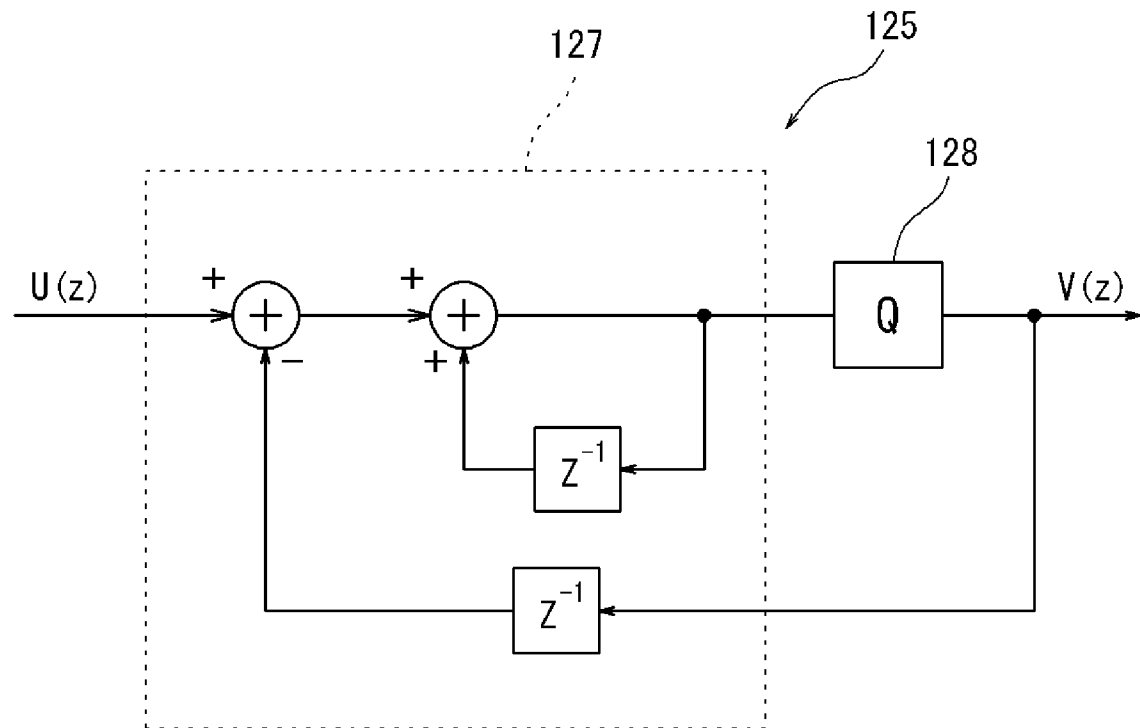
[図1]



[図2]



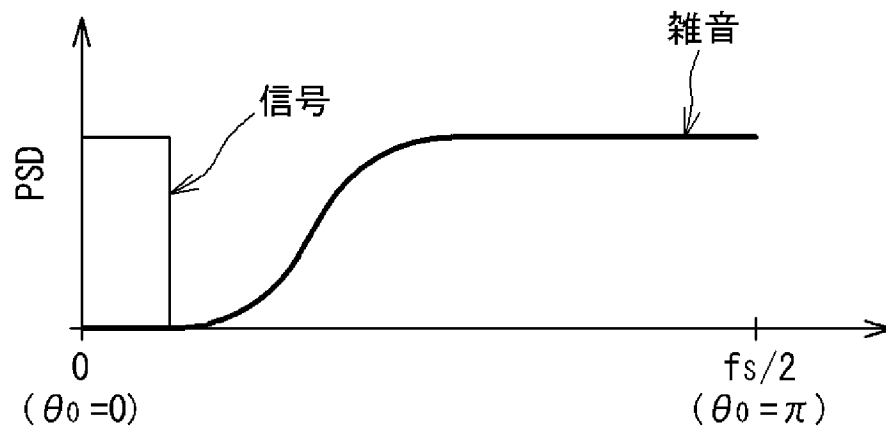
[図3]



[図4]

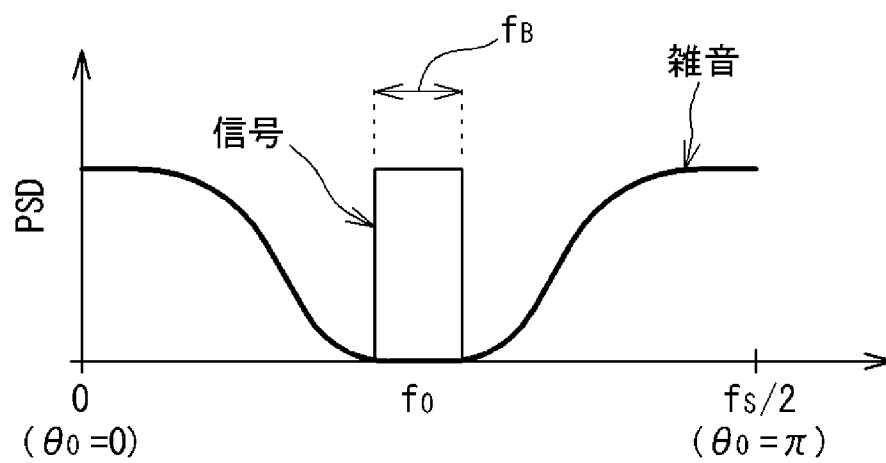
(a)

アナログフィルタ通過帯域

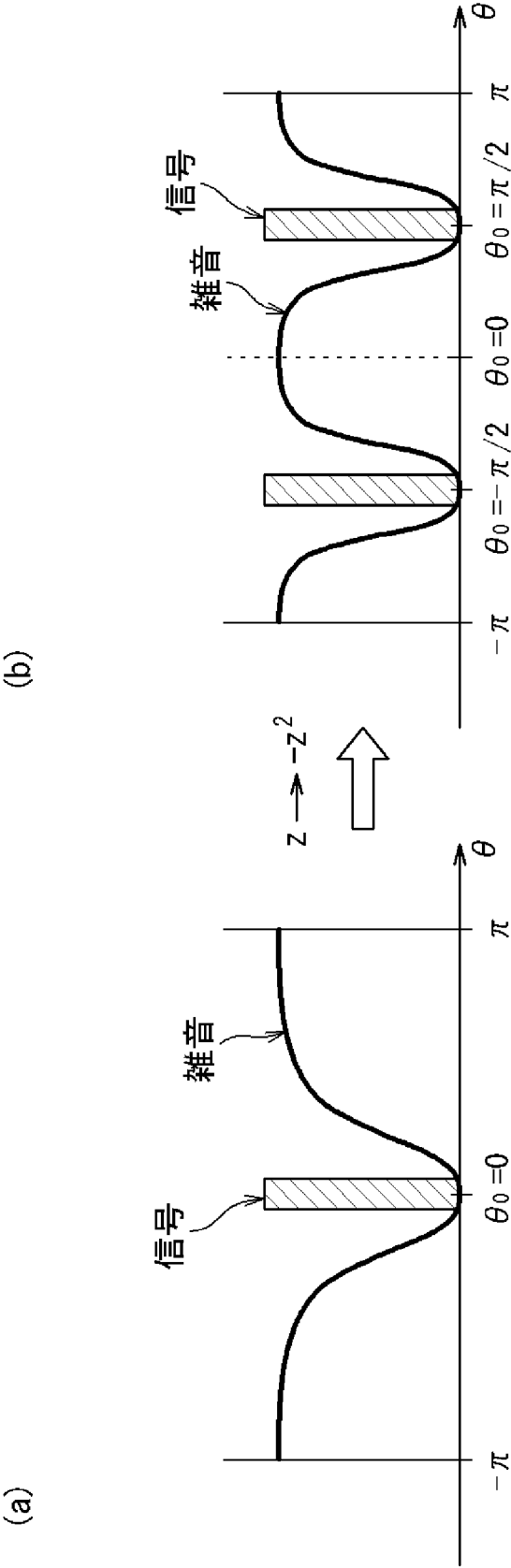


(b)

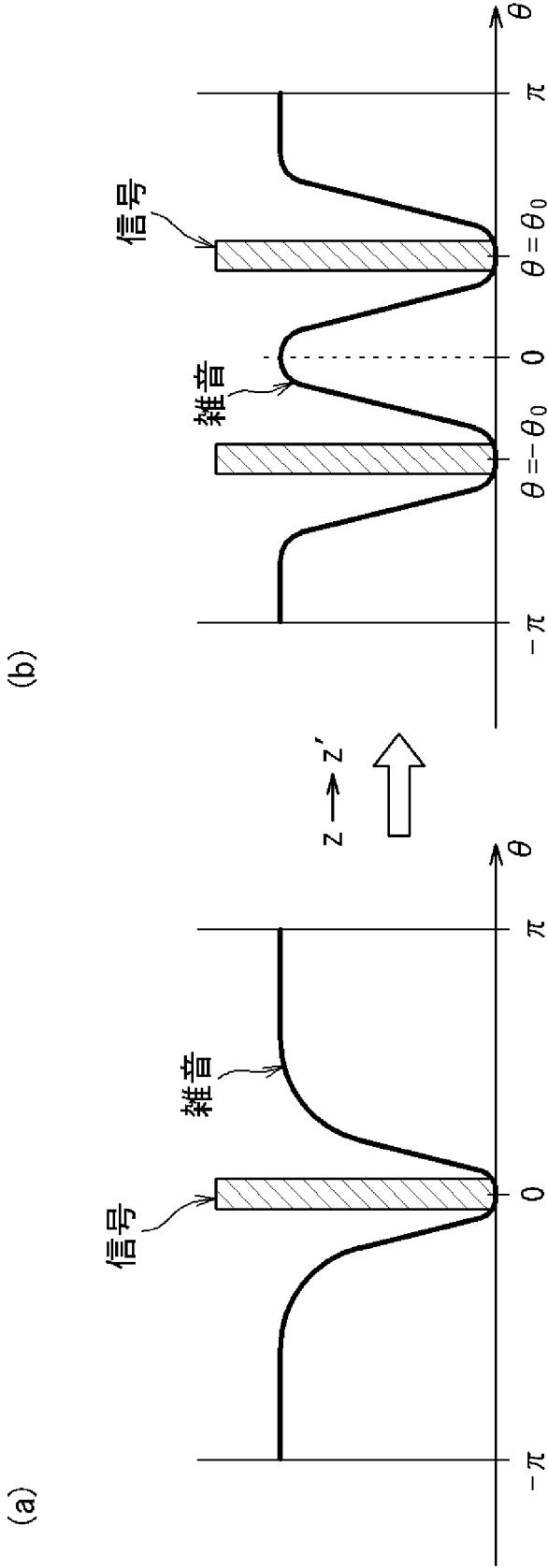
アナログフィルタ通過帯域



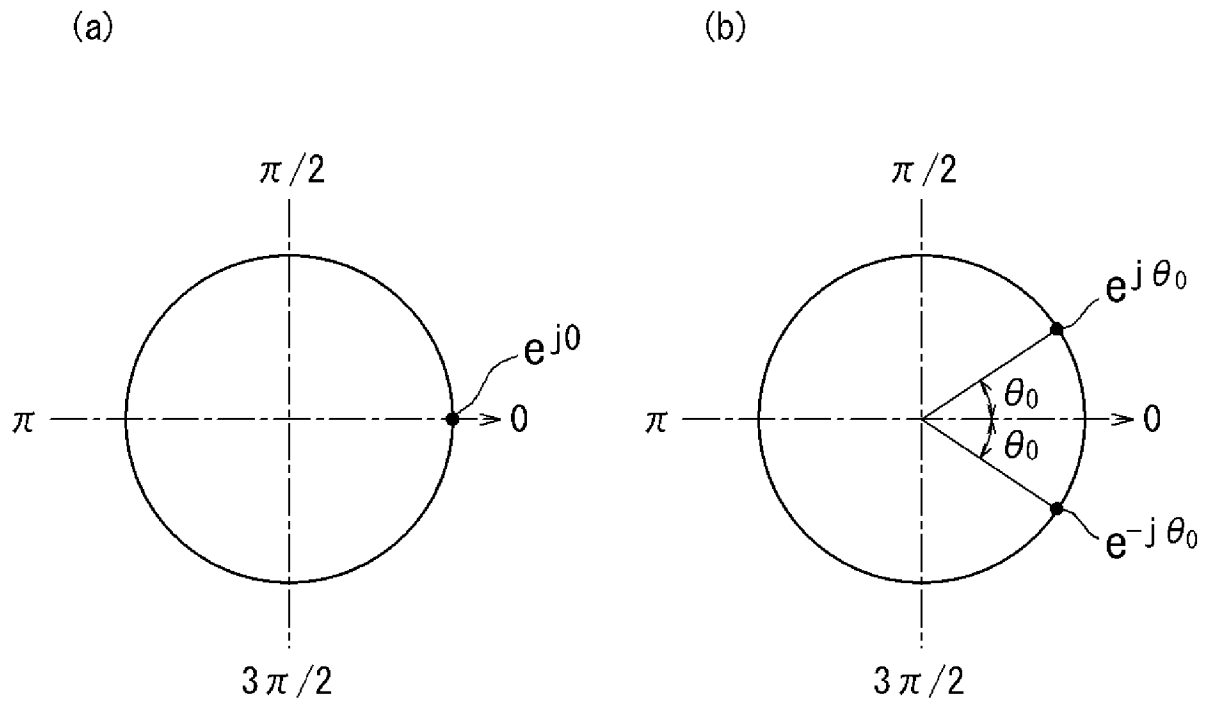
[図5]



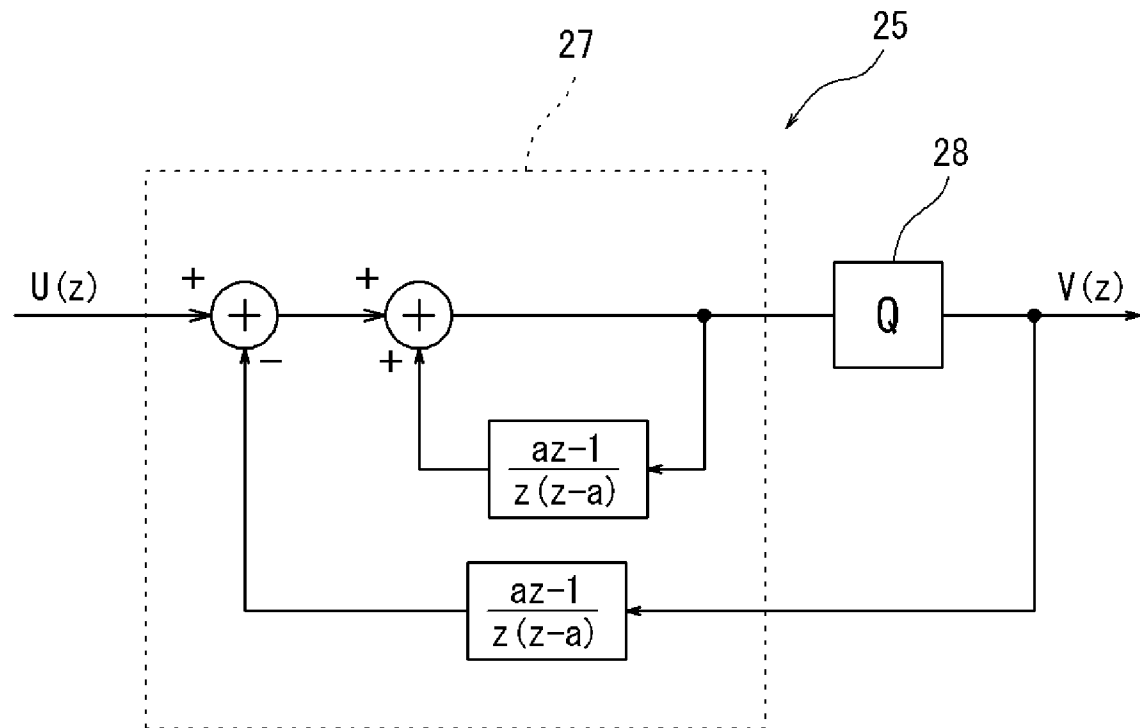
[図6]



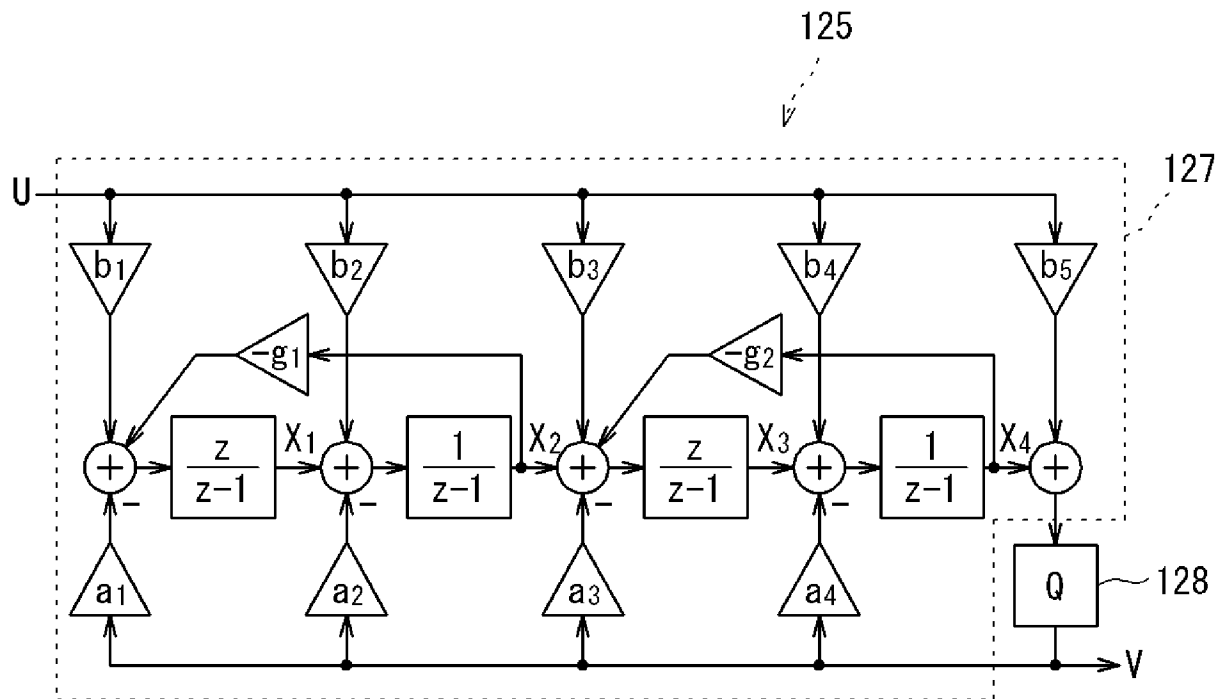
[図7]



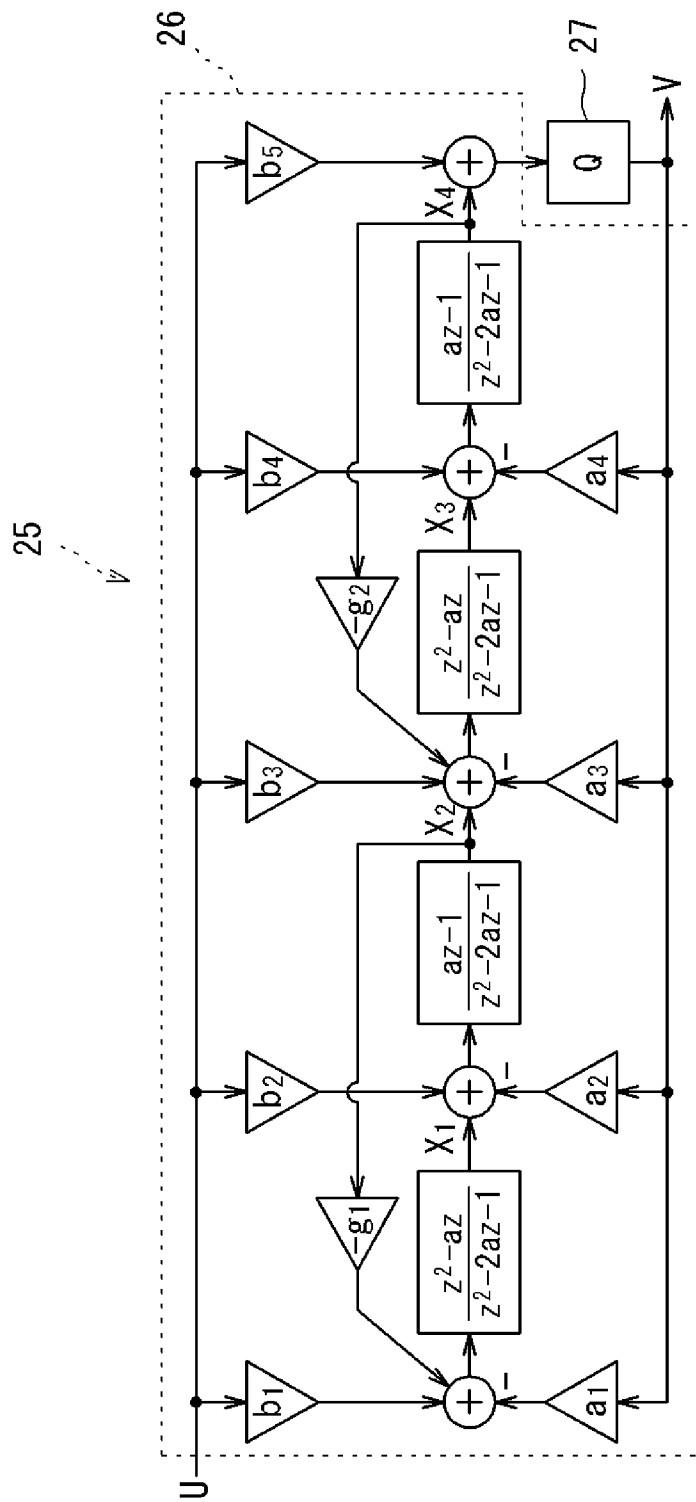
[図8]



[図9]

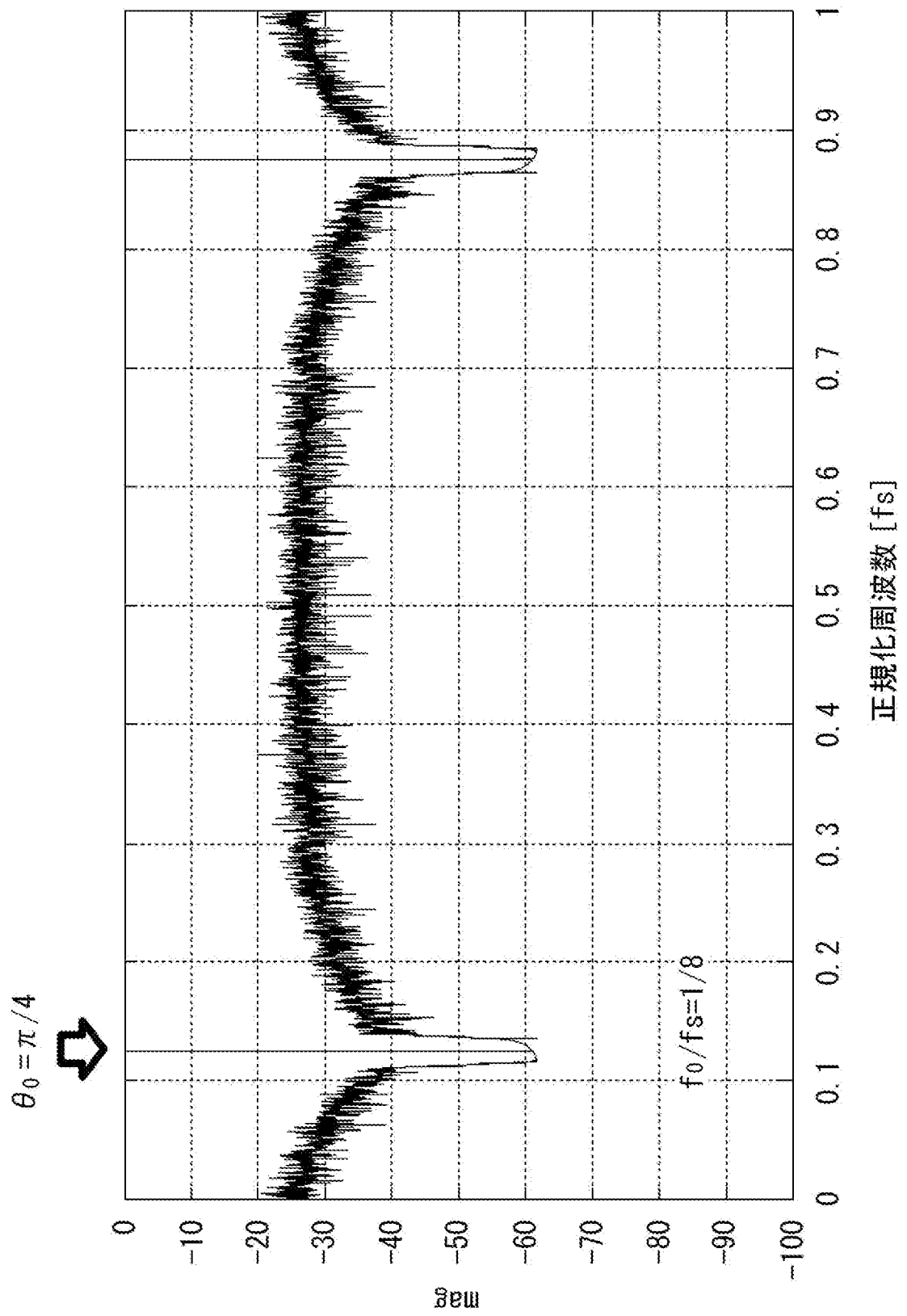


[図10]



[図11]

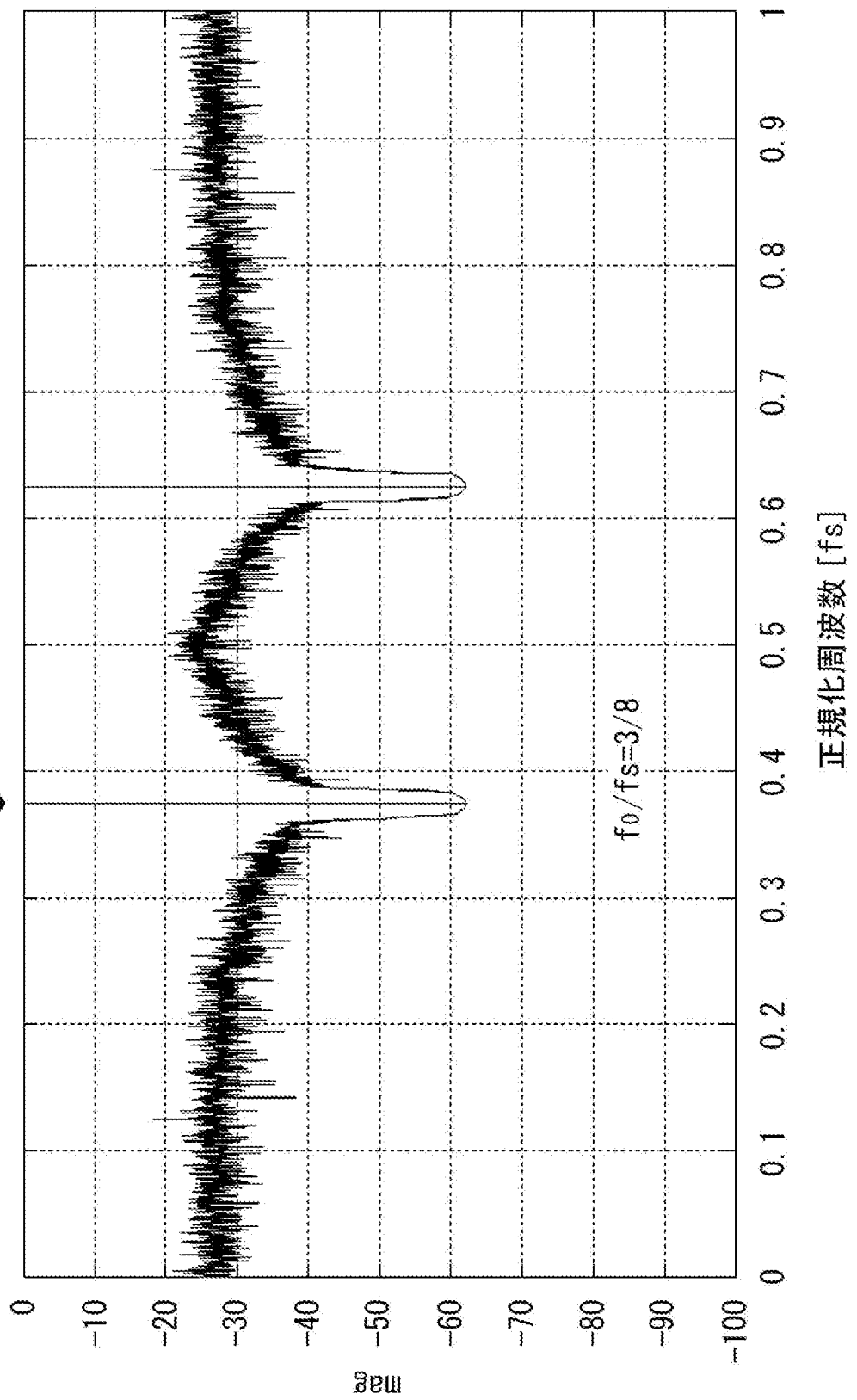
出力スペクトラム波形



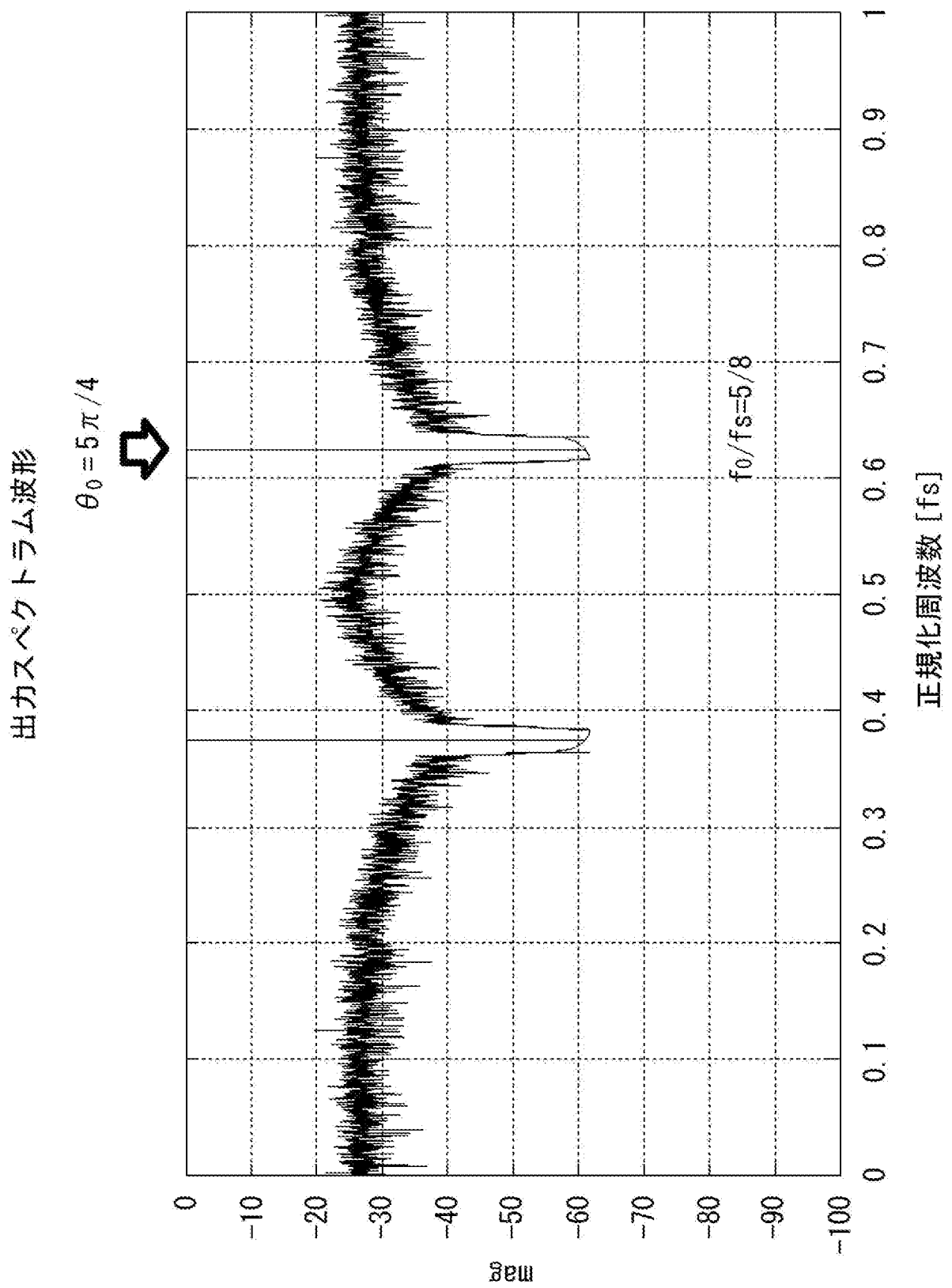
[図12]

出力スペクトラム波形

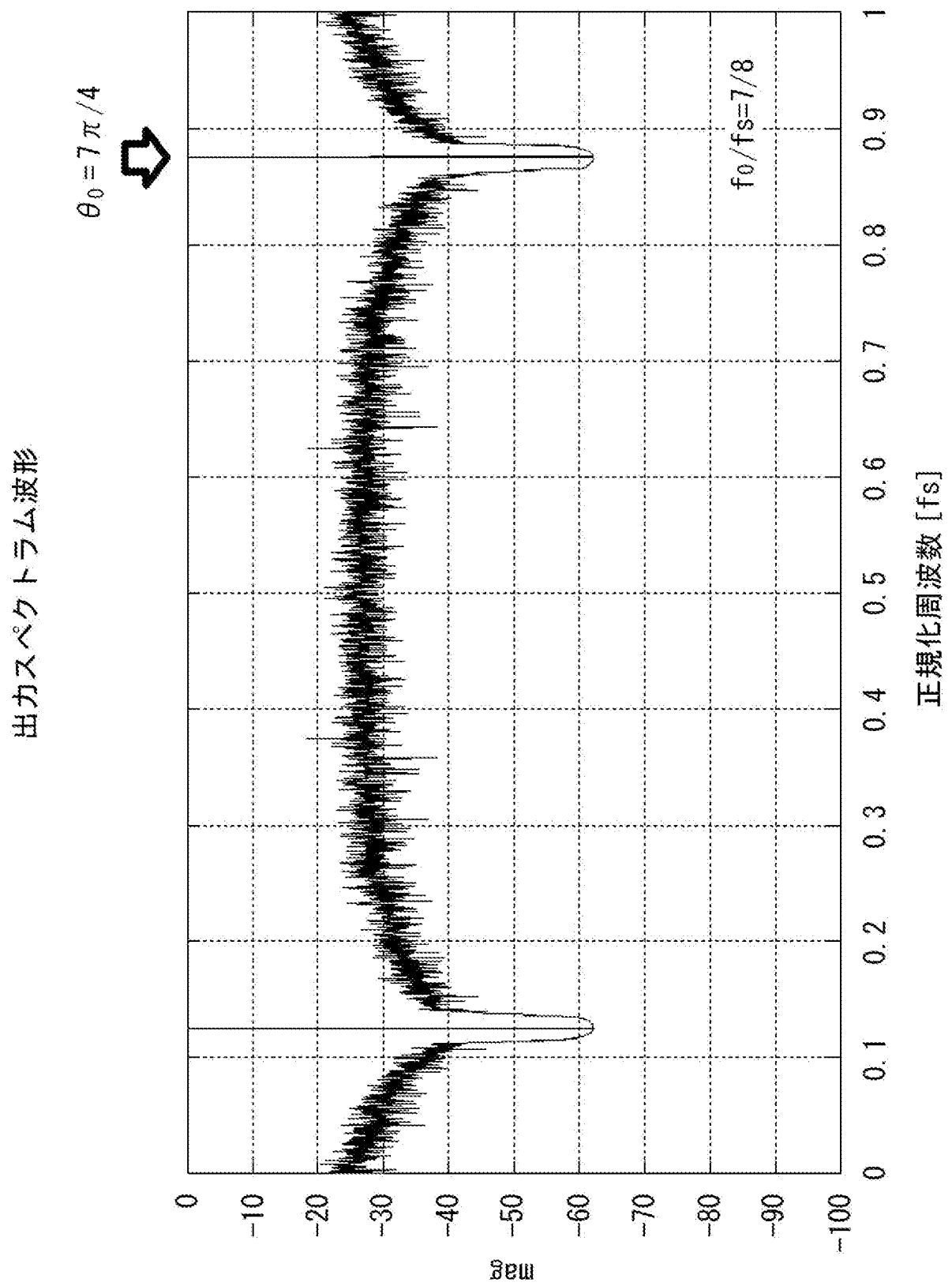
$$\theta_0 = 3\pi/4$$



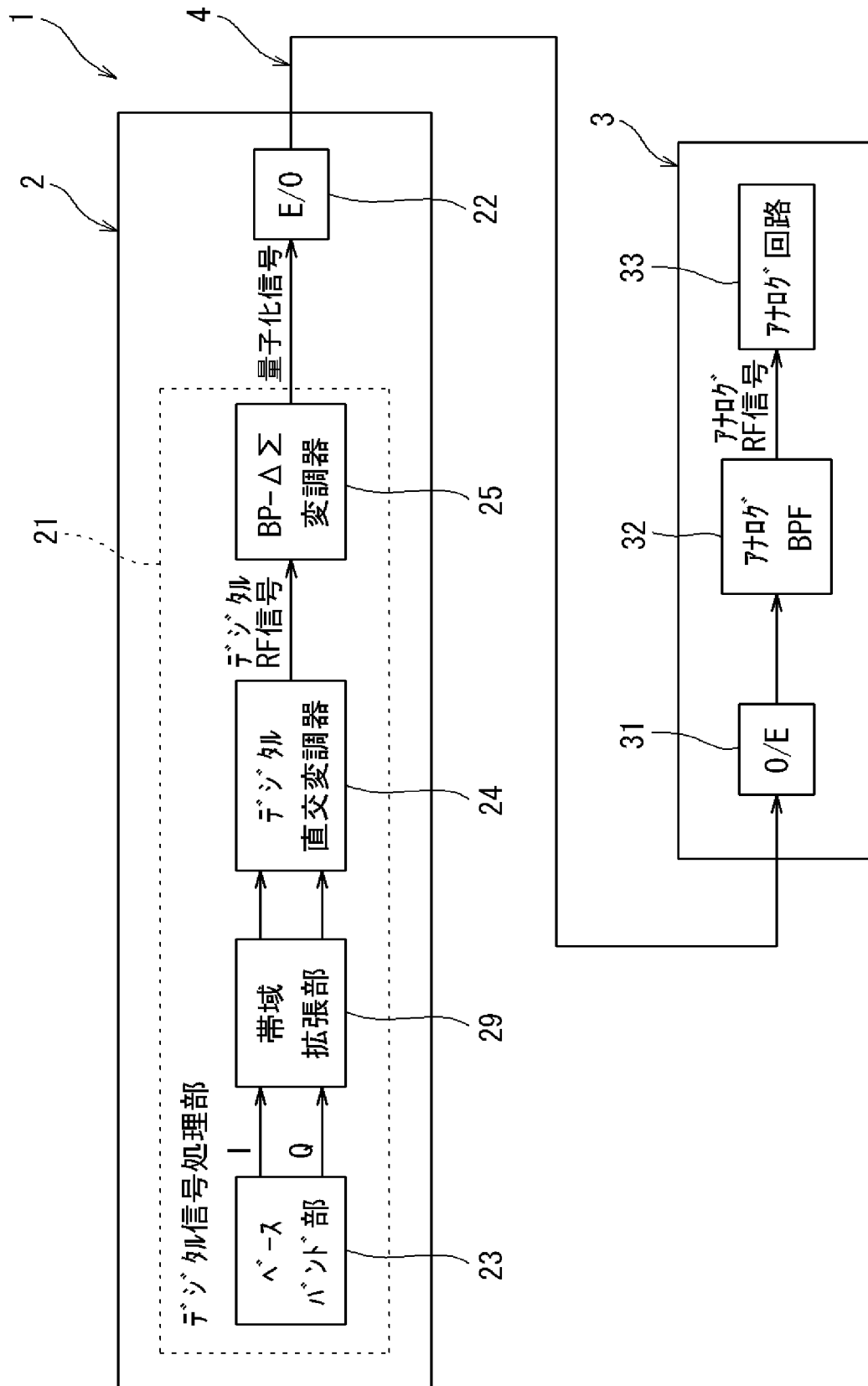
[図13]



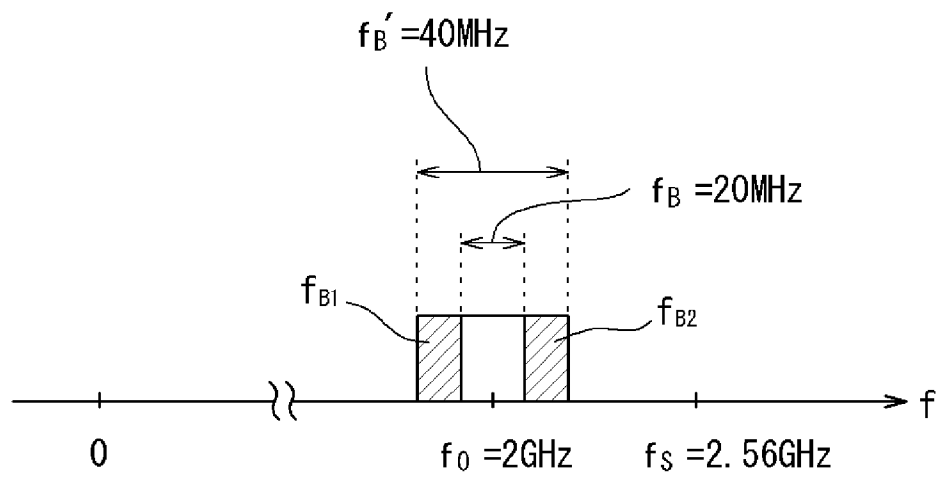
[図14]



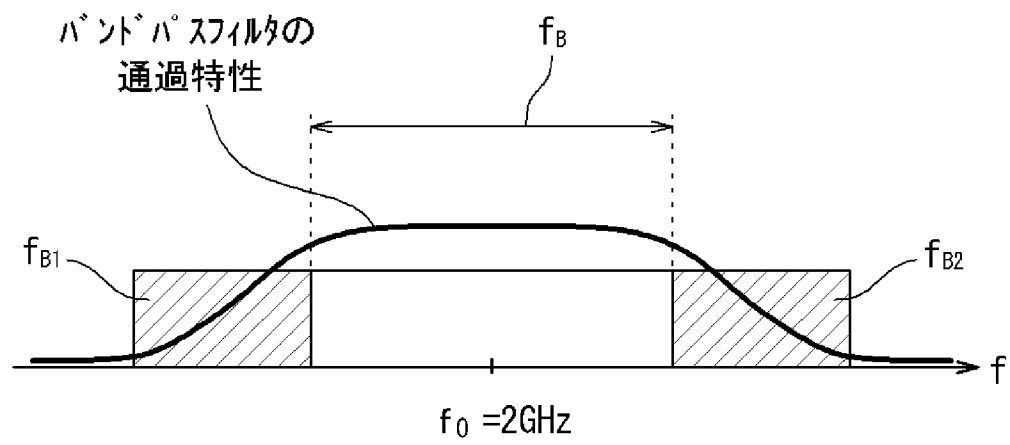
[図15]



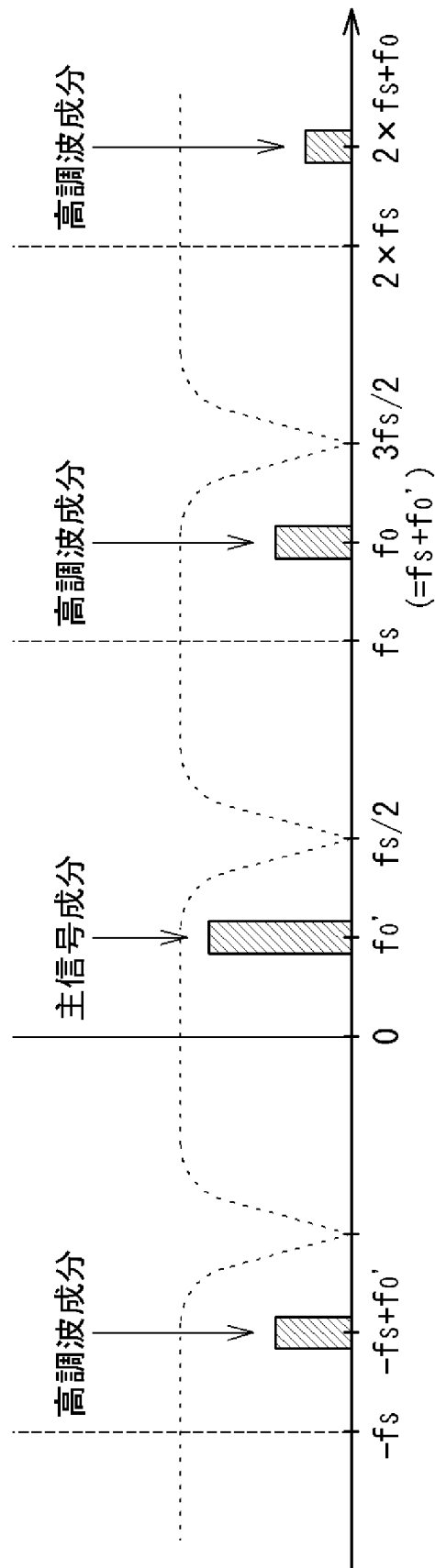
[図16]



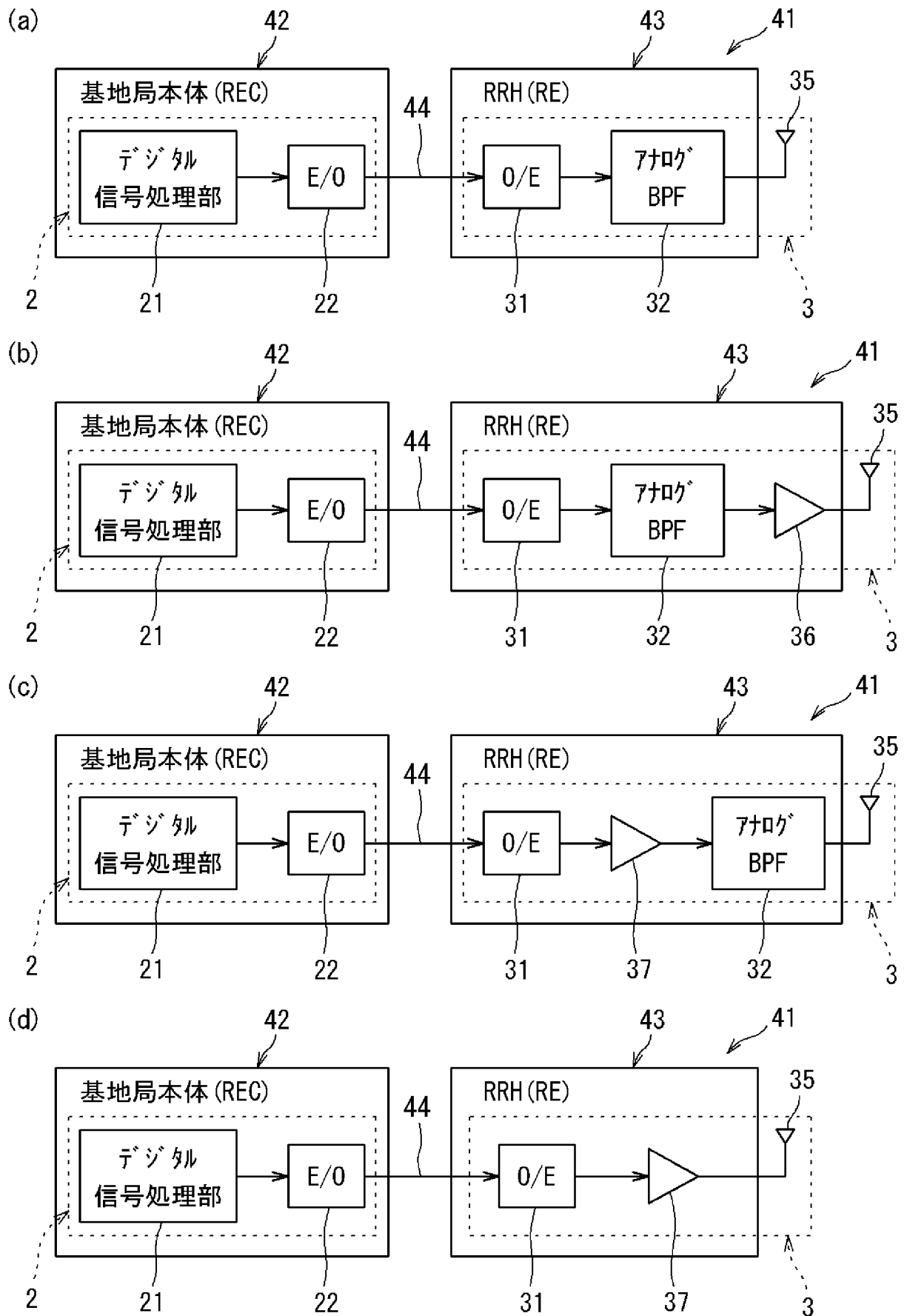
[図17]



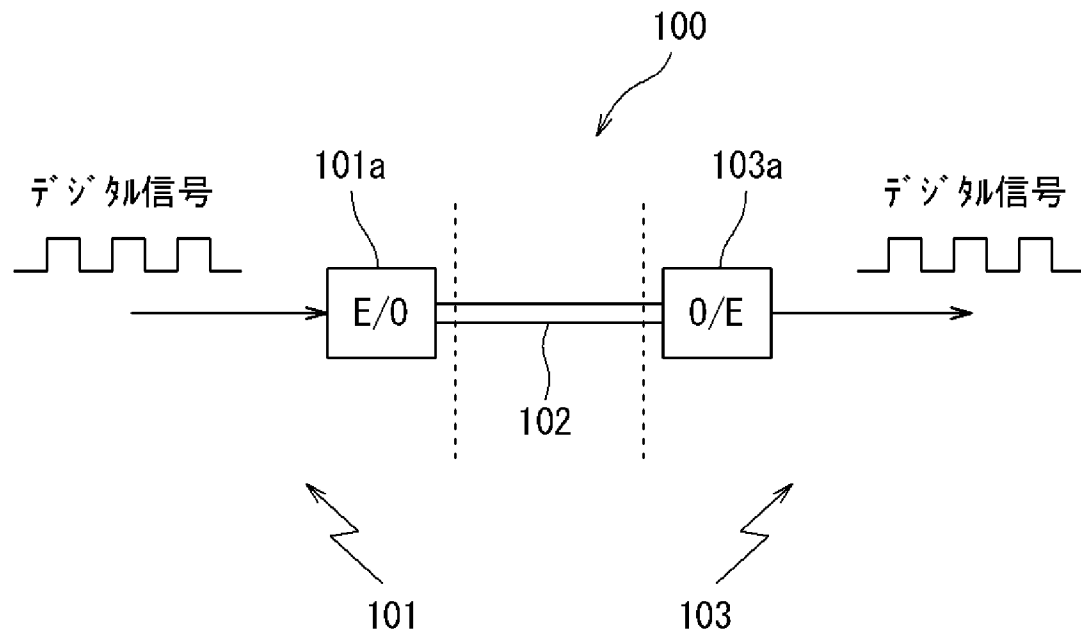
[図18]



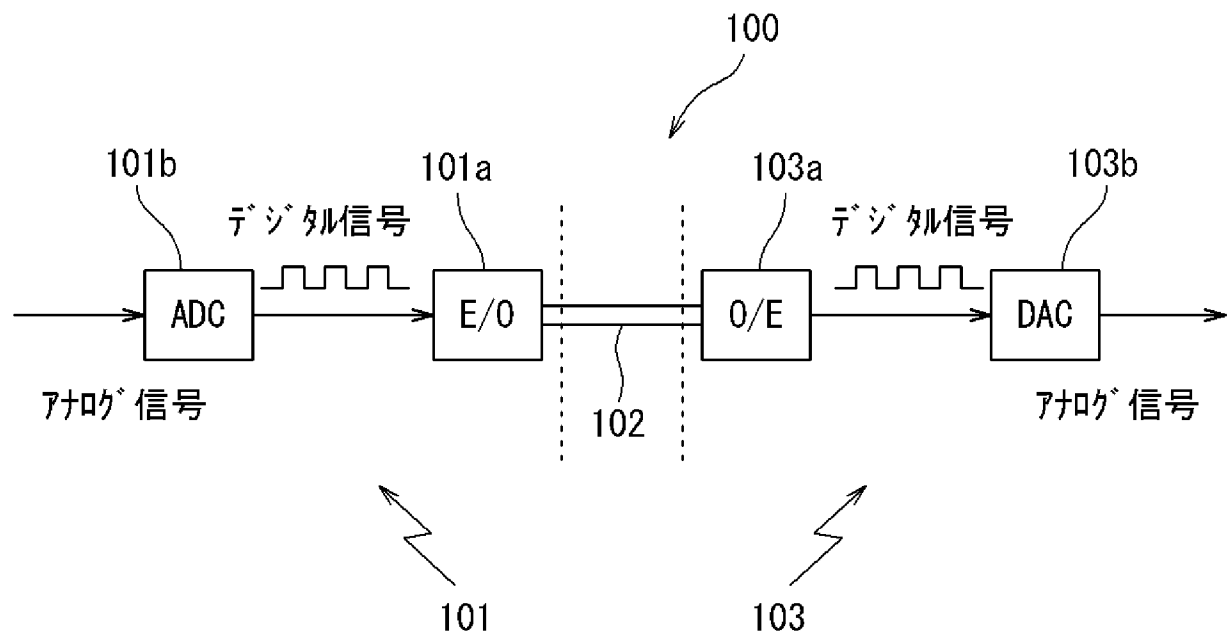
[図19]



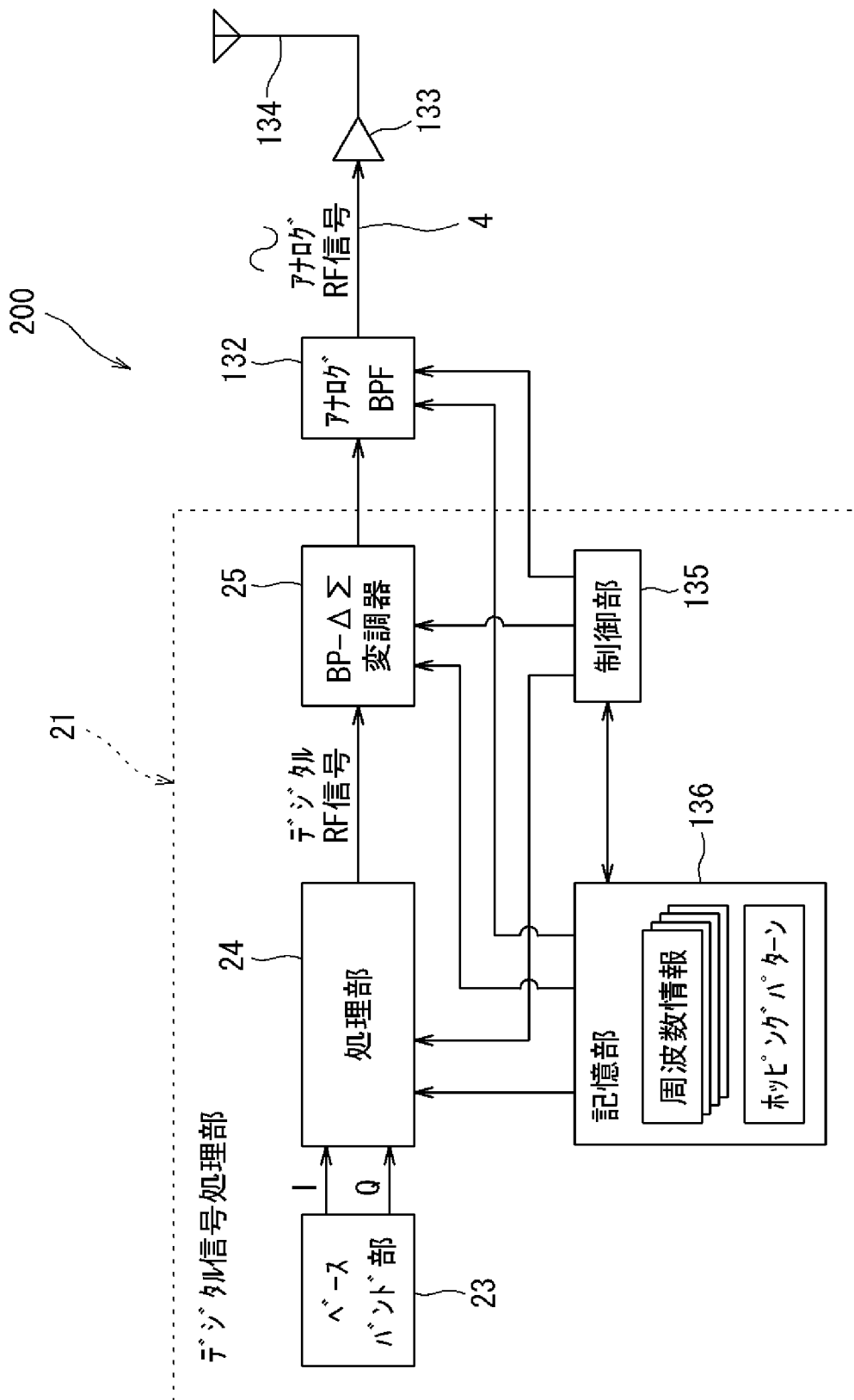
[図20]



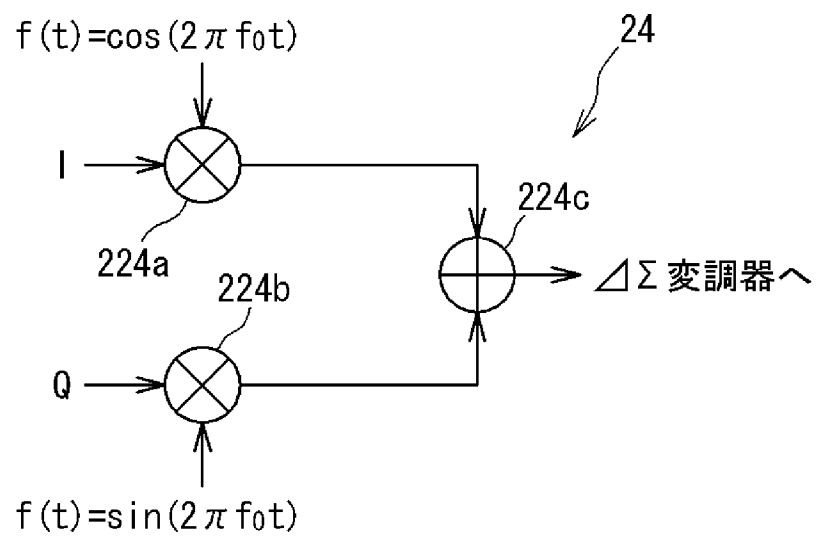
[図21]



[図22]

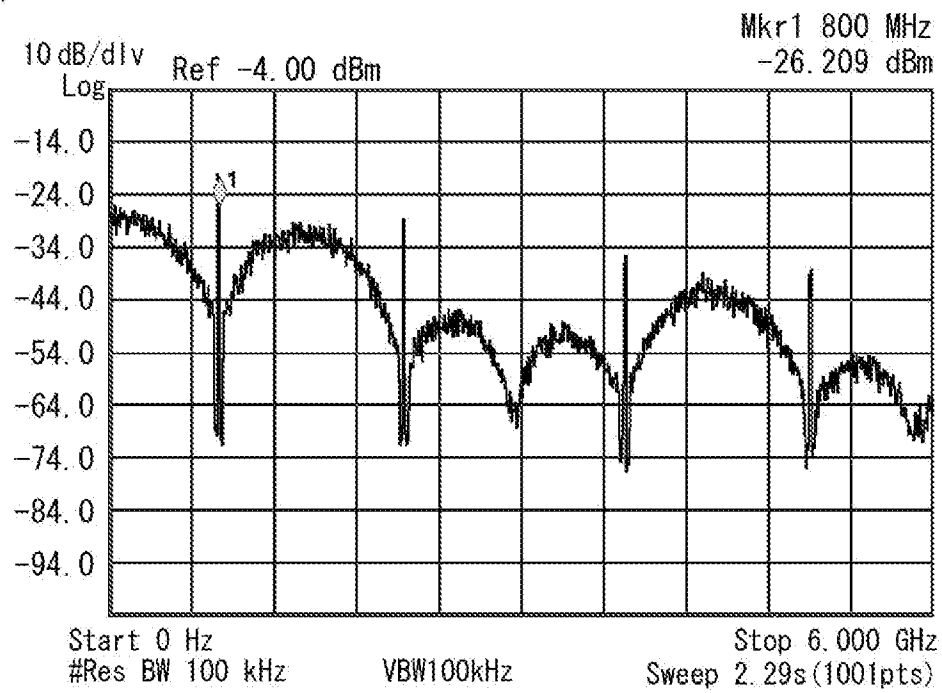


[図23]

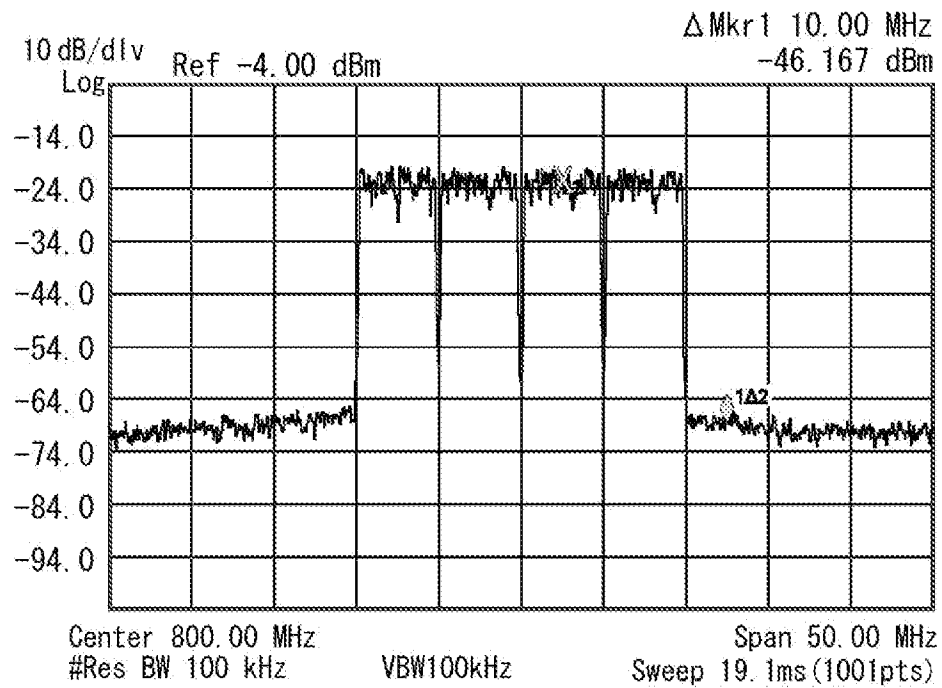


[図24]

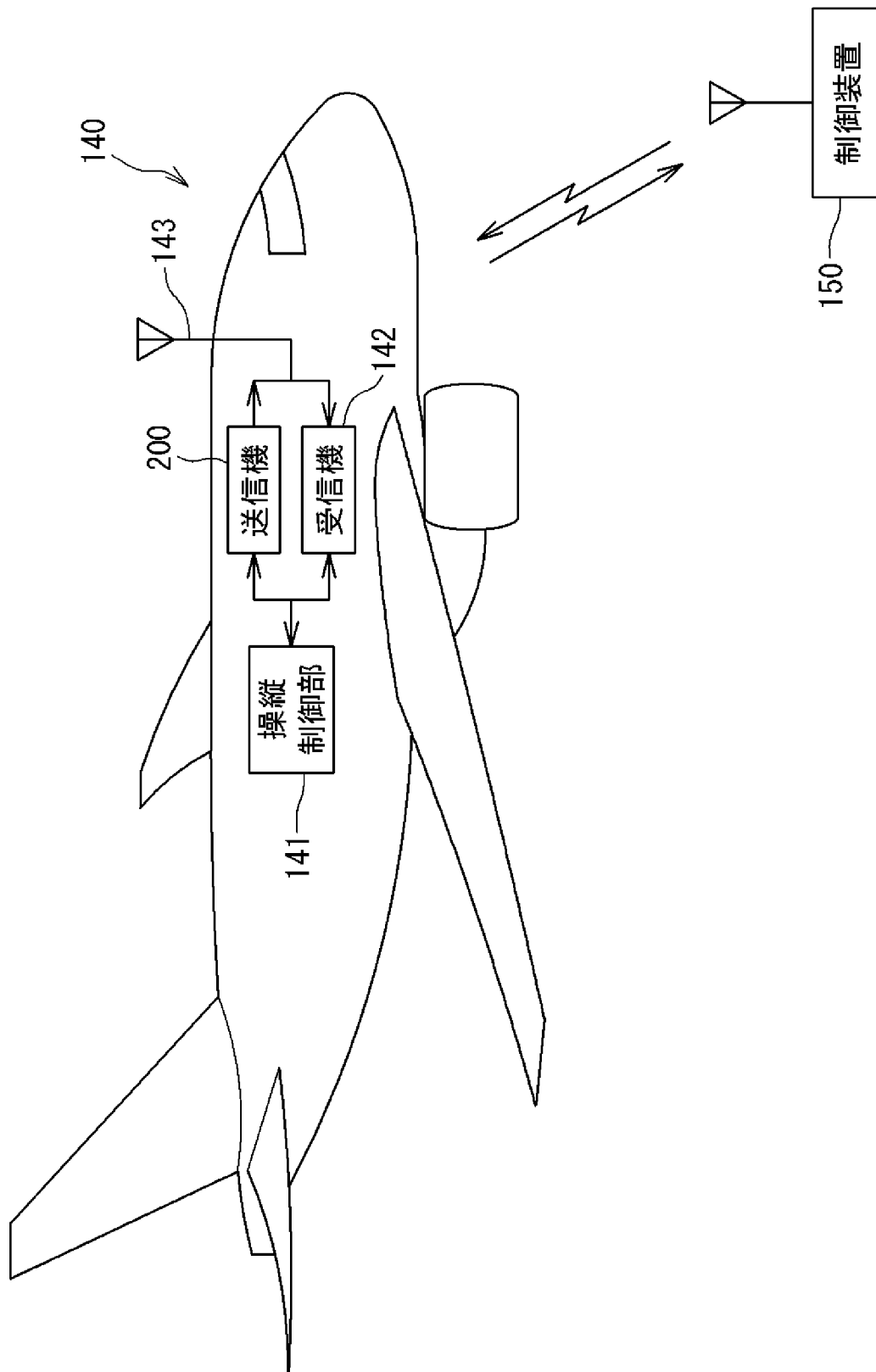
(a)



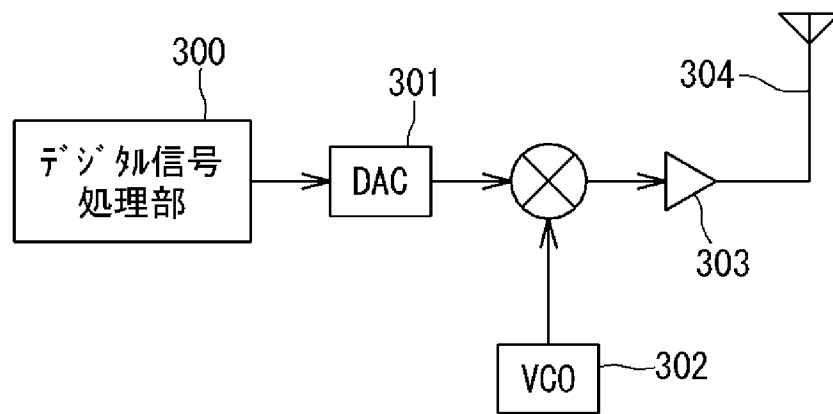
(b)



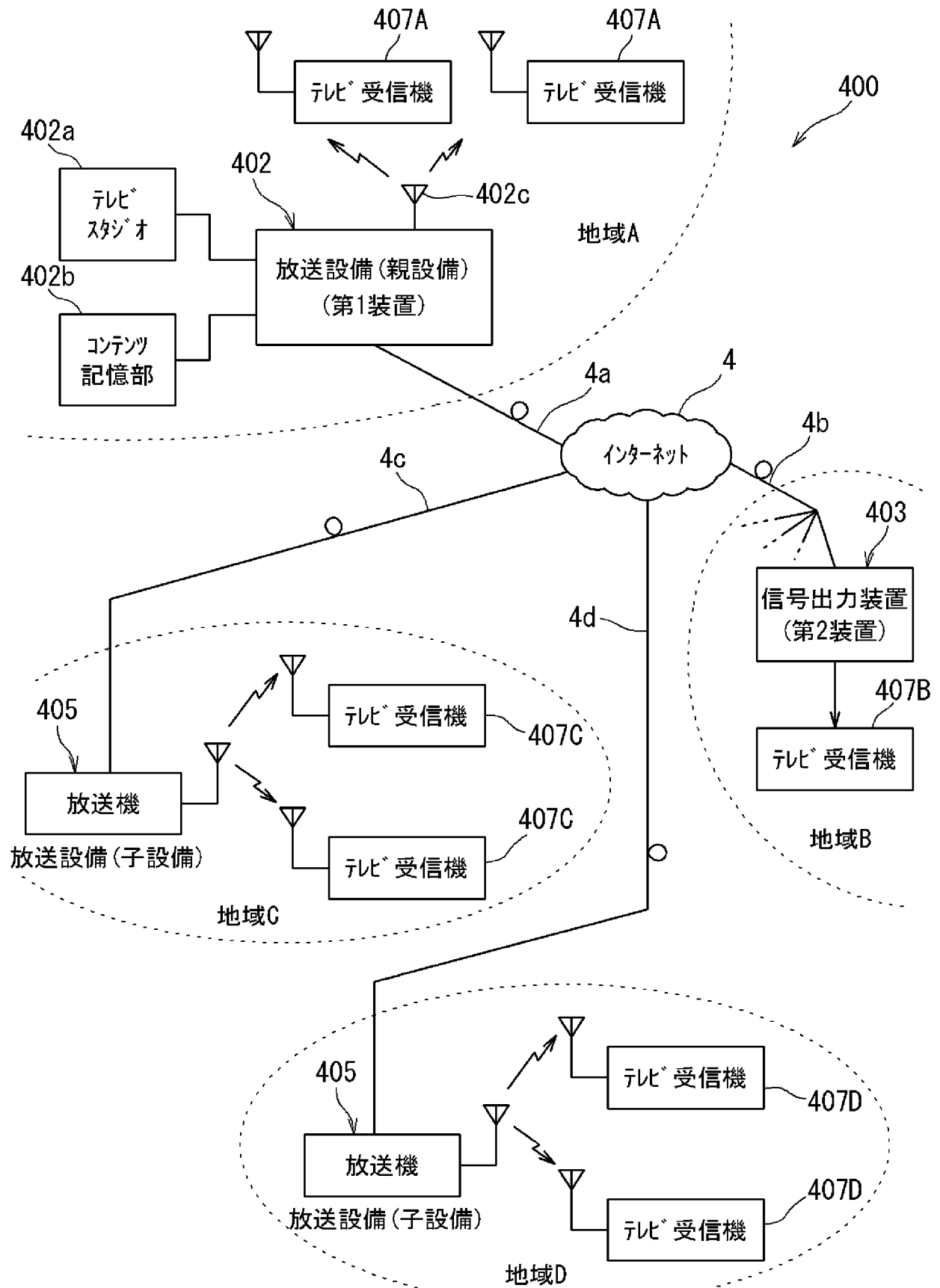
[図25]



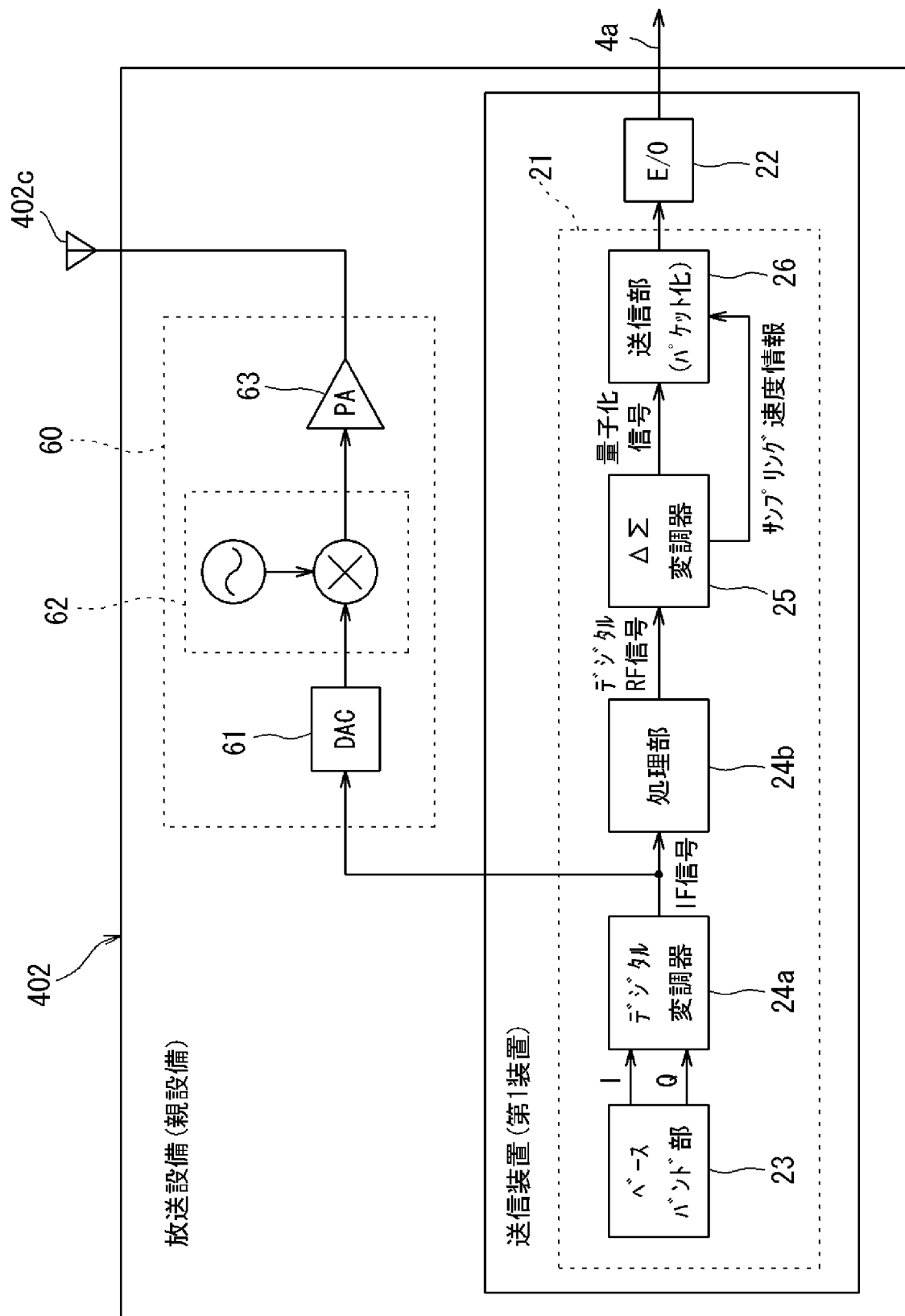
[図26]



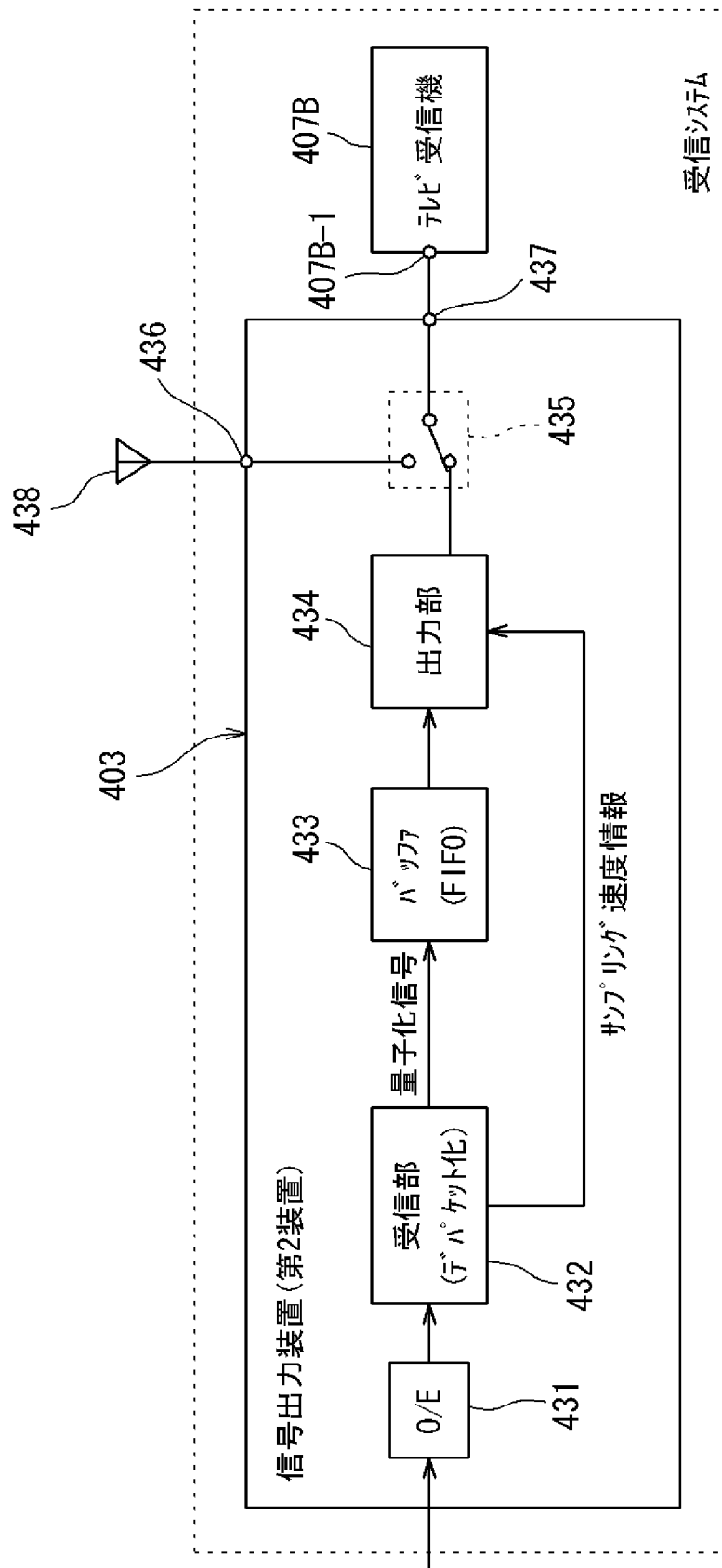
[図27]



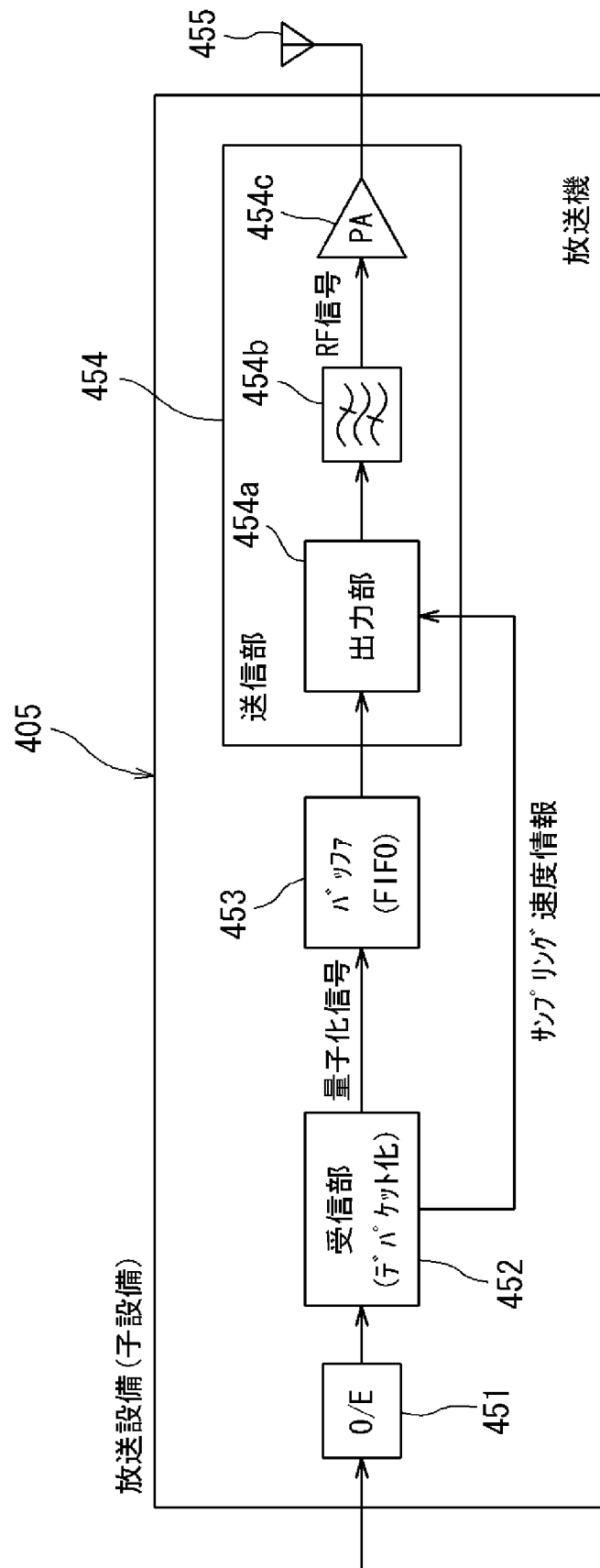
[図28]



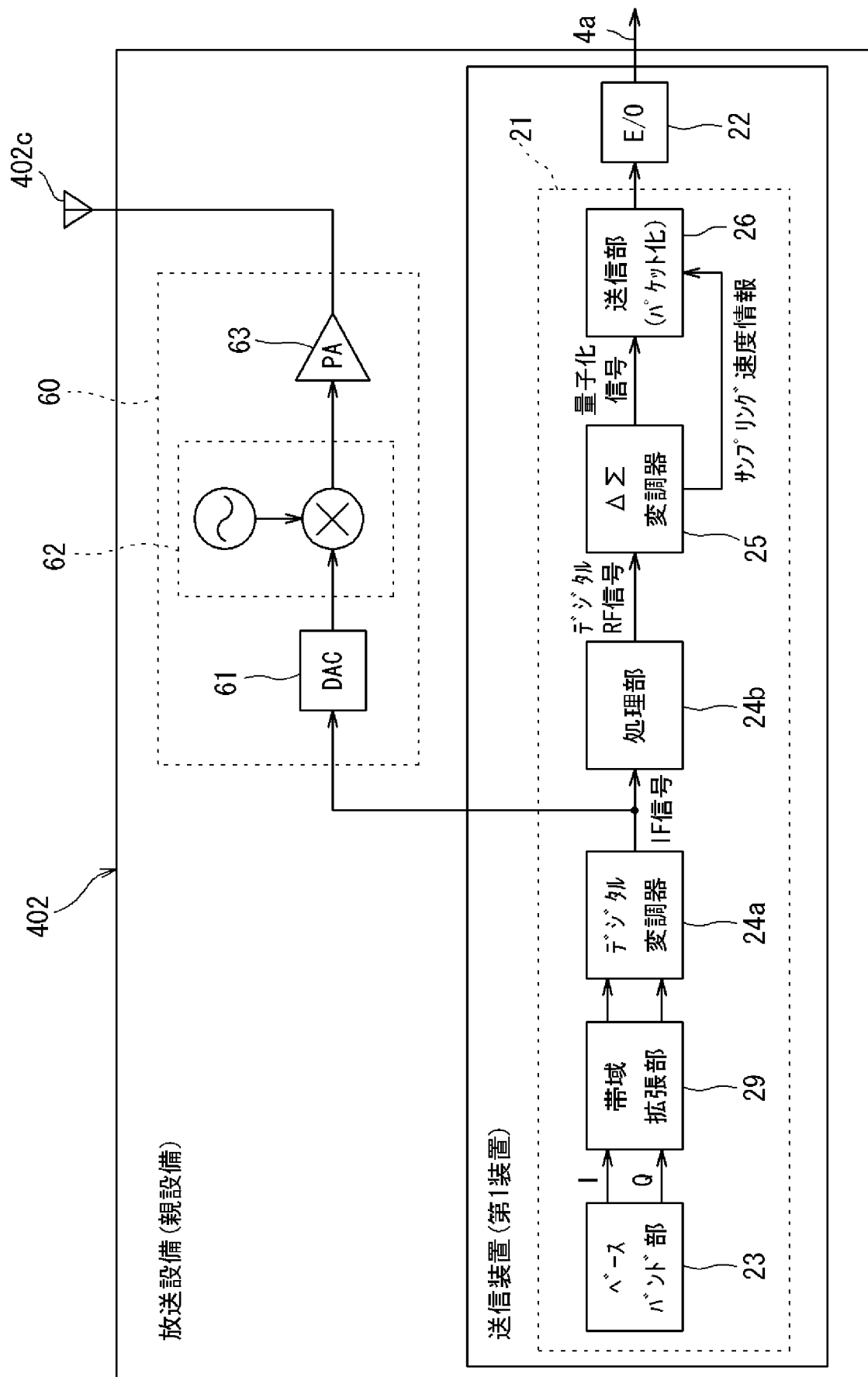
[図29]



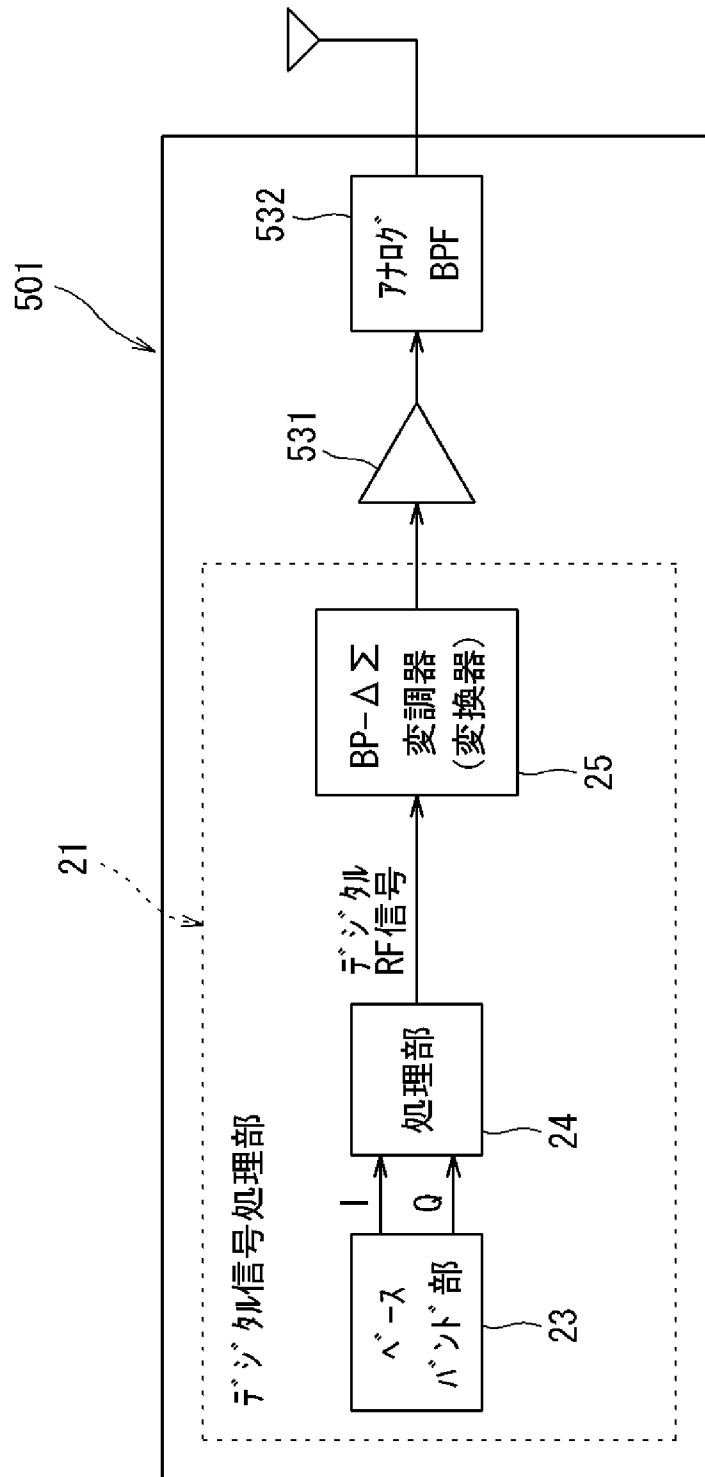
[図30]



[図31]

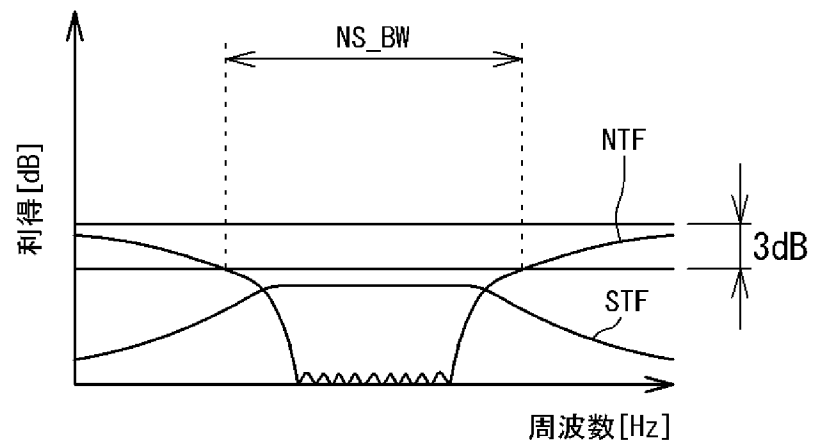


[図32]

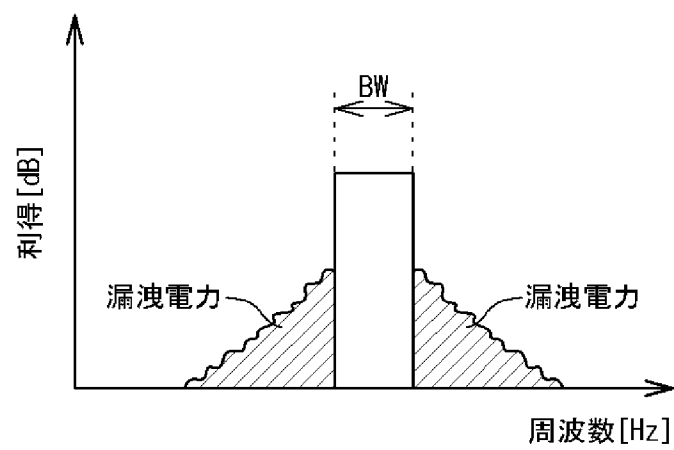


[図33]

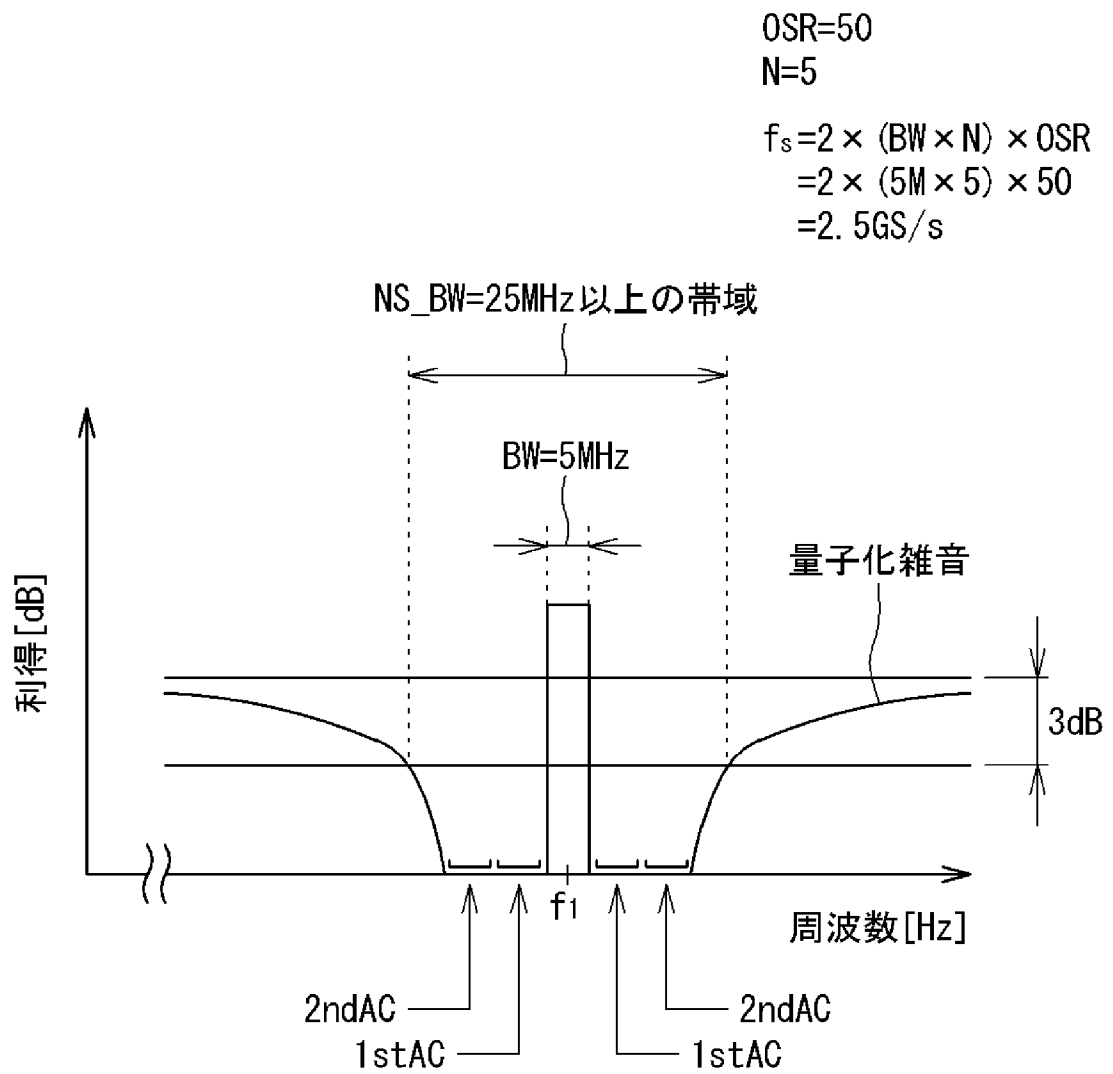
(a)



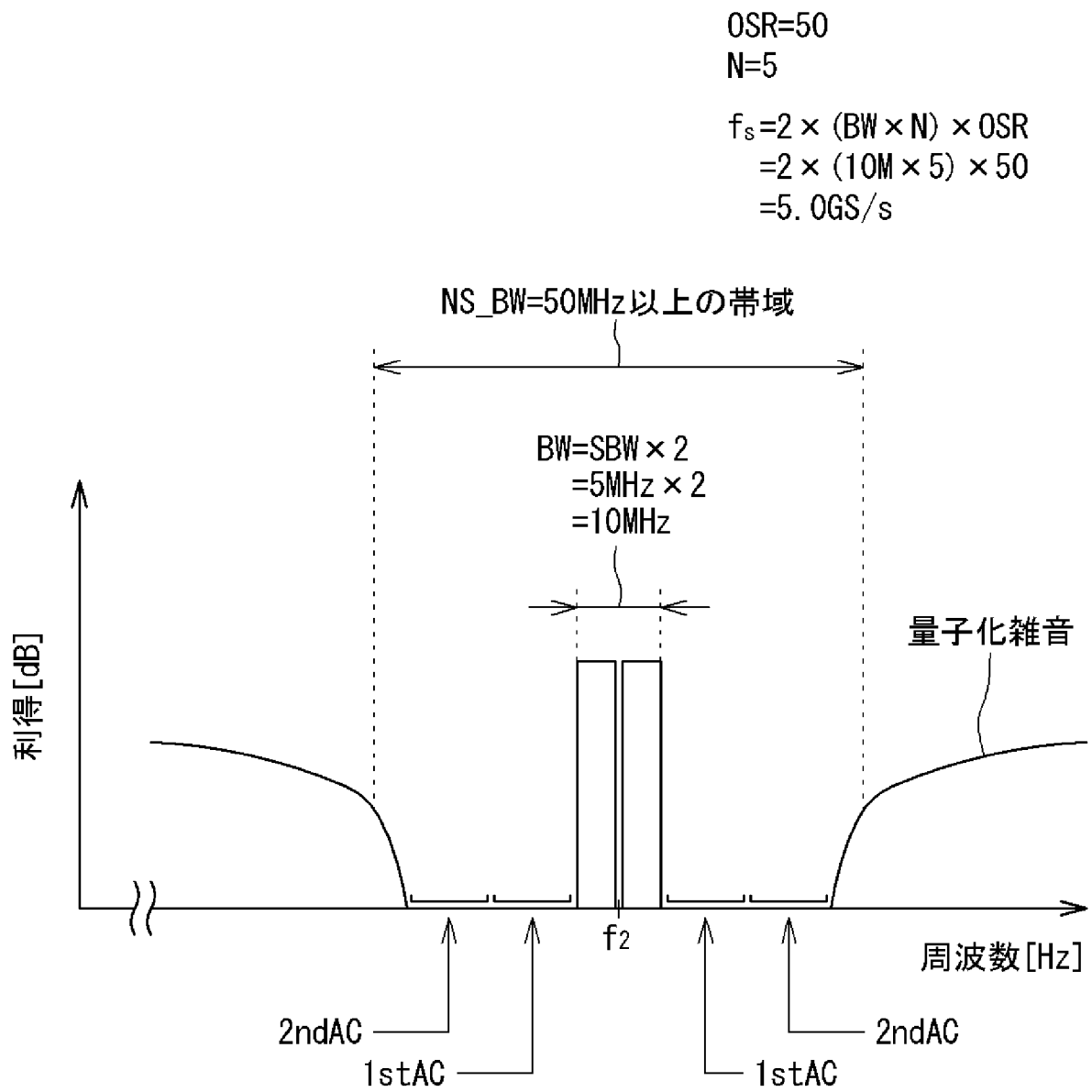
(b)



[図34]

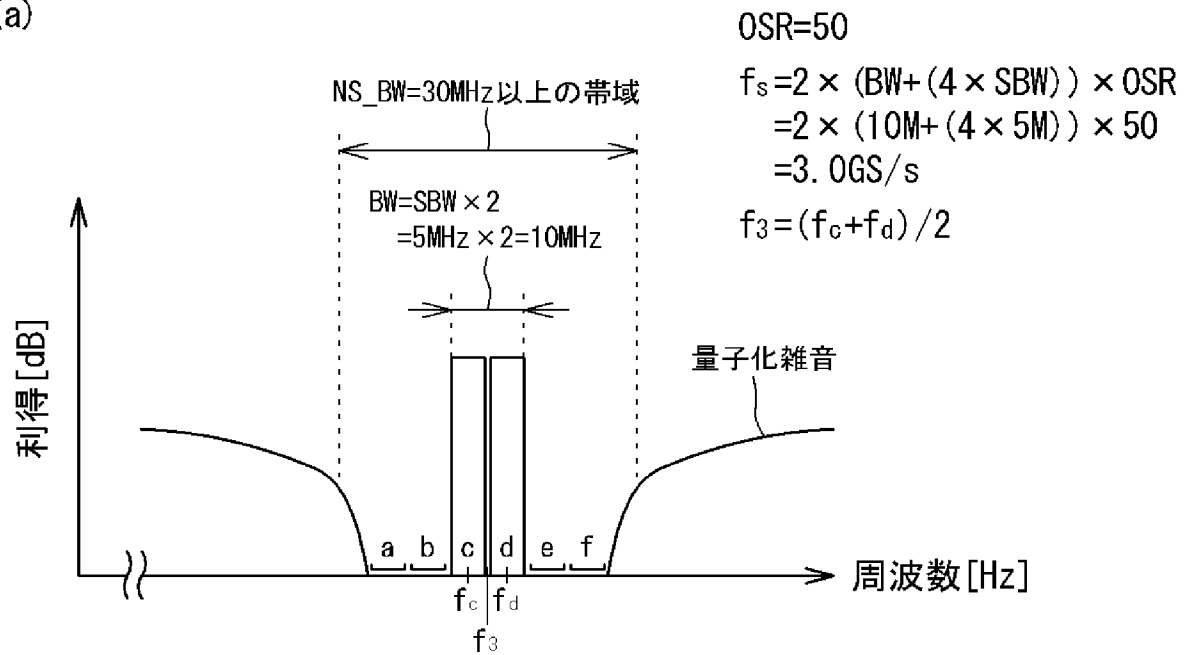


[図35]

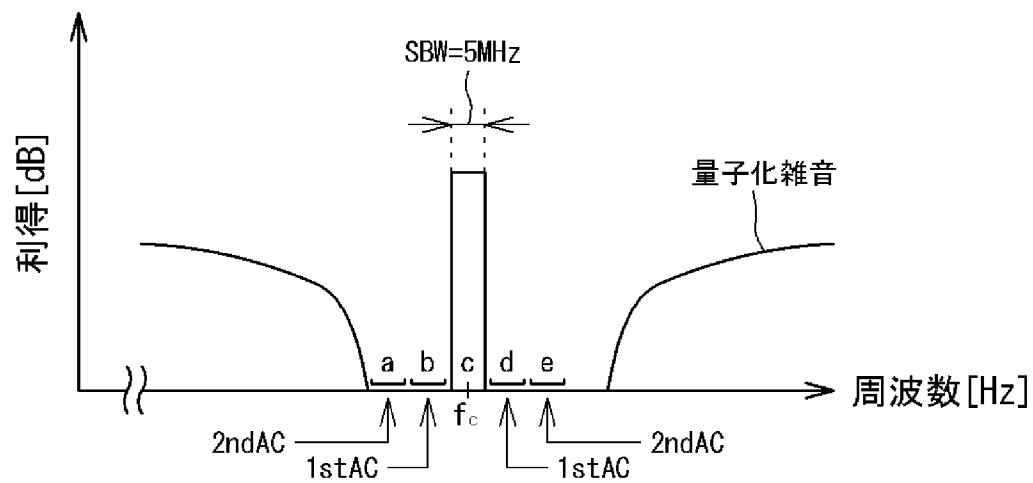


[図36]

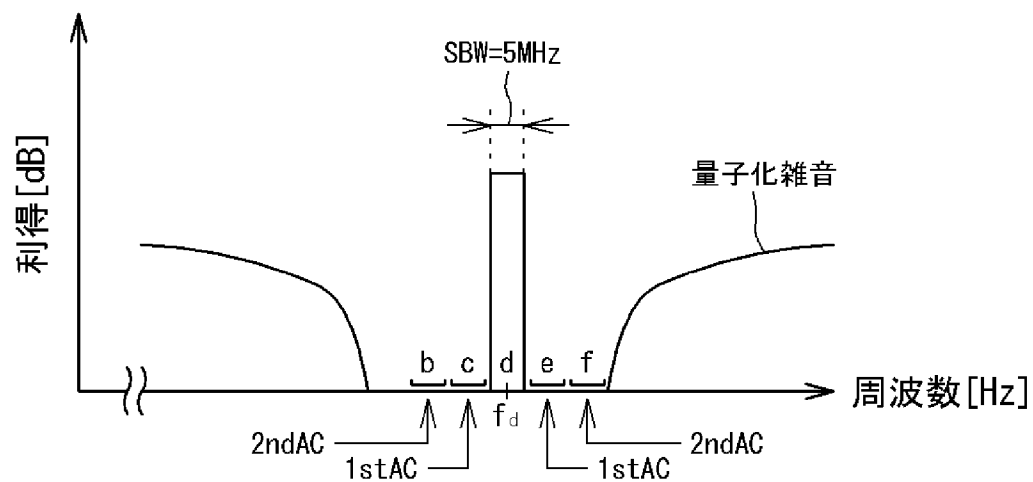
(a)



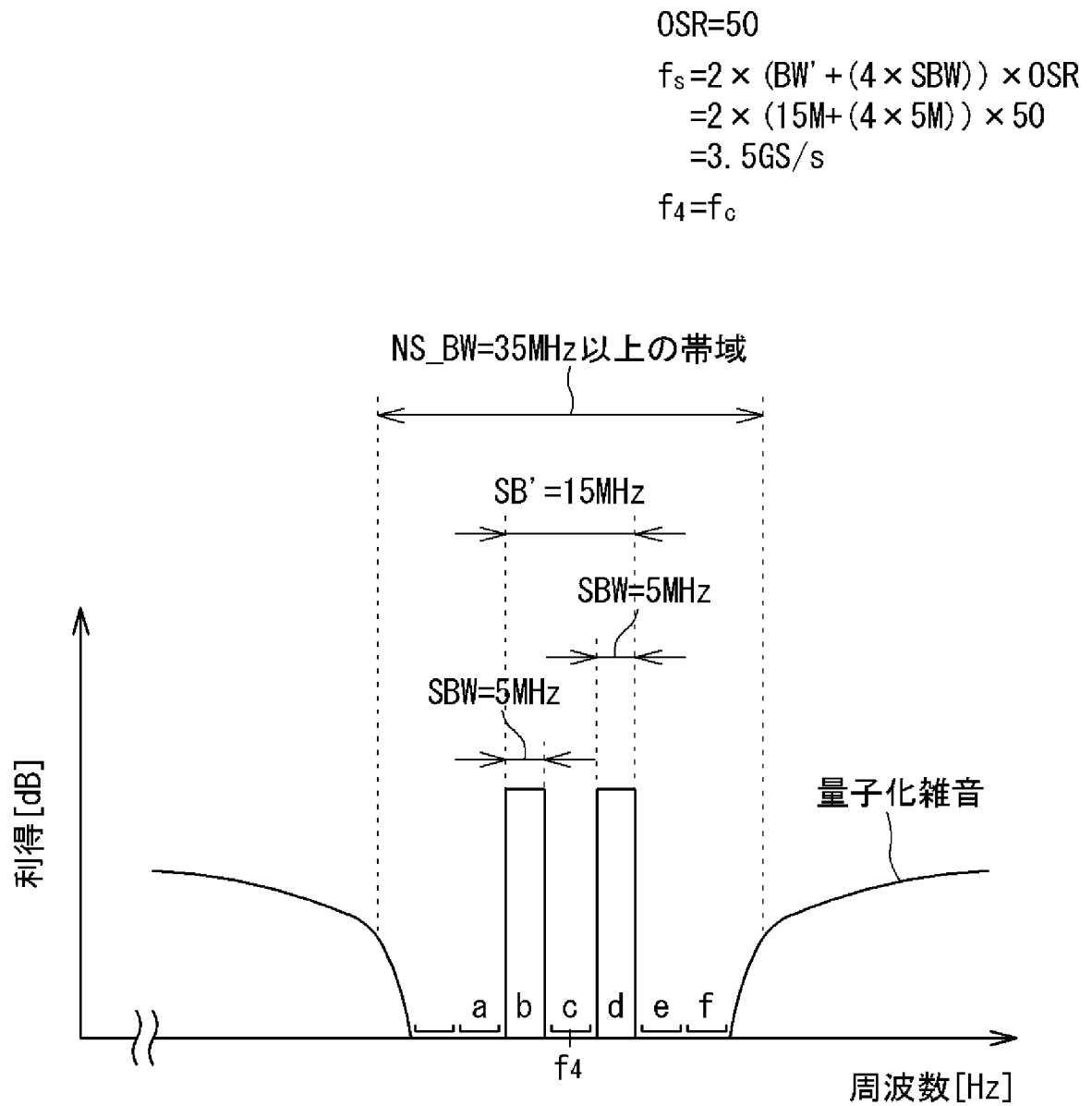
(b)



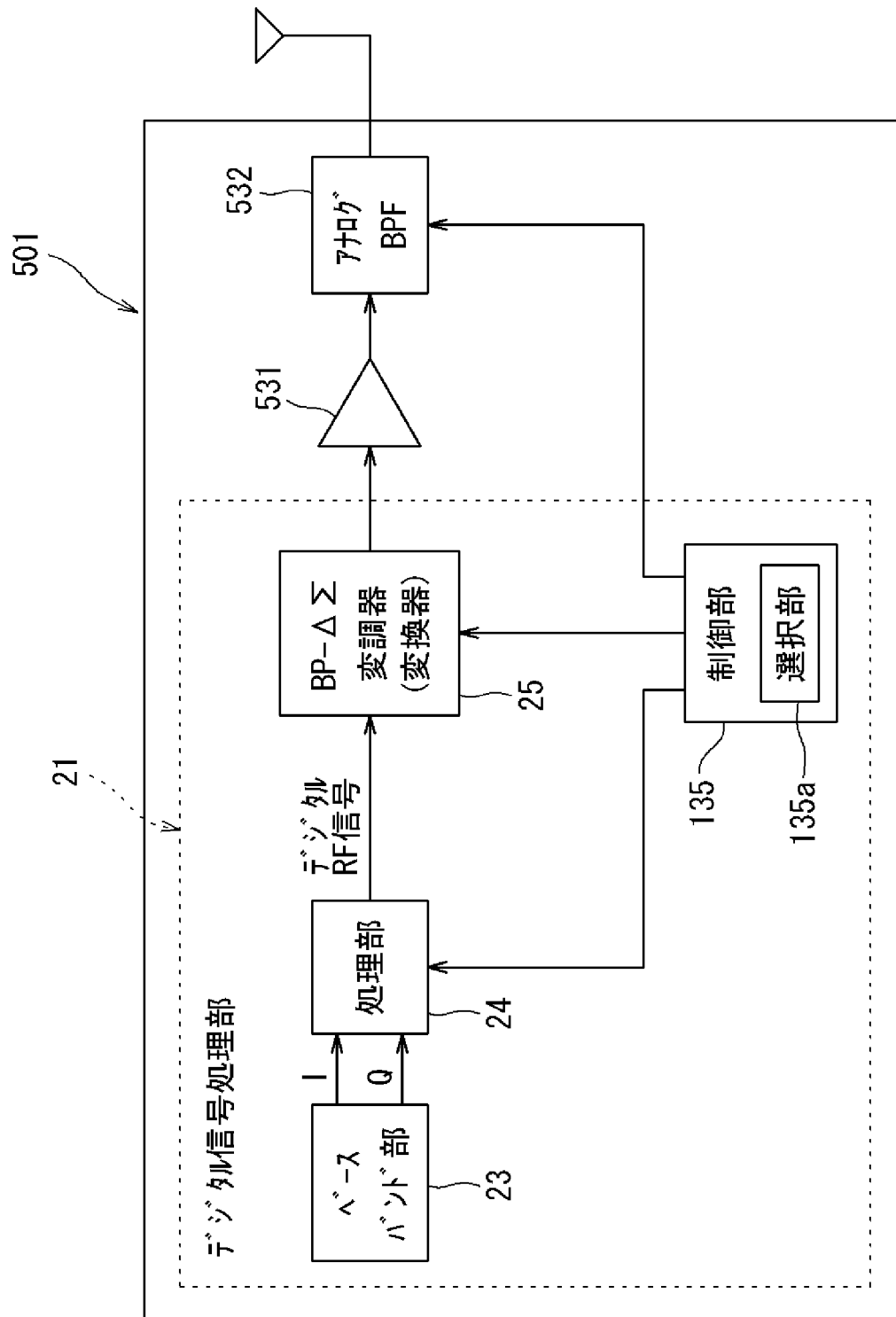
(c)



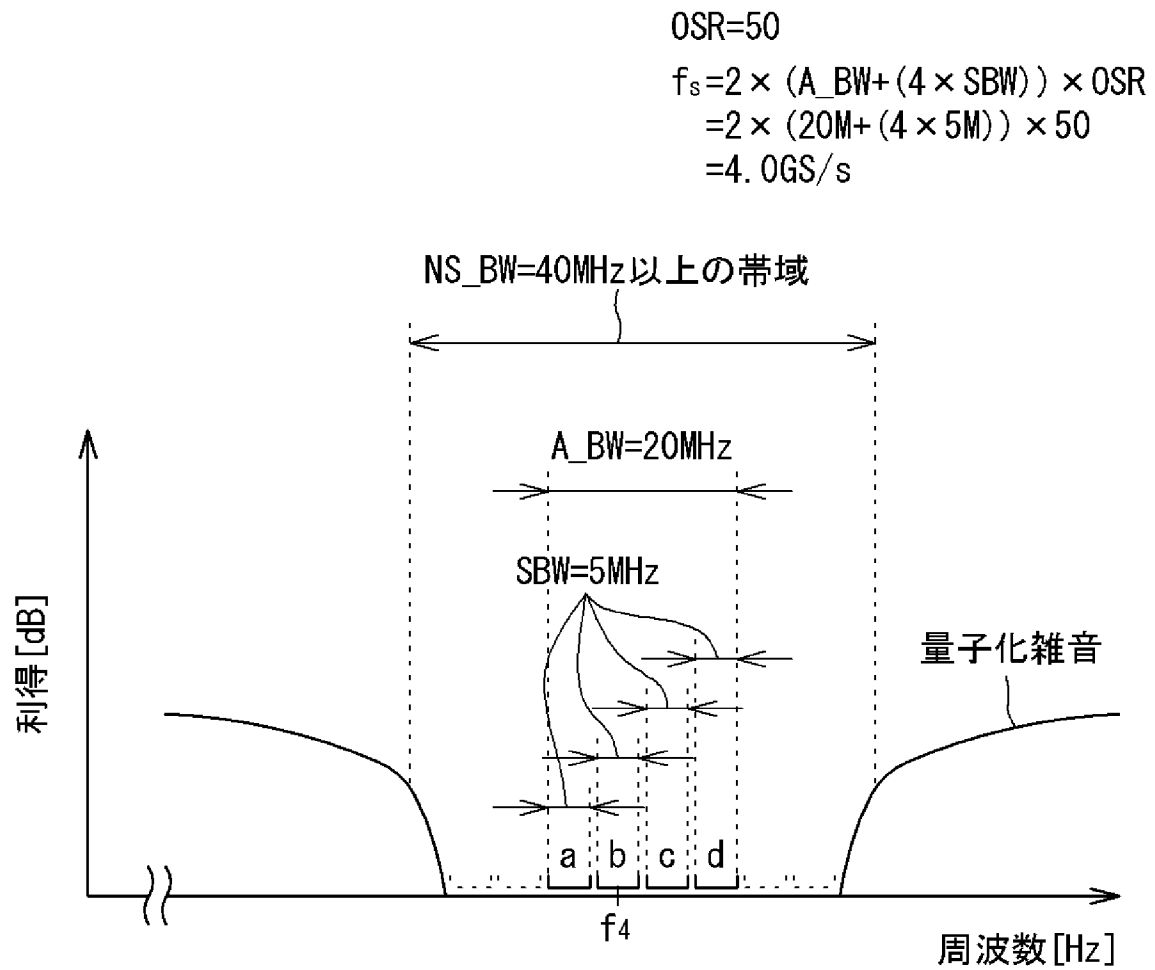
[図37]



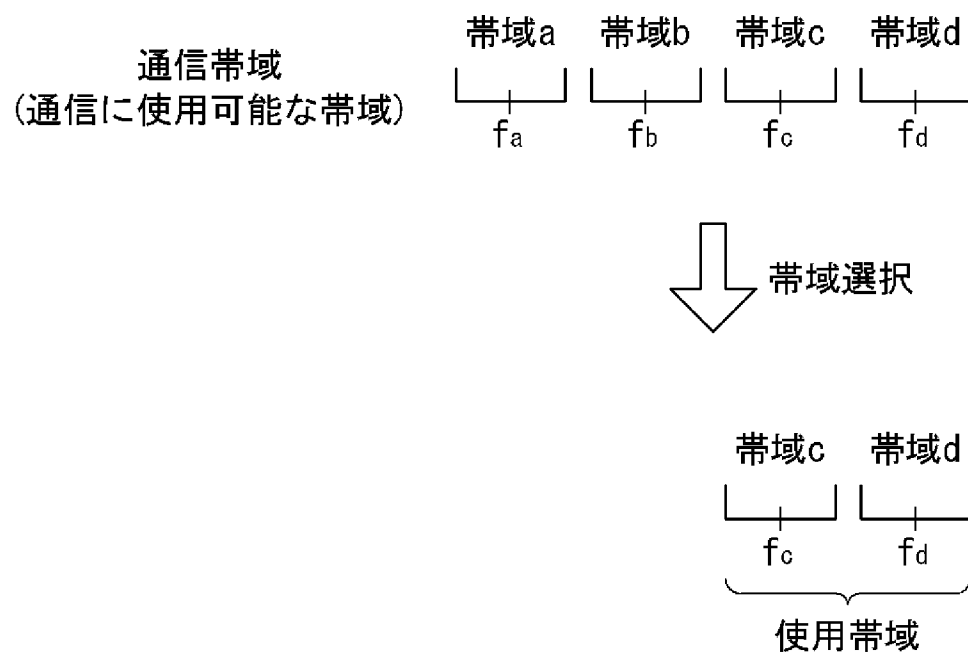
[図38]



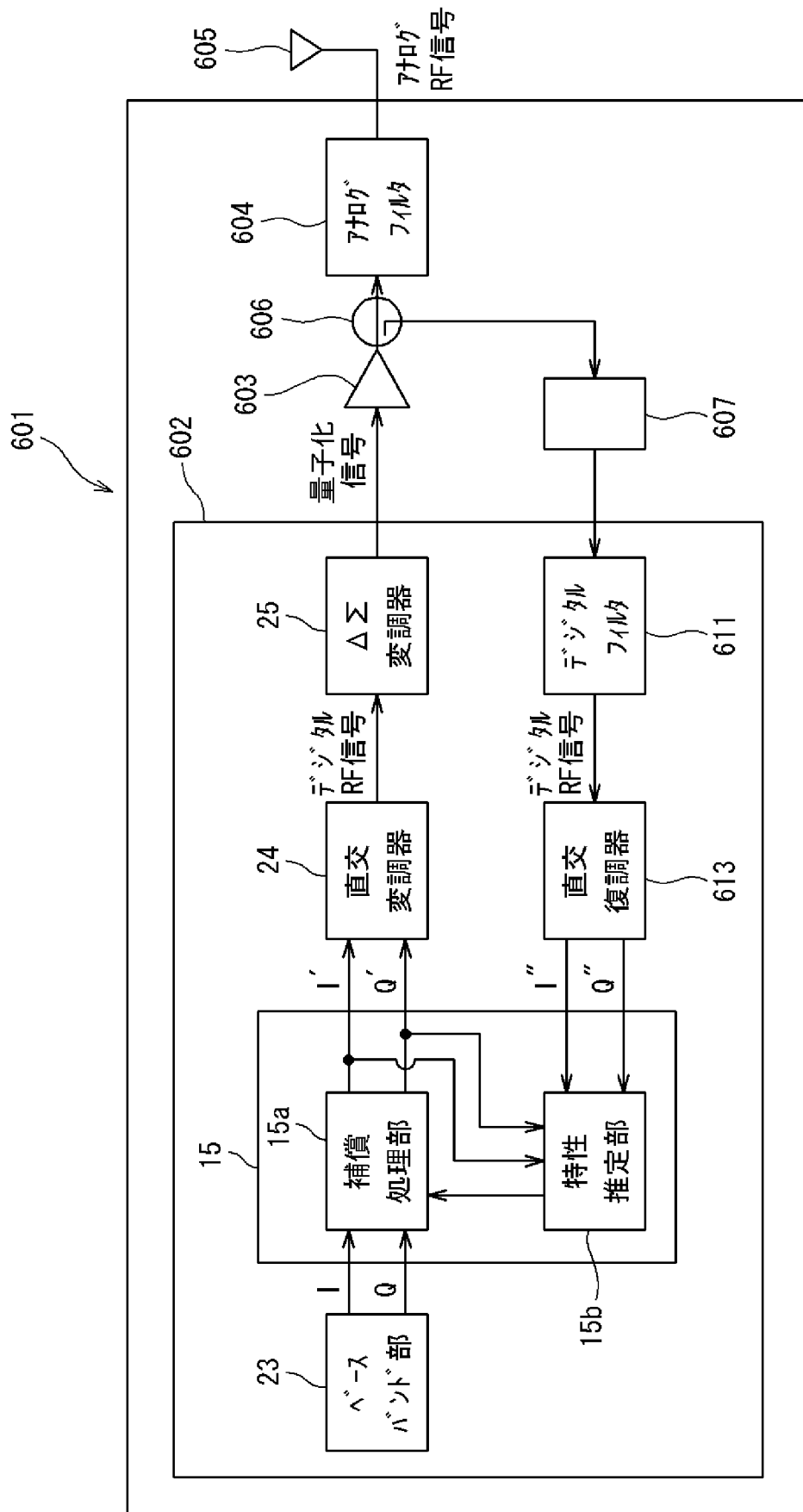
[図39]



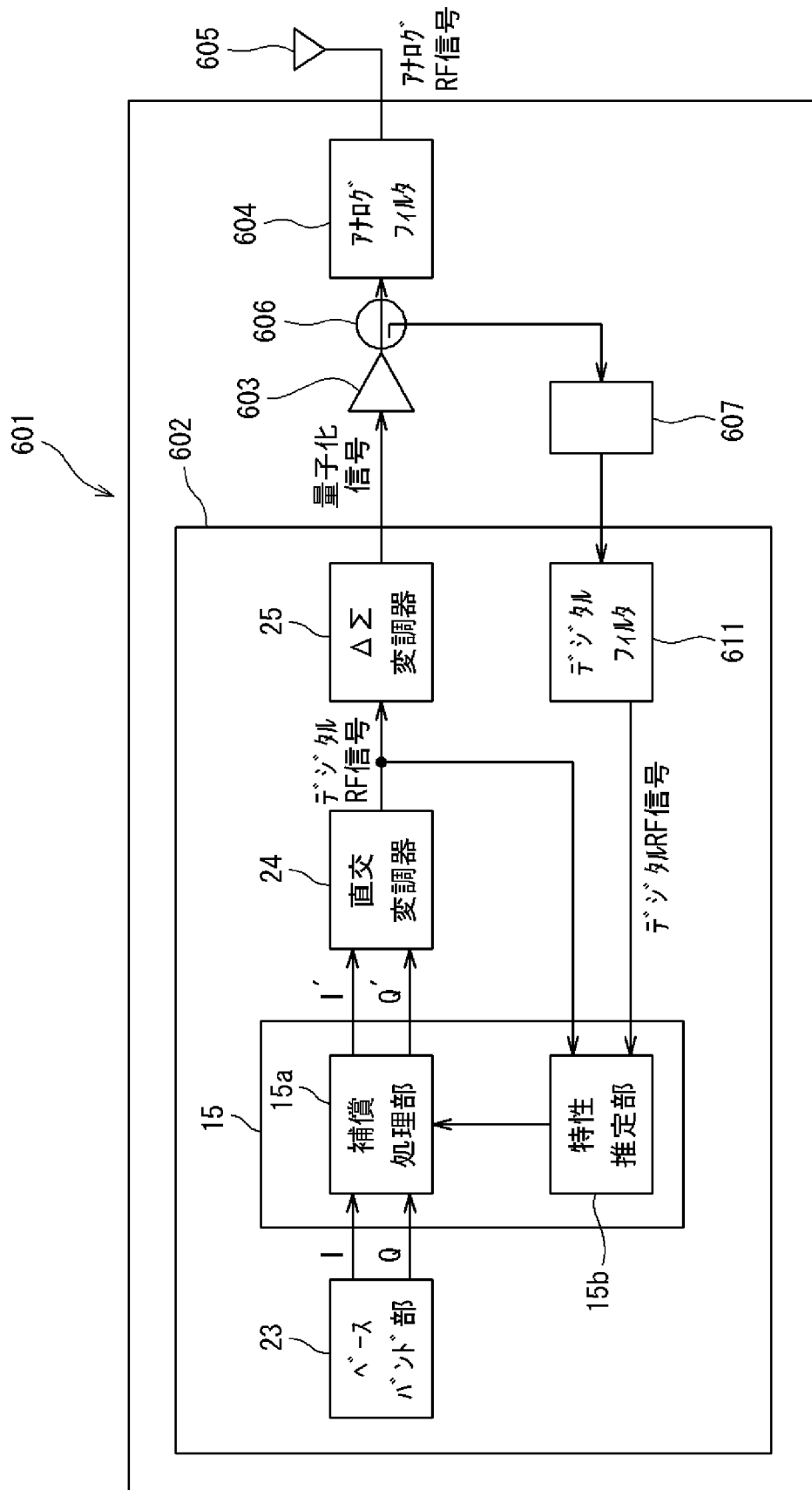
[図40]



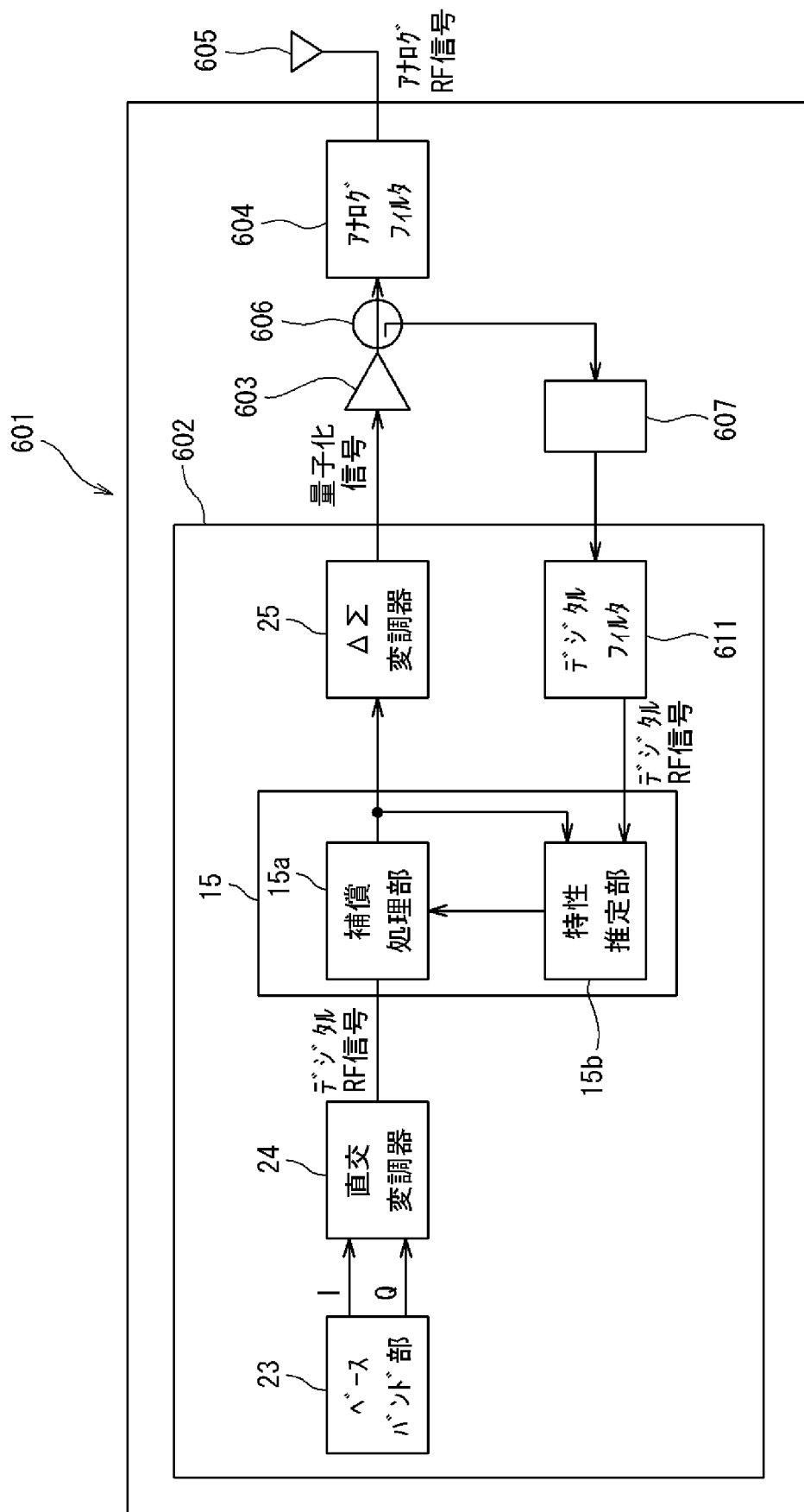
[図41]



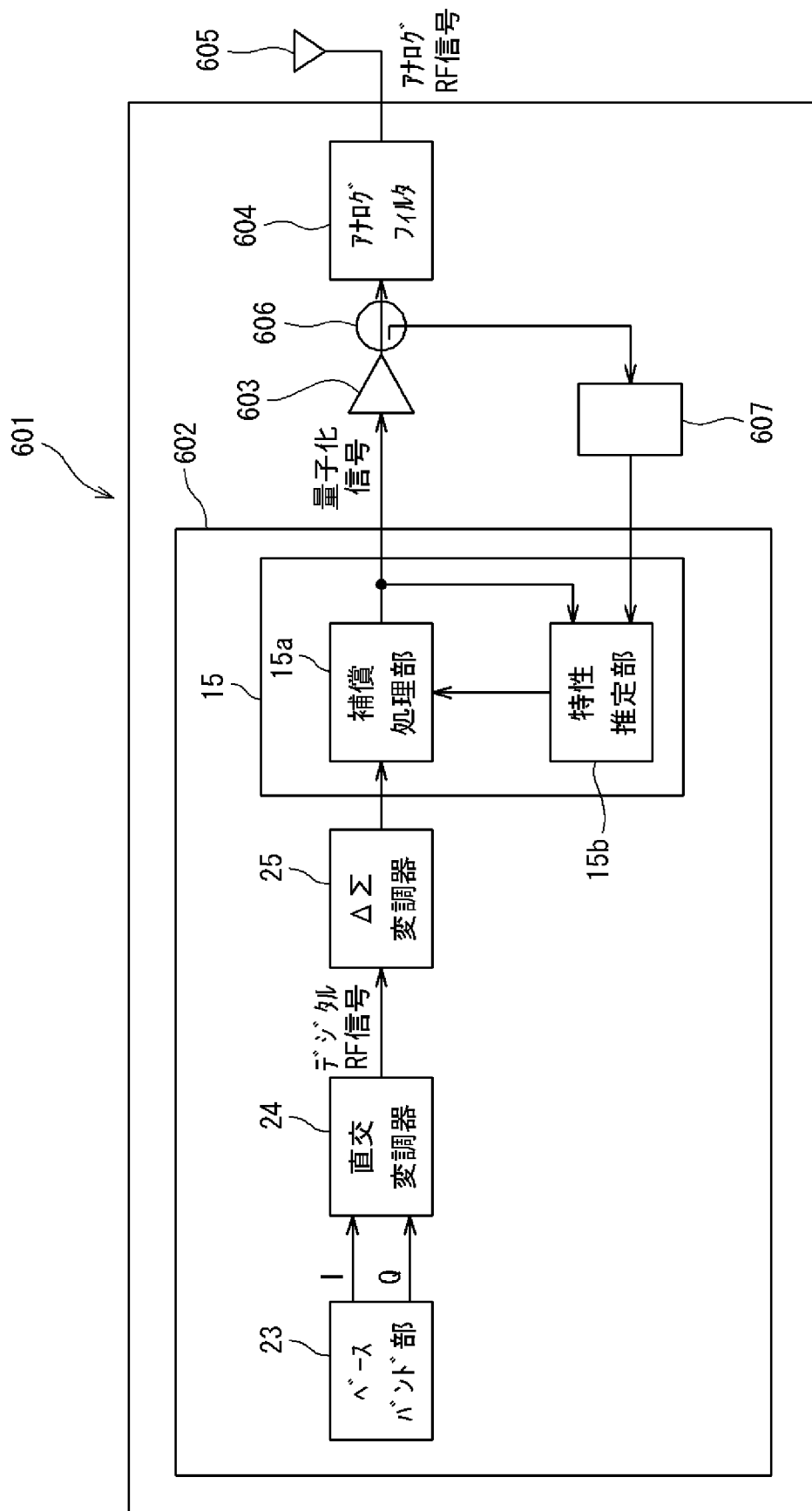
[図42]



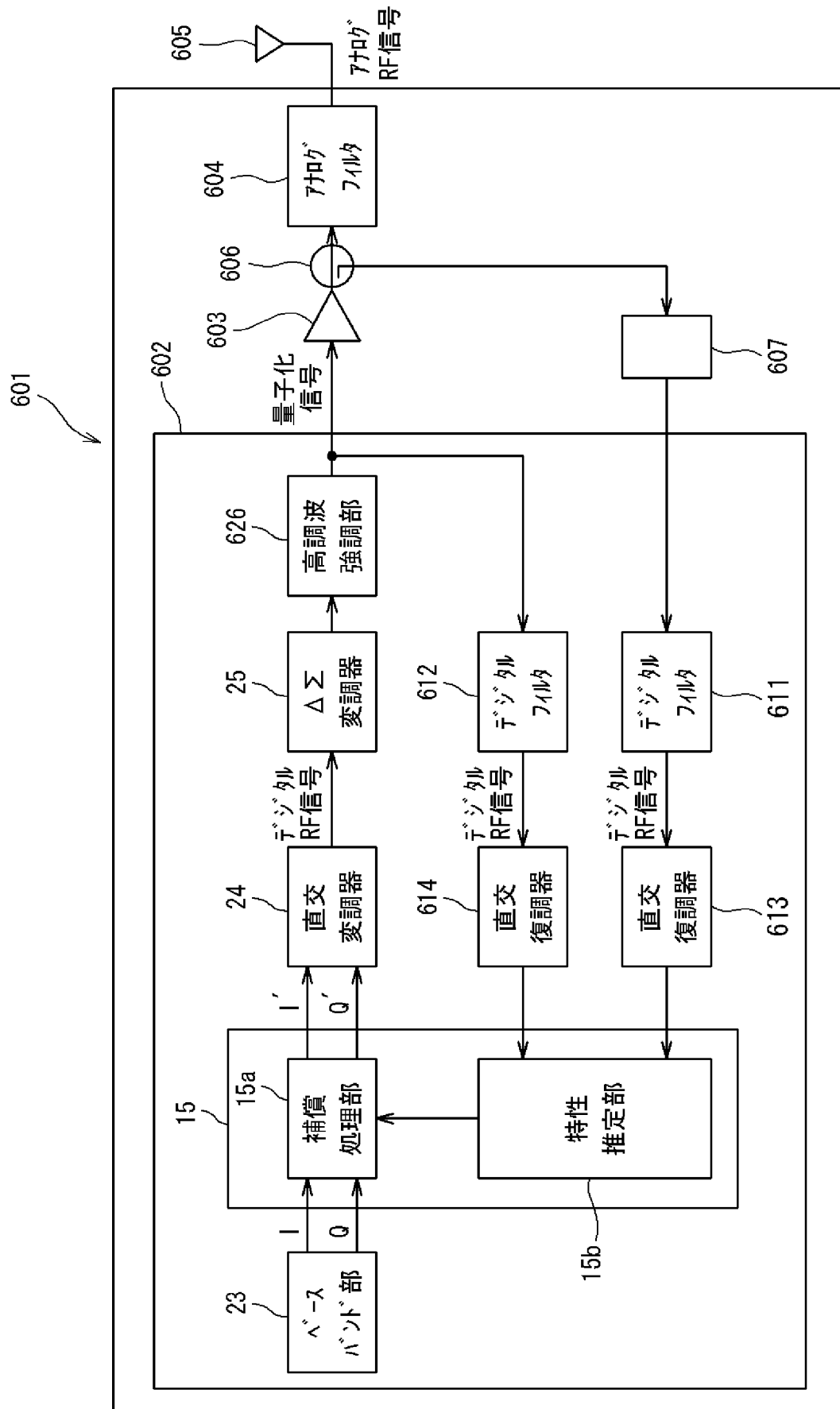
[図43]



[図44]



[図45]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/075759

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H03M3/02 (2006.01) i

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)

H03M3/02

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 1996-2012

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2012 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2012

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

IEEE Xplore, CiNii

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	Motoi YAMAGUCHI, Noboru SAKIMURA, Michio YOTSUYANAGI, "The transfer function design of bandpass Delta-Sigma modulators", 2000 Nen The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Sogo Taikai Koen Ronbunshu, Electronics 2, 07 March 2000 (07.03.2000), page 137, C-12-42	1, 7 2-6
Y A	Takao WAHO, Akira YASUDA, "Understanding Delta-Sigma Data Converters", 15 August 2007 (15.08.2007), pages 11, 12, 114 to 135	1, 7 2-6
X Y	JP 2004-48703 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 12 February 2004 (12.02.2004), paragraphs [0002], [0028], [0063]; fig. 8, 19 & US 2004/0036530 A1 & CN 1462113 A	8-15, 24-51, 60, 61 16-23, 52-59



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

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

14 December, 2012 (14.12.12)

Date of mailing of the international search report

25 December, 2012 (25.12.12)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/075759

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	Martin Schmidt, Stefan Heck, Ingo Dettmann, Dirk Wiegner, Wolfgang Templ, Continuous-Time	8-15, 24-51, 60, 61
Y	Bandpass Delta-Sigma Modulator for a Signal Frequency of 2.2GHz, German Microwave Conference, 2009, 2009.03, pp.1-4	16-23, 52-59
Y	JP 2010-187298 A (Mitsubishi Electric Corp.), 26 August 2010 (26.08.2010), paragraphs [0009], [0011] to [0029]; fig. 1 to 6 (Family: none)	16-23, 52-59
X A	WO 2003/030373 A1 (Sony Corp.), 10 April 2003 (10.04.2003), page 15, line 23 to page 18, line 27; fig. 12, 13 & US 2004/0046680 A1 & EP 1435695 A1 & CN 1476672 A	62, 63, 66-69 64, 65
X A	JP 7-214259 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 15 August 1997 (15.08.1997), paragraphs [0016] to [0029]; fig. 1 to 5 & US 5505348 A & EP 664174 A1 & DE 69503931 C & DE 69503931 D & AU 1009495 A & CA 2139372 A & AU 672150 B	62, 63, 66-69 64, 65
A	JP 2005-20698 A (Northrop Grumman Corp.), 20 January 2005 (20.01.2005), paragraph [0012]; fig. 1 & US 2004/0263365 A1 & EP 1492239 A1 & DE 60334086 D	8-69
A	WO 2006/103921 A1 (Pioneer Corp.), 05 October 2006 (05.10.2006), entire text; all drawings & JP 4516116 B & EP 1863185 A1	16-23, 29, 30
A	Tsai-Pi Hung, Jeremy Rode, Lawrence E. Larson, Peter M. Asbeck, Design of H-Bridge Class-D Power Amplifiers for Digital Pulse Modulation Transmitters, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, 2007.12, VOL.55, NO.12, pp.2845-2854	8-69
A	JP 2005-311472 A (Mitsubishi Electric Corp.), 04 November 2005 (04.11.2005), entire text; all drawings (Family: none)	62-69

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/075759

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 2004-88431 A (Mitsubishi Electric Corp.), 18 March 2004 (18.03.2004), entire text; all drawings (Family: none)	62-69
P, A	JP 2012-60568 A (Panasonic Corp.), 22 March 2012 (22.03.2012), entire text; all drawings & WO 2012/035713 A	8-69

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/075759

Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 2 of first sheet)

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. ☐ Claims Nos.:
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:

2. ☐ Claims Nos.:
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:

3. ☐ Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

The inventions in the respective claims have a common technical feature of "performing (band-pass type) $\Delta\Sigma$ modulation".

However, the above-said technical feature cannot be considered to be a special technical feature, since the technical feature does not make a contribution over the prior art in the light of the contents disclosed in JP 2005-20698 A (document 8).

Further, there is no other same or corresponding special technical feature between these inventions.

(Continued to extra sheet)

1. ☒ As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. ☐ As all searchable claims could be searched without effort justifying additional fees, this Authority did not invite payment of additional fees.
3. ☐ As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:

4. ☐ No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

Remark on Protest

- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest and, where applicable, the payment of a protest fee.
- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest but the applicable protest fee was not paid within the time limit specified in the invitation.
- ☒ No protest accompanied the payment of additional search fees.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/075759

Continuation of Box No.III of continuation of first sheet (2)

Accordingly, the following three inventions (invention groups) are involved in claims.

(Invention 1) Claims 1 to 7: A band-pass type $\Delta\Sigma$ modulator for replacing z in a z -area model of a low-pass type $\Delta\Sigma$ modulator, or a designing method therefor.

(Invention 2) Claims 8 to 61: A device or a method for transmitting and/or receiving a (band-pass type) $\Delta\Sigma$ modulation signal.

(Invention 3) Claims 62 to 69: A device for performing $\Delta\Sigma$ modulation to a signal to be amplified so as to output a quantized signal, and amplifying the quantized signal.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H03M3/02(2006.01)i

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 (I P C))

Int.Cl. H03M3/02

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	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 2 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 2 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 2 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)

IEEE Xplore
CiNii

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 請求項の番号
Y A	山口 基, 崎村 昇, 四柳 道夫, バンドパス $\Delta \Sigma$ 変調器の伝達関数設計, 2 0 0 0 年電子情報通信学会総合大会講演論文集 エレクトロニクス 2, 2000.03.07, p.137, C-12-42	1, 7 2-6
Y A	和保 孝夫, 安田 彰, $\Delta \Sigma$ 型アナログ/デジタル変換器入門, 2007.08.15, pp.11, 12, 114-135	1, 7 2-6
X	JP 2004-48703 A (松下電器産業株式会社) 2004.02.12, 段落【0 0 0 2】, 【0 0 2 8】, 【0 0 6 3】, 図 8, 図 1 9 & US 2004/0036530	8-15, 24-51, 60, 61

☒ 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

1 4 . 1 2 . 2 0 1 2

国際調査報告の発送日

2 5 . 1 2 . 2 0 1 2

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (I S A / J P)
郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5
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)

北村 智彦

5 K

9 2 9 7

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 5 6

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 請求項の番号
Y	A1 & CN 1462113 A	16-23, 52-59
X	Martin Schmidt, Stefan Heck, Ingo Dettmann, Dirk Wiegner, Wolfgang Templ, Continuous-Time Bandpass Delta-Sigma Modulator for a	8-15, 24-51, 60, 61
Y	Signal Frequency of 2.2GHz, German Microwave Conference, 2009, 2009.03, pp. 1-4	16-23, 52-59
Y	JP 2010-187298 A (三菱電機株式会社) 2010.08.26, 段落【0009】, 段落【0011】～【0029】, 図1-6 (ファミリーなし)	16-23, 52-59
X A	WO 2003/030373 A1 (ソニー株式会社) 2003.04.10, 第15頁第23行～第18頁第27行, 図12, 13 & US 2004/0046680 A1 & EP 1435695 A1 & CN 1476672 A	62, 63, 66-69 64, 65
X A	JP 7-214259 A (松下電器産業株式会社) 1997.08.15, 段落【0016】～【0029】, 図1-5 & US 5505348 A & EP 664174 A1 & DE 69503931 C & DE 69503931 D & AU 1009495 A & CA 2139372 A & AU 672150 B	62, 63, 66-69 64, 65
A	JP 2005-20698 A (ノースロップ・グラマン・コーポレーション) 2005.01.20, 段落【0012】, 図1 & US 2004/0263365 A1 & EP 1492239 A1 & DE 60334086 D	8-69
A	WO 2006/103921 A1 (パイオニア株式会社) 2006.10.05, 全文, 全図 & JP 4516116 B & EP 1863185 A1	16-23, 29, 30
A	Tsai-Pi Hung, Jeremy Rode, Lawrence E. Larson, Peter M. Asbeck, Design of H-Bridge Class-D Power Amplifiers for Digital Pulse Modulation Transmitters, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, 2007.12, VOL. 55, NO. 12, pp. 2845-2854	8-69
A	JP 2005-311472 A (三菱電機株式会社) 2005.11.04, 全文, 全図 (ファミリーなし)	62-69
A	JP 2004-88431 A (三菱電機株式会社) 2004.03.18, 全文, 全図 (ファミリーなし)	62-69
P, A	JP 2012-60568 A (パナソニック株式会社) 2012.03.22, 全文, 全図 & WO 2012/035713 A	8-69

第II欄 請求の範囲の一部の調査ができないときの意見（第1ページの2の続き）

法第8条第3項（PCT17条(2)(a)）の規定により、この国際調査報告は次の理由により請求の範囲の一部について作成しなかった。

1. ☐ 請求項 _____ は、この国際調査機関が調査をすることを要しない対象に係るものである。
つまり、
2. ☐ 請求項 _____ は、有意義な国際調査をすることができる程度まで所定の要件を満たしていない国際出願の部分に係るものである。つまり、
3. ☐ 請求項 _____ は、従属請求の範囲であってPCT規則6.4(a)の第2文及び第3文の規定に従って記載されていない。

第III欄 発明の単一性が欠如しているときの意見（第1ページの3の続き）

次に述べるようにこの国際出願に二以上の発明があるところの国際調査機関は認めた。

各請求項に係る発明は、「(バンドパス型) $\Delta\Sigma$ 変調を行う」という共通の技術的特徴を有している。しかしながら、当該技術的特徴は、JP 2005-20698 A（文献8）の開示内容に照らして、先行技術に対する貢献をもたらすものではないから、当該技術的特徴は、特別な技術的特徴であるとはいえない。また、これらの発明の間には、ほかに同一の又は対応する特別な技術的特徴は存在しない。そして、請求の範囲には、以下に示す3の発明(群)が含まれる。

（発明1）請求項1－7：ローパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器の z 領域モデルにおける z を置き換えるバンドパス型 $\Delta\Sigma$ 変調器、あるいはその設計方法。（発明2）請求項8－61：(バンドパス型) $\Delta\Sigma$ 変調信号を送信及び／又は受信する装置あるいは方法。（発明3）請求項62－69：増幅されるべき信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調を行って量子化信号を出力し、該量子化信号を増幅する装置。

1. ☒ 出願人が必要な追加調査手数料をすべて期間内に納付したので、この国際調査報告は、すべての調査可能な請求項について作成した。
2. ☐ 追加調査手数料を要求するまでもなく、すべての調査可能な請求項について調査することができたので、追加調査手数料の納付を求めなかった。
3. ☐ 出願人が必要な追加調査手数料を一部のみしか期間内に納付しなかったため、この国際調査報告は、手数料の納付のあった次の請求項のみについて作成した。
4. ☐ 出願人が必要な追加調査手数料を期間内に納付しなかったため、この国際調査報告は、請求の範囲の最初に記載されている発明に係る次の請求項について作成した。

追加調査手数料の異議の申立てに関する注意

- ☐ 追加調査手数料及び、該当する場合には、異議申立手数料の納付と共に、出願人から異議申立てがあった。
- ☐ 追加調査手数料の納付と共に出願人から異議申立てがあったが、異議申立手数料が納付命令書に示した期間内に支払われなかった。
- ☒ 追加調査手数料の納付はあったが、異議申立てはなかった。