

(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
2020年1月2日(02.01.2020)



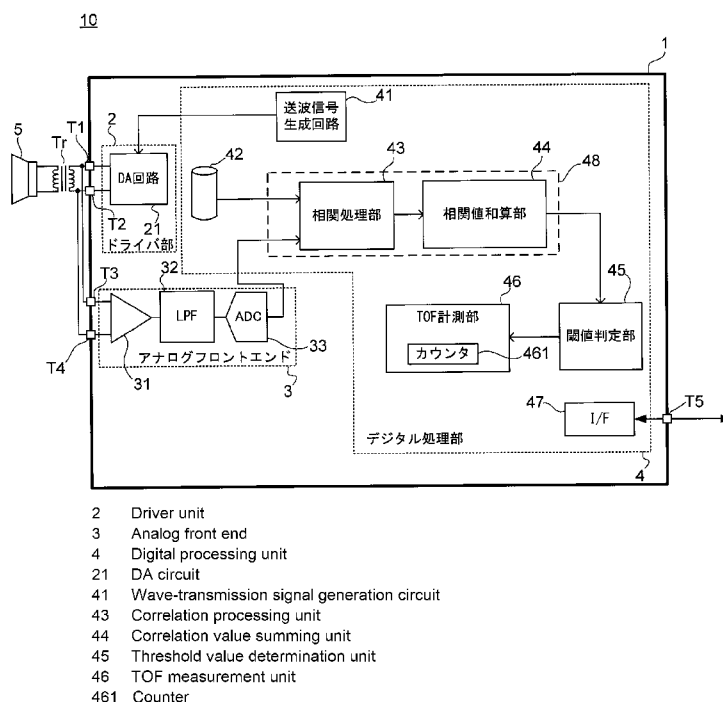
(10) 国際公開番号

WO 2020/004609 A1

- (51) 国際特許分類:
G01S 15/32 (2006.01) G01S 7/537 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2019/025772
- (22) 国際出願日: 2019年6月28日(28.06.2019)
- (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 2018-122819 2018年6月28日(28.06.2018) JP
特願 2018-127653 2018年7月4日(04.07.2018) JP
特願 2018-215328 2018年11月16日(16.11.2018) JP
特願 2019-001770 2019年1月9日(09.01.2019) JP
- (71) 出願人: ローム株式会社 (ROHM CO., LTD.)
[JP/JP]; 〒6158585 京都府京都市右京区西院溝崎町2番地 Kyoto (JP).
- (72) 発明者: ▲高 ▼村 尚吾 (TAKAMURA Shogo);
〒6158585 京都府京都市右京区西院溝崎町2番地 ローム株式会社内 Kyoto (JP).
丹羽 功 (NIWA Isao); 〒6158585 京都府京都市右京区西院溝崎町2番地 ローム株式会社内 Kyoto (JP).
- (74) 代理人: 特許業務法人 佐野特許事務所 (SANO PATENT OFFICE); 〒5400032 大阪府大阪市中央区天満橋京町2-6 天満橋八千代ビル別館5F Osaka (JP).

(54) Title: ACOUSTIC WAVE PROCESSING DEVICE AND ULTRASONIC SYSTEM

(54) 発明の名称: 音波処理装置、および超音波システム



(57) Abstract: This acoustic wave processing device has: a wave-transmission signal generation unit that generates a wave-transmission signal for transmitting an acoustic wave; a wave-reception signal output unit that outputs a wave-reception signal based on the received acoustic wave; a correlation convolution integration unit that performs correlation convolution integration on the basis of the wave-reception signal and reference data; and a threshold value determination unit that compares the result of the correlation convolution integration with a threshold value, wherein the wave-transmis-

(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, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, 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, SA, 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, ST, 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, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

一 国際調査報告(条約第21条(3))

sion signal is formed by time-sequentially arraying a plurality of unit blocks, frequency modulation can be set for each of the unit blocks, the correlation convolution integration unit performs the correlation convolution integration in accordance with each of the unit blocks, and the threshold value determination unit makes a comparison with the threshold value for each result of the correlation convolution integration.

(57) 要約: 音波の送波のための送波信号を生成する送波信号生成部と、音波の受波に基づく受波信号を出力する受波信号出力部と、前記受波信号と参照データに基づいて相関畳み込み積分処理を行う相関畳み込み積分処理部と、相関畳み込み積分処理結果を閾値と比較する閾値判定部と、を有し、前記送波信号は、複数の単位ブロックが時系列に並べられて構成され、前記単位ブロックごとに周波数変調設定が可能であり、前記相関畳み込み積分処理部は、前記単位ブロックごとに対応して相関畳み込み積分処理を行い、前記閾値判定部は、前記相関畳み込み積分処理結果ごとに閾値との比較を行う、音波処理装置。

明 細 書

発明の名称：音波処理装置、および超音波システム

技術分野

[0001] 本発明は、音波処理装置、および超音波システムに関する。

背景技術

[0002] 従来から、音波を発生させて障害物からの反射波が返ってくるまでの時間 T O F (Time Of Flight) を計測することにより障害物までの距離を測定する超音波システムが知られている。従来、このような超音波システムは車両に搭載されることが多く、一例として車載用クリアランスソナーが知られている。

[0003] このような従来の超音波システムの一例として、受波すると予想される波形データ（参照データ）を用意し、当該参照データと実際に受波した受信信号とに基づく相関畳み込み積分処理を行って反射波を強調する方式がある。このような方式は、パルス圧縮方式とも呼ばれ、S/N比を向上できる。なお、パルス圧縮方式については、例えば特許文献1に記載されている。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開2005-152450号公報（段落0011等）

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] しかしながら、上記従来の超音波システムでは、送波させる超音波の周波数および参照データの波形周波数は、周波数変調を行わない固定値としていた。従って、超音波に特徴が無く、他の超音波システムから送波される同様の周波数の超音波と、自己の超音波システムから送波して対象物で反射した反射波との区別が付きにくく、距離を誤検出する虞があった。

[0006] 特に、車載用クリアランスソナーは、昨今、搭載される車種および搭載される目的が増加しており、他のソナーから送波される超音波による干渉が問

題となっている。

[0007] 上記状況に鑑み、本発明は、他のシステムから送波される音波による干渉を回避することができる音波処理装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

- [0008] 本発明の第1態様に係る音波処理装置は、
音波の送波のための送波信号を生成する送波信号生成部と、
音波の受波に基づく受波信号を出力する受波信号出力部と、
前記受波信号と参照データに基づいて相関畳み込み積分処理を行う相関畳み込み積分処理部と、
相関畳み込み積分処理結果を閾値と比較する閾値判定部と、
を有し、
前記送波信号は、複数の単位ブロックが時系列に並べられて構成され、
前記単位ブロックごとに周波数変調設定が可能であり、
前記相関畳み込み積分処理部は、前記単位ブロックごとに対応して相関畳み込み積分処理を行い、
前記閾値判定部は、前記相関畳み込み積分処理結果ごとに閾値との比較を行う、構成としている（第1の構成）。
- [0009] また、上記第1の構成において、中心周波数を f_c として、 f_c と $f_c + \Delta f$ との間の前記単位ブロックの始点から終点にかけての上昇・下降、 f_c と $f_c - \Delta f$ との間の前記単位ブロックの始点から終点にかけての上昇・下降、および f_c 、 $f_c + \Delta f$ 、 $f_c - \Delta f$ それぞれでの維持の各パターンのうち少なくともいずれかのパターンを前記単位ブロックごとに設定可能であり、全ての前記単位ブロックを通じて周波数は連続的に変化することとしてもよい（第2の構成）。
- [0010] また、上記第1または第2の構成において、前記単位ブロックにおける波数を切替え可能であることとしてもよい（第3の構成）。
- [0011] また、上記第1から第3のいずれかの構成において、前記相関畳み込み積分処理部は、

前記単位ブロックに対応した前記受波信号を格納するシフトレジスタと、前記シフトレジスタからの出力と前記参照データとの乗算を行って相関値を算出する乗算部と、を有する相関処理部と、

前記相関値の総和を前記シフトレジスタごとに算出する相関値和算部と、を有することとしてもよい（第4の構成）。

[0012] また、上記第1から第4のいずれかの構成において、前記受波信号出力部は、音波受信部から出力される電気信号に基づいてA/D変換を行うA/Dコンバータを少なくとも有することとしてもよい（第5の構成）。

[0013] また、上記第5の構成において、前記受波信号出力部から出力される第1所定ビット数の前記受波信号を、前記第1所定ビット数よりも小さい第2所定ビット数での表現値の最大値以下且つ最小値以上に制限し、制限後のクリッピングデータを出力するクリッピング部をさらに有し、

前記相関量み込み積分処理部は、前記クリッピングデータと前記参照データに基づいて相関量み込み積分処理を行うこととしてもよい（第6の構成）。

[0014] また、上記第6の構成において、前記第2所定ビット数は、1ビットであることとしてもよい（第7の構成）。

[0015] また、上記第5の構成において、前記受波信号出力部から出力される所定ビット数の前記受波信号において符号ビットを除いたデータが、所定値以上の場合、前記符号ビットに応じてクリッピングデータを所定の正值または所定の負値とし、前記所定値未満の場合、前記クリッピングデータを0とするクリッピング部をさらに有し、

前記相関量み込み積分処理部は、前記クリッピングデータと前記参照データに基づいて相関量み込み積分処理を行うこととしてもよい（第8の構成）。

[0016] また、上記第8の構成において、前記クリッピング部は、前記符号ビットを除いたデータにおいて、最下位ビットから所定ビット目以上に1が存在する場合、前記符号ビットに応じてクリッピングデータを所定の正值または所

定の負値とし、最下位ビットから所定ビット目以上に 1 が存在しない場合、前記クリッピングデータを 0 とすることとしてもよい（第 9 の構成）。

[0017] また、上記第 7 から第 9 のいずれかの構成において、前記相関畳み込み積分処理部は、複数の区間ごとの前記クリッピングデータに基づいて相関畳み込み積分処理を行って直列に接続される個別区間処理部を有することとしてもよい（第 10 の構成）。

[0018] また、上記第 10 の構成において、前記相関畳み込み積分処理部は、前記複数の区間の総和である全区間の前記クリッピングデータに基づいて相関畳み込み積分処理を行う全区間処理部をさらに有することとしてもよい（第 11 の構成）。

[0019] また、上記第 11 の構成において、前記閾値判定部は、
前記個別区間処理部ごとから出力される相関畳み込み積分値に基づいて個別の閾値との比較処理を行う個別閾値比較部と、
前記全区間処理部から出力される相関畳み込み積分値に基づいて所定の閾値との比較処理を行う全区間閾値比較部と、
前記個別閾値比較部の出力と前記全区間閾値比較部の出力の論理積をとる AND 部と、を有することとしてもよい（第 12 の構成）。

[0020] また、上記第 12 の構成において、前記個別区間処理部ごとに用いられる前記参照データの波数は等しいこととしてもよい（第 13 の構成）。

[0021] また、上記第 12 または第 13 の構成において、カウンタを有する TOF (Time of Flight) 計測部をさらに有し、前記 AND 部からの出力に応じて前記 TOF 計測部は、前記カウンタによるカウント値を保持することとしてもよい（第 14 の構成）。

[0022] また、上記第 6 から第 14 のいずれかの構成において、前記受波信号出力部は、前記 A/D コンバータの出力に対して正負の符号を付加するようレベルをシフトして前記受波信号とする符号付加部を有することとしてもよい（第 15 の構成）。

[0023] また、移動体に搭載可能な上記第 1 から第 15 のいずれかの構成とした音

波処理装置であって、前記移動体の異なる想定移動速度に応じた周波数の波形を有する複数の前記参照データを保持するデータ保持部をさらに有することとしてもよい（第１６の構成）。

[0024] また、上記第１６の構成において、前記相関畳み込み積分処理部によって複数の前記参照データごとに算出された相関畳み込み積分値のうち最大値を選択する選択部をさらに有することとしてもよい（第１７の構成）。

[0025] また、上記第１６または第１７の構成において、複数の前記参照データは、送波される周波数変調された音波の周波数に対して前記移動体の異なる想定移動速度に応じて周波数を調整された波形を有することとしてもよい（第１８の構成）。

[0026] また、上記第１６から第１８のいずれかの構成において、カウンタを有するＴＯＦ（Time of Flight）計測部をさらに有し、前記閾値は、前記カウンタによるカウント値が増加するほど、減少する可変設定が行われることとしてもよい（第１９の構成）。

[0027] また、上記第１から第１９のいずれかの構成において、カウンタを有するＴＯＦ（Time of Flight）計測部をさらに有し、前記閾値判定部によって全ての前記相関畳み込み積分処理結果が前記閾値を上回ったことが判定されると、前記ＴＯＦ計測部は、そのときの前記カウンタによるカウント値を保持することとしてもよい（第２０の構成）。

[0028] また、上記第２０の構成において、外部との通信を行うインタフェースをさらに有し、前記インタフェースが外部から送波命令を受けると、前記送波信号生成部が前記送波信号の出力を開始するとともに、前記カウンタがカウントを開始することとしてもよい（第２１の構成）。

[0029] また、上記第２１の構成において、前記送波信号生成部と外部の超音波送受信装置との接続を可能とする第１外部端子と、前記超音波送受信装置と前記受波信号出力部との接続を可能とする第２外部端子と、を有することとしてもよい（第２２の構成）。

[0030] また、上記第２２の構成とした音波処理装置と、前記超音波送受信装置と

、を有する超音波システムとしてもよい（第２３の構成）。

[0031] また、上記第１から第２２のいずれかの構成において、前記相関畳み込み積分処理部は、前記単位ブロックごとに対応して相関畳み込み積分処理を行うことに加えて、全ての前記単位ブロックからなる１つのブロックに対応して相関畳み込み積分処理を行い、

前記閾値判定部は、前記単位ブロックごとに対応した前記相関畳み込み積分処理結果ごとに閾値との比較を行うことに加えて、前記１つのブロックに対応した相関畳み込み積分処理結果と閾値との比較を行い、前記比較の結果の論理積をとることとしてもよい（第２４の構成）。

[0032] また、上記第１から第２２のいずれか、または上記第２４の構成において、複数ビットの乱数を発生させる擬似乱数発生回路を含む乱数発生回路と、参照データ設定部と、をさらに有し、

前記乱数発生回路は、前記乱数のビット位置が前記単位ブロックに対応する乱数データを取得し、

前記送波信号生成部は、前記乱数データのビット位置ごとのビットデータに対応した周波数変調パターンにて変調した前記送波信号を生成し、

前記参照データ設定部は、前記乱数データに基づいて決定された周波数変調パターンにて変調した前記参照データを設定することとしてもよい（第２５の構成）。

[0033] また、上記第２５の構成において、前記乱数発生回路は、前記擬似乱数発生回路を複数含み、前記擬似乱数発生回路ごとに生成された前記乱数からなる前記乱数データを取得することとしてもよい（第２６の構成）。

[0034] また、上記第２６の構成において、前記擬似乱数発生回路ごとに入力されるクロックは、互いに非同期であることとしてもよい（第２７の構成）。

[0035] また、上記第２６または第２７の構成において、前記擬似乱数発生回路に用いられる初期値を格納する不揮発性メモリをさらに有し、前記初期値は、前記擬似乱数発生回路間で互いに異なることとしてもよい（第２８の構成）。

- [0036] また、上記第25から第28のいずれかの構成において、前記擬似乱数発生回路に用いられる初期値を格納する不揮発性メモリをさらに有し、前記初期値は、当該音波処理装置の個体間で異なることとしてもよい（第29の構成）。
- [0037] また、上記第1から第22のいずれか、または上記第24から第29のいずれかの構成において、車両に搭載可能であることとしてもよい（第30の構成）。
- [0038] また、上記第30の構成とした音波処理装置を含んだ第1超音波システムと、その他の少なくとも一つの第2超音波システムと、を有して前記車両に搭載可能な超音波システムであり、前記第1超音波システムと前記第2超音波システムは、超音波の送波およびTOF（Time of Flight）計測を並行して行う超音波システムとしてもよい（第31の構成）。
- [0039] また、前記送波信号生成部と、前記相関畳み込み積分処理部と、前記相関畳み込み積分処理部の算出結果に基づいてTOF（Time of Flight）に対応したカウント値を保持するTOF計測部と、外部との通信を行うインタフェースと、を含むデジタル処理部をさらに有する上記第1から第21のいずれか、または上記第24から第30のいずれかの構成とした音波処理装置を複数有し、前記インタフェースは、制御装置とデージーチェーン接続される超音波システムとしてもよい（第32の構成）。
- [0040] また、本発明の第2態様に係る音波処理装置は、音波の送波のための送波信号を生成する送波信号生成部と、
音波の受波に基づく第1所定ビット数のデジタル受波信号を出力する受波信号出力部と、
前記デジタル受波信号を第1所定ビット数よりも小さい第2所定ビット数での表現値の最大値以下且つ最小値以上に制限し、制限後のクリッピングデータを出力するクリッピング部と、
前記クリッピングデータと参照データに基づいて相関畳み込み積分処理を行う相関畳み込み積分処理部と、

相関畳み込み積分処理結果に基づき閾値との比較処理を行う閾値判定部と、を有する構成としている（第３３の構成）。

[0041] また、本発明の第３態様に係る音波処理装置は、音波の送波のための送波信号を生成する送波信号生成部と、

音波の受波に基づく所定ビット数のデジタル受波信号を出力する受波信号出力部と、

前記デジタル受波信号において符号ビットを除いたデータが、所定値以上の場合、前記符号ビットに応じてクリッピングデータを所定の正值または所定の負値とし、前記所定値未満の場合、前記クリッピングデータを０とするクリッピング部と、

前記クリッピングデータと参照データに基づいて相関畳み込み積分処理を行う相関畳み込み積分処理部と、

相関畳み込み積分処理結果に基づき閾値との比較処理を行う閾値判定部と、

を有する構成としている（第３４の構成）。

[0042] また、上記第３４の構成において、前記クリッピング部は、前記符号ビットを除いたデータにおいて、最下位ビットから所定ビット目以上に１が存在する場合、前記符号ビットに応じてクリッピングデータを所定の正值または所定の負値とし、最下位ビットから所定ビット目以上に１が存在しない場合、前記クリッピングデータを０とすることとしてもよい（第３５の構成）。

[0043] また、本発明の第４態様に係る音波処理装置は、移動体に搭載可能な音波処理装置であって、

音波の受波に基づく受波信号を出力する受波信号出力部と、

前記移動体の異なる想定移動速度に応じた周波数の波形を有する複数の参照データを保持するデータ保持部と、

前記受波信号と前記参照データに基づいて相関畳み込み積分処理を行う相関畳み込み積分処理部と、を有する構成としている（第３６の構成）。

発明の効果

[0044] 本発明の音波処理装置によると、他のシステムから送波される音波による干渉を回避することができる。

図面の簡単な説明

[0045] [図1]超音波システムが搭載された車両と対象物とを模式的に示した図である。

[図2]相関処理の一例を説明するための図である。

[図3]相関処理の一例を説明するための図である。

[図4]シミュレーション上の超音波システムの構成を示すブロック図である。

[図5]シミュレーション上の相関処理部の回路構成を示す図である。

[図6]シミュレーションにおける送波信号の周波数変調例を示す図である。

[図7]シミュレーション結果の第1例に係る相関畳み込み積分結果を示すグラフである。

[図8]シミュレーション結果の第2例に係る相関畳み込み積分結果を示すグラフである。

[図9]本発明の一実施形態に係る音波処理装置を用いた超音波システムの構成を示す図である。

[図10]本発明の一実施形態に係る音波処理装置における動作例を示す図である。

[図11]図10に示す動作例に対応した相関処理部および相関値和算部における処理構成を示す図である。

[図12]本発明の一実施形態に係る音波処理装置における動作例を示す図である。

[図13]図12に示す動作例に対応した相関処理部および相関値和算部における処理構成を示す図である。

[図14]本発明の一変形例に係る音波処理装置を用いた超音波システムの構成を示す図である。

[図15]乱数発生回路の一構成例を示す図である。

[図16]周波数変調テーブルの一例を示す図である。

[図17]超音波システムの車両への適用例を示す図である。

[図18]超音波システムの車両への適用例を示す図である。

[図19]第1比較例に係る超音波システムに備えられる自波検出システムの構成を示す図である。

[図20]図19におけるLPFの出力の時間推移の一例を示す図である。

[図21]第2比較例に係る超音波システムに備えられる自波検出システムの構成を示す図である。

[図22]図21におけるLPFの出力の時間推移の一例を示す図である。

[図23]相関処理の一例を説明するための図である。

[図24]相関処理の一例を説明するための図である。

[図25]本発明の一実施形態に係る音波処理装置を用いた超音波システムの構成を示す図である。

[図26]本発明の一実施形態に係る音波処理装置に含まれる自波検出部の構成を示す図である。

[図27]全区間相関量み込み積分処理部の具体的な構成を示す図である。

[図28]第1区間相関量み込み積分処理部および第2区間相関量み込み積分処理部の具体的な構成を示す図である。

[図29]受波信号の実測を行うための送受信システムを示す図である。

[図30]比較例に係る第1シミュレーション結果を示すタイミングチャートである。

[図31]比較例に係る第2シミュレーション結果を示すタイミングチャートである。

[図32]本発明の実施形態に係る第1シミュレーション結果を示すタイミングチャートである。

[図33]本発明の実施形態に係る第2シミュレーション結果を示すタイミングチャートである。

[図34]本発明の実施形態に係る第3シミュレーション結果を示すタイミングチャートである。

[図35]本発明の実施形態に係る第4シミュレーション結果を示すタイミングチャートである。

[図36]本発明の実施形態に係る第5シミュレーション結果を示すタイミングチャートである。

[図37]本発明の実施形態に係る第6シミュレーション結果を示すタイミングチャートである。

[図38]対象物または路面での超音波の反射を示す模式図である。

[図39]受波包絡線の一例を示す図である。

[図40]第2実施形態による相関量み込み積分値の一例を示す図である。

[図41]第3実施形態による相関量み込み積分値の一例を示す図である。

[図42]第3実施形態に係るクリッピング処理の一例を示す図である。

[図43]第3実施形態に係る第1シミュレーション結果を示すタイミングチャートである。

[図44]第3実施形態に係る第2シミュレーション結果を示すタイミングチャートである。

[図45]シミュレーションの想定環境を示す模式図である。

[図46]シミュレーション上の第1超音波システムの構成を示すブロック図である。

[図47]相関処理部の回路構成を示す図である。

[図48]第1超音波システムにおけるシミュレーション結果の第1例を示す図である。

[図49]シミュレーション結果の第1例において相関量み込み積分値の算出結果を時系列で示したグラフである。

[図50]第1超音波システムにおけるシミュレーション結果の第2例を示す図である。

[図51]シミュレーション結果の第2例において相関量み込み積分値の算出結果を時系列で示したグラフである。

[図52]シミュレーション上の第2超音波システムの構成を示すブロック図で

ある。

[図53]第2超音波システムにおけるシミュレーション結果の第3例を示す図である。

[図54]シミュレーション結果の第3例において相関畳み込み積分値の算出結果を時系列で示したグラフである。

[図55]第2超音波システムにおけるシミュレーション結果の第4例を示す図である。

[図56]シミュレーション結果の第4例において相関畳み込み積分値の算出結果を時系列で示したグラフである。

[図57]送波の周波数変調の一例を示す図である。

[図58]0 km/h 想定参照データとの相関畳み込み積分値の利得と、受波周波数との関係を示すグラフである。

[図59]0 km/h、10 km/h、20 km/h 想定参照データとの相関畳み込み積分値の利得と、受波周波数との関係を示すグラフである。

[図60]一実施形態に係る音波処理装置を用いた超音波システムの構成を示す図である。

[図61]複数の音波処理装置を含んだ超音波システムの一例を示す構成図である。

[図62]複数の音波処理装置を含んだ超音波システムの車両への搭載例を示す図である。

[図63]ドップラー効果を原因とする問題点を説明するための図である。

[図64]ドップラー効果を原因とする問題点を説明するための図である。

[図65]第1実施形態の変形例に係る音波処理装置を用いた超音波システムの構成を示す図である。

[図66]第4実施形態の変形例に係る音波処理装置を用いた超音波システムの構成を示す図である。

発明を実施するための形態

[0046] 以下に本発明の一実施形態について図面を参照して説明する。なお、以下

説明する実施形態に係る超音波システムは、一例として車両に搭載することを想定しており、車両と対象物との間の距離を測定することによる警報機能、自動ブレーキ機能および自動駐車機能等に利用できる。

[0047] また、以下の説明では便宜上、各実施形態で使用する同じ符号で異なる構成を示す場合がある。

[0048] <<第1実施形態>>

<1. 相関処理について>

まず、本発明の超音波システムで用いる相関処理の概要について説明する。図1には、超音波システム（不図示）を搭載した車両500と、対象物（障害物）1000とが示されている。超音波システムから送波された超音波は、対象物1000で反射して反射波として超音波システムにより受波される。このとき、超音波システムは、環境ノイズNの受波も行う。

[0049] ここで、相関処理について、図2および図3を用いて説明する。図2では、参照データDrefが予め用意される。参照データDrefは、受波が予想される反射波の波形データであり、送波する音波の周波数と同じ周波数の波形データである。図2に示す受波した反射波Rs1の周波数は、送波周波数と同じとなる。従って、参照データDrefと反射波Rs1とを乗算する相関処理によって得られる相関結果C1では、図2に示すように常に相関値が正の値となる。これにより、相関結果C1を時間的に積分して得られる畳み込み積分値は大きくなり、反射波が強調される。

[0050] 一方、図3に示す受波した環境ノイズNの周波数は、送波周波数からずれている。すなわち、環境ノイズNの周波数は、参照データDrefの周波数よりずれてしまう。従って、図3に示すように、相関結果C2では、相関値が負となる期間が生じることとなり、畳み込み積分値が図2に比べて小さくなる。このようにして、送波に基づく反射波と、環境ノイズとを区別することができる。

[0051] <2. シミュレーション検討>

次に、本発明に係る音波処理装置を開発するにあたって行ったシミュレー

ション検討について説明する。

[0052] <2. 1 シミュレーション環境>

図4は、シミュレーション上の超音波システムの構成を示すブロック図である。図4に示すように、超音波システムは、送波処理部100と、音源150と、受波処理部200と、受信部250と、を有する。すなわち、送波処理部100と、音源150と、受波処理部200と、受信部250とが、図1における車両500に搭載される。

[0053] 送波処理部100は、送波パターン生成回路100Aと、送波信号生成回路100Bと、DA回路100Cと、参照データ生成回路100Dと、を有する。送波パターン生成回路100Aは、送波命令を受けて送波パターンを生成する。送波パターン生成回路100Aは、生成する送波パターンの周波数および波数を変更可能である。なお、後述するように、送波パターンとして周波数変調を行ったチャープ波を生成可能である。

[0054] 送波信号生成回路100Bは、送波パターン生成回路100Aにより生成された送波パターンに基づき送波信号 $f_{out}(t)$ を生成する。DA回路100Cは、送波信号 $f_{out}(t)$ をデジタル信号からアナログ信号へD/A変換して音源150へ出力する。音源150は、アナログ信号へ変換後の送波信号に基づき音波を生成して送波する。

[0055] 参照データ生成回路100Dは、送波パターン生成回路100Aにより生成された送波パターンに応じて参照データを生成する。具体的には、参照データ生成回路100Dは、送波信号 $f_{out}(t)$ と同じ周波数、同じ波数の波形データを参照データとして生成する。なお、参照データは、データ精度やデータ量などを考慮して決めればよく、一例として、五値(-1, -0.5, 0, 0.5, 1)からなるデータとする。

[0056] 受信部250は、音波を受波して受波信号をAD回路200Aへ出力する。なお、図1でも示したように、シミュレーション上、受波信号に環境ノイズを含ませることが可能である。すなわち、音源150から送波された音波が対象物1000で反射した反射波にノイズ成分を含ませることができる。

- [0057] AD回路200Aは、受信部250から出力される受波信号をアナログ信号からデジタル信号へA/D変換して受波信号 $f_{in}(t)$ として出力する。
- [0058] 相関処理部200Bは、受波信号 $f_{in}(t)$ と、参照データ生成回路100Dから受波処理部200へ送られる参照データTableとの乗算による相関処理を行う。ここで、図5は、相関処理部200Bの回路構成を示す図である。相関処理部200Bは、シフトレジスタSRと、乗算部M0～Mnと、参照データレジスタRgと、を有する。
- [0059] シフトレジスタSRは、フリップフロップ群DF0～DFnを有する。フリップフロップ群DF0～DFnは、それぞれ受波信号 $f_{in}(t)$ のビット数の個数のDフリップフロップから構成される。例えば、受波信号 $f_{in}(t)$ が12ビットである場合は、フリップフロップ群DF0～DFnは、それぞれ12個のDフリップフロップから構成される。
- [0060] フリップフロップ群DF0～DFnは、前段から順に配置される。フリップフロップ群DF0の入力端には、受波信号 $f_{in}(t)$ が入力される。フリップフロップ群DF0～DFnにおいては、前段の出力端と後段の入力端とが接続される。フリップフロップ群DF0～DFのそれぞれにおけるクロック端には、クロック信号CKが入力される。
- [0061] このようなシフトレジスタSRにより、クロック信号CKのパルスが入力されるたびに、フリップフロップ群DF0～DFnの各出力は前段側から後段側へビットシフトする。フリップフロップ群DF0～DFnの出力 $f_{in}(t-0) \sim f_{in}(t-n)$ は、それぞれ乗算部M0～Mnへ入力される。また、乗算部M0～Mnには、参照データレジスタRgに格納された参照データTable(0)～Table(n)も入力される。従って、シフトレジスタSRにより(n+1)個分格納された受波信号 $f_{in}(t-0) \sim f_{in}(t-n)$ のビットデータと参照データTable(0)～Table(n)とが乗算部M0～Mnにより乗算されて相関値 $f_{conv}(t-0) \sim f_{conv}(t-n)$ が出力される。

[0062] なお、 $(n + 1)$ 個の個数は、送波信号の送波時間と受波信号のサンプリング周波数とに基づいて設定され、送波時間分の受波信号を少なくとも取り込めるように設定されることが望ましい。

[0063] そして、図4に示す相関値和算部200Cは、図5に示すように、得られた相関値 $f_{conv}(t - 0) \sim f_{conv}(t - n)$ の総和を算出することで相関畳み込み積分値を出力する。

[0064] <2. 2 シミュレーション結果1>

このような構成の超音波システムによるシミュレーション結果の一例について説明する。ここでは、送波パターン生成回路100Aにより生成される送波パターンに基づく送波信号 $f_{out}(t)$ を周波数変調を行ったチャープ波とした。

[0065] 具体的には、図6に示すように、中心周波数を58kHzとしたチャープ波とした。送波信号を28波 $\times$ 3=84波からなる波形とし、周波数は、最初の28波で56kHzから58kHzまで線形に上昇させ、中間の28波で58kHzを維持し、最後の28波で58kHzから60kHzまで上昇させた。

[0066] このような送波信号に応じて、参照データは、送波信号と同じ周波数および同じ波数のチャープ波とした。

[0067] そして、送波信号に基づいて音源150から送波された超音波が対象物1000で反射した反射波とともに環境ノイズを受信部250が受波することとした。従って、受波信号 $f_{in}(t)$ は、反射波成分と環境ノイズ成分を含んだ波形となる。

[0068] そして、受波信号と参照データとの乗算による相関処理を相関処理部200Bにより行った結果、相関結果が算出され、相関値和算部200Cにより相関結果の総和が算出されることで相関畳み込み積分値が出力される。

[0069] このようなシミュレーション条件での相関畳み込み積分結果を図7のグラフに示す。図7は、相関畳み込み積分値の算出結果を時系列で示したものである。図7に示すように、環境ノイズのみが受波される期間では相関畳み込

み積分値のピーク値は小さい値で推移し、送波した超音波に基づく反射波が受波され始めるタイミングから徐々に相関畳み込み積分値のピーク値は大きくなり、反射波全体がシフトレジスタSRにより取り込まれたタイミング（ $0\mu\text{s}$ 付近）で相関畳み込み積分値のピーク値は最大となり、その後、反射波の一部がシフトレジスタSRにより取り込まれなくなると、相関畳み込み積分値のピーク値は徐々に小さくなる。

[0070] 上記シミュレーション条件では反射波に基づく受波信号の周波数変調は、参照データの周波数変調とのずれがないので、ノイズに埋もれている反射波に対して参照データとの相関処理を行うことで、反射波を増幅できる。

[0071] <2. 3 シミュレーション結果2>

また、別のシミュレーション条件として、受信部250が他の超音波システムから送波された超音波を受信した場合のシミュレーションも行った。ここでは、音源150から送波されるチャープ波とは異なる58kHzで周波数固定のバースト波を受信部250が受信するとした。

[0072] この場合の受波信号と参照データに基づく相関処理部200Bおよび相関値和算部200Cによる相関畳み込み積分処理を行った結果を図8のグラフに示す。図8は、図7と同様に、相関畳み込み積分値を時系列で示した図である。受波信号の周波数は固定値であり、周波数変調された参照データとは周波数がずれるので、図8に示すように、相関畳み込み積分値のピークは低いレベルのまま緩やかに変動する。

[0073] 従って、送波信号および参照データを周波数変調したチャープ波として特徴を持たせることにより、自己のシステムから送波した超音波による反射波を、他のシステムから送波された超音波と区別して検出することが可能となる。図7および図8に示す結果より、算出された相関畳み込み積分値を所定の閾値と比較することで自己の送波による反射波を検出し、他システムから送波された超音波による干渉を回避できる。

[0074] <3. 音波処理装置>

次に、本発明の一実施形態に係る音波処理装置を用いた超音波システムに

ついて説明する。図9は、本発明の一実施形態に係る音波処理装置1を用いた超音波システム10の構成を示す図である。

[0075] 超音波システム10は、音波処理装置1と、超音波送受信装置5と、トランスTrと、を有する。超音波送受信装置5は、音波処理装置1に対してトランスTrを介して外付けに接続される。なお、トランスTrは、必ずしも設けなくてもよい。

[0076] 音波処理装置1は、ドライバ部2と、アナログフロントエンド3と、デジタル処理部4と、を1つのチップに集積して有する半導体装置である。ドライバ部2は、DA回路21を有する。DA回路21は、デジタル処理部4に含まれる送波信号生成回路41から出力される送波信号をデジタル信号からアナログ信号へD/A変換する。DA回路21は、外部端子T1, T2を介してトランスTrの1次側に接続される。

[0077] トランスTrの2次側には超音波送受信装置5が接続される。超音波送受信装置5は、不図示の圧電素子を有し、超音波の送波および受波を行う。すなわち、超音波送受信装置5は、音源としても受信部としても機能する。

[0078] アナログフロントエンド3（受波信号出力部）は、LNA（ローノイズアンプ）31と、LPF（ローパスフィルタ）32と、A/Dコンバータ33と、を有する。トランスTrの1次側は、外部端子T3, T4を介してLNA31に接続される。LNA31の出力は、LPF32を介してA/Dコンバータ33に入力される。

[0079] デジタル処理部4は、送波信号生成回路41と、レジスタ42と、相関処理部43と、相関値和算部44と、閾値判定部45と、TOF計測部46と、シリアルインタフェース47と、を有する。相関処理部43と相関値和算部44とから相関畳み込み積分処理部48が構成される。

[0080] レジスタ42には、参照データが格納される。相関処理部43は、A/Dコンバータ33から出力される受波信号と、参照データに基づき相関処理を行う。相関値和算部44は、相関処理部43による相関処理結果の総和を算出することで相関畳み込み積分値を出力する。なお、出力する相関畳み込み

積分値としては、算出された結果の負値は0とする負値を切り捨てたものとしてもよい。閾値判定部45は、相関畳み込み積分値と所定の閾値とを比較する。なお、相関処理部43、相関値和算部44、および閾値判定部45の詳細については後述する。

[0081] TOF計測部46は、カウンタ461を用いて、超音波を送波してから対象物での反射による反射波を受波するまでの時間(TOF)を計測する。

[0082] シリアルインタフェース47は、一例としてLIN(Local Interconnect Network)に準拠し、外部端子T5を介して不図示の外部のECU(車両電子制御ユニット)との間で通信を行う。

[0083] このような構成の音波処理装置1の動作について説明する。まず、ECUからシリアルインタフェース47を介して送波信号生成回路41が送波命令を受けると、送波信号生成回路41は、送波信号をDA回路21へ出力する。これにより、超音波送受信装置5から超音波が送波される。

[0084] このとき、送波信号生成回路41は、所定の波数からなる単位ブロックを複数時系列に並べて構成される送波信号を生成し、当該送波信号において、単位ブロックごとに周波数変調が行われる。すなわち、送波信号生成回路41により生成される送波信号は、チャープ波となる。

[0085] ここで、図10は、音波処理装置1の動作例を示す図である。図10に示す例では、送波信号は、16波からなる単位ブロックが8個並べられて構成され、合計128波で構成される。

[0086] そして、周波数変調の第1例としては、中心周波数を58kHzとして、周波数は、1つ目の単位ブロックにおいて58kHzを維持され、2つ目の単位ブロックにおいて58kHzから60kHzへ線形に上昇し、3つ目の単位ブロックにおいて60kHzから58kHzへ線形に下降し、4つ目の単位ブロックにおいて58kHzから56kHzへ線形に下降し、5つ目の単位ブロックにおいて56kHzから58kHzへ線形に上昇し、6つ目の単位ブロックにおいて58kHzから56kHzへ線形に下降し、7つ目の単位ブロックにおいて56kHzから58kHzへ線形に上昇し、8つ目の

単位ブロックにおいて58kHzから60kHzへ線形に上昇する。

[0087] また、周波数変調の第2例としては、中心周波数を58kHzとして、周波数は、1つ目の単位ブロックにおいて58kHzを維持され、2つ目の単位ブロックにおいて58kHzから56kHzへ線形に下降し、3つ目の単位ブロックにおいて56kHzを維持され、4つ目の単位ブロックにおいて56kHzから58kHzへ線形に上昇し、5つ目の単位ブロックにおいて58kHzから56kHzへ線形に下降し、6つ目の単位ブロックにおいて56kHzから58kHzへ線形に上昇し、7つ目の単位ブロックにおいて58kHzから60kHzへ線形に上昇し、8つ目の単位ブロックにおいて60kHzから58kHzへ線形に下降する。

[0088] すなわち、中心周波数を f_c として、 f_c と $f_c + \Delta f$ （上記例では $\Delta f = 2\text{kHz}$ ）との間の単位ブロックの始点から終点にかけての上昇・下降、 f_c と $f_c - \Delta f$ との間の単位ブロックの始点から終点にかけての上昇・下降、および f_c 、 $f_c + \Delta f$ 、 $f_c - \Delta f$ それぞれでの維持の各パターンを単位ブロックごとに設定することで、種々のパターンの周波数変調を設定可能となる。ただし、全ての単位ブロックを通じて周波数が連続的に変化するように周波数変調パターンは設定される。このような周波数変調パターンの設定により、音波処理装置1（超音波システム10）にIDを付与することと同等となる。

[0089] 図10に示す動作例に対応して、相関処理部43および相関値和算部44における処理構成は、図11に示すようになる。図11に示すように、相関処理部43は、シフトレジスタSR1～SR8を前段側から順に接続した構成を有する。ここで、図10に示すように、送波した超音波に基づく反射波が超音波送受信装置5により受波された場合、A/Dコンバータ33からは16波からなる単位ブロックを8つ並べて構成される受波信号が出力される。

[0090] 図11における最も後段のシフトレジスタSR8は、受波信号における1つ目の単位ブロックの格納に対応し、1つ前段側のシフトレジスタSR7は

、受波信号における2つ目の単位ブロックの格納に対応し、同様に続いて、最も前段のシフトレジスタSR1は、受波信号における8つ目の単位ブロックの格納に対応する。

[0091] また、図11には、シフトレジスタSR1～SR8のそれぞれに対応した参照データDref1～Dref8が示され、参照データDref1～Dref8はレジスタ42に格納される。参照データDref1～Dref8は、送波信号の単位ブロックごとの周波数変調と同様の周波数変調を行った波形データを有する。すなわち、周波数変調の第1例の場合は、例えば、参照データDref8は、1つ目の単位ブロックにおける58kHzを維持した周波数変調が行われた波形データを有し、参照データDref1は、8つ目の単位ブロックにおける58kHzから60kHzへ線形に上昇させる周波数変調が行われた波形データを有する。

[0092] そして、シフトレジスタSR1～SR8のそれぞれを構成するDフリップフロップ群からの出力と参照データDref1～Dref8とが乗算されて相関値が算出される。そして、シフトレジスタSR1～SR8のそれぞれについて算出された相関値が和算処理部441～448のそれぞれによって総和を算出されて相関畳み込み積分値が出力される。和算処理部441～448は、相関値和算部44に含まれる。

[0093] 和算処理部441～448のそれぞれから出力された相関畳み込み積分値は、それぞれ閾値判定部45によって閾値と比較される。閾値判定部45によって全ての相関畳み込み積分値が閾値を上回ると判定された場合、送波した超音波に基づく反射波が受波されたと検出される。すなわち、自己の超音波システム10に設定されたIDと一致する超音波を受波したことが検出される。図10は、全ての相関畳み込み積分値が閾値を上回ると判定された場合を示している。

[0094] ここで、送波命令があったタイミングでTOF計測部46は、カウンタ461によるカウントを開始し、閾値判定部45によって少なくとも1つの相関畳み込み積分値が閾値以下であると判定された場合はカウントが継続され

、閾値判定部45によって全ての相関畳み込み積分値が閾値を上回ると判定された場合、そのタイミングでのカウント値を保持する。保持したカウント値は、TOFに対応し、TOFと音速によって対象物までの距離が特定可能となる。保持されたカウント値は、インタフェース47によってECUへ送られる。

[0095] このような本実施形態によれば、自己の超音波システム10とは別のシステムから送波された超音波を受波した場合、自己のIDである周波数変調パターンとは異なる受波信号が出力されるので、少なくとも1つの相関畳み込み積分値が閾値を下回る判定となり、別のシステムからの干渉を回避することが可能となる。

[0096] また、図12には、音波処理装置1における別の動作例を示す。図12では、先述した図10と比べて送波信号における全体の波数は128波で同じであるが、単位ブロックごとの波数を64波と図10の16波よりも増やしている。すなわち、64波からなる単位ブロックが2個並んで送波信号が構成される。

[0097] 図12に示すように、周波数変調の一例として、周波数は、1つ目の単位ブロックにおいては58kHzから60kHzへ線形に上昇させ、2つ目の単位ブロックにおいて60kHzから58kHzへ線形に下降させる。このようにすれば、図10に示す場合と比べて、単位ブロックごとの周波数変化を緩やかにすることができ、応答性の低い超音波送受信装置5に対応することが可能となる。ただし、図10に示す例の方が、単位ブロックの数が多くなるので、周波数変調パターンのパターン数を増やすことができる。すなわち、付与可能なIDの数を増やすことができる。

[0098] 図12に示す動作例に対応して、相関処理部43および相関値和算部44における処理構成は、図13に示すようになる。図13に示すように、相関処理部43は、それぞれ受波信号の単位ブロックの格納に対応したシフトレジスタSR11、SR12を有する。シフトレジスタSR11の後段にシフトレジスタSR12が接続される。

- [0099] また、シフトレジスタSR11、SR12それぞれに対応して参照データDref11、Dref12が用意される。参照データDref11、Dref12は、レジスタ42に格納される。シフトレジスタSR11を構成するDフリップフロップ群からの出力と参照データDref11との乗算による相関処理結果は、和算処理部4411により総和を算出されて相関畳み込み積分値が出力される。同様に、シフトレジスタSR12を構成するDフリップフロップ群からの出力と参照データDref12との乗算による相関処理結果は、和算処理部4412により総和を算出されて相関畳み込み積分値が出力される。和算処理部4411、4412は、相関値和算部44に含まれる。
- [0100] これにより、閾値判定部45は、和算処理部4411、4412からそれぞれ出力される相関畳み込み積分値ごとに閾値との比較を行う。
- [0101] なお、図10、図12で示した例以外にも、例えば、送波信号の全体の波数を128波として、単位ブロックごとの波数を8波や128波としてもよい。単位ブロックの波数が8波の場合は、16個の単位ブロックから送波信号が構成され、単位ブロックの波数が128波の場合は、1個の単位ブロックから送波信号が構成される。
- [0102] また、音波処理装置1の仕様として、上述したように送波信号の単位ブロックにおける波数を変化させた各種パターンのうち1つのパターンのみに対応するようにしてもよいが、複数のパターン間でパターンを切替えられるようにしてもよい。すなわち、例えば、図10で示したパターンと、図12で示したパターンとを切替えられるようにしてもよい。この場合、相関処理部43、相関値和算部44および閾値判定部45は、図11または図13で示した処理構成を切替える必要がある。これにより、外付けである超音波送受信装置5の応答性能に応じた切替えを行える。
- [0103] なお、このような切替えは、例えば、図9で不図示の外部端子を用いた設定によって行ってもよいし、インタフェース47を介したECUからの設定によって行ってもよい。

[0104] また、先述したような単位ブロックごと（個別区間）に対応して相関畳み込み積分処理を行うことに加えて、全ての単位ブロックからなる１つのブロック（全区間）に対応して相関畳み込み積分処理を行ってもよい。例えば、先述した図１０および図１１のように１６波の単位ブロックごとに相関畳み込み積分値を算出することに加えて、１２８波の１つのブロックに対応して相関畳み込み積分値を算出する。このとき、図１１に示す相関畳み込み積分処理部の構成に加えて、図５に示す構成で１２８波のブロックの格納に対応するものを設ける。そして、この場合、閾値判定部４５では、１６波の単位ブロックごとに対応して得られた８つの相関畳み込み積分処理値ごとに閾値判定を行うとともに、１２８波のブロックに対応して得られた１つの相関畳み込み積分値に対して閾値判定を行い、これらの各閾値判定の判定結果の論理積をとるＡＮＤ回路を設ければよい。これにより、例えば、自己とは異なるＩＤの超音波を受波した場合に、個別区間の閾値判定では相関畳み込み積分値が全て閾値を上回ったとしても、全区間の閾値判定では相関畳み込み積分値が閾値を下回ることで、誤検出を回避することが可能となり、受波判定の精度をより向上させることができる。

[0105] ＜４．音波処理装置の変形例＞

図１４は、本発明の一変形例に係る音波処理装置１を用いた超音波システム１０の構成を示す図である。図１４に示す音波処理装置１は、不揮発性メモリ４０１と、乱数発生回路４０２と、参照データ設定部４０３と、を有する。

[0106] 図１５は、乱数発生回路４０２の一構成例を示す図である。図１５に示す乱数発生回路４０２は、ＬＦＳＲ（linear feedback shift register：線形帰還シフトレジスタ）４０２Ａ～４０２Ｃを有する。ＬＦＳＲは、擬似乱数発生回路の一例であり、所定の複数のビット位置からのビットの排他的論理和を一端に入力されるシフトレジスタである。ＬＦＳＲ４０２Ａ～４０２Ｃでは、一例として、１６ビットのシフトレジスタであり、１６ビット目、１４ビット目、１３ビット目、１１ビット目の各ビット位置からのビット

の排他的論理和を一端に入力されるものとなっている。

[0107] また、図15に示すように、レジスタ42と不揮発性メモリ401からデータベースDBが構成される。不揮発性メモリ401には、初期値が格納される。なお、LFSRでは、00設定禁止であるので、初期値は00以外に設定される。例えば車両の起動時に、不揮発性メモリ401に格納された初期値がLFSR402A~402Cに読み込まれる。LFSR402A~402Cでは、不図示のクロックパルスが入力されるごとにシフトレジスタのデータがシフトすることにより、16ビットのデータが書き換えられて乱数が生成される。

[0108] 一例として、所定数のクロックパルスが入力されるごとに、LFSR402Aのデータは、バスBUS_Aから読み出されて、ビットデータBUS_A_1~BUS_A_16の16ビットデータとして取得される。また、上記LFSR402Aのデータ読出しタイミングにて、LFSR402Bのデータは、バスBUS_Bから読み出されて、ビットデータBUS_B_1~BUS_B_16の16ビットデータとして取得される。同様に、上記LFSR402Aのデータ読出しタイミングにて、LFSR402Cのデータは、バスBUS_Cから読み出されて、ビットデータBUS_C_1~BUS_C_16の16ビットデータとして取得される。すなわち、16ビット×3列の乱数データが生成される。

[0109] 上記で取得された乱数データにおいて、1ビット目は変調区間1を表し、2ビット目は変調区間2を表し、以下同様に16ビット目まで各ビット位置は、変調区間を表す。ここで、送波信号生成回路41（図14）は、例えば図16に示すような周波数変調テーブル411を有する。周波数変調テーブル411は、同じ変調区間におけるビットデータの組み合わせと周波数変調パターンとの対応関係を規定する。図16では、周波数変調パターンとして、一例として第1変調例と第2変調例を示している。

[0110] 例えば、第1変調例である場合は、変調区間1のBUS_A_1、BUS_B_1、BUS_C_1が「000」の場合は、56kHzの維持とされ、変調区

間2のBUS_A_2、BUS_B_2、BUS_C_2が「001」の場合は、56kHzから58kHzへの線形の上昇とされる。

[0111] 送波信号生成回路41は、乱数発生回路402により生成された乱数データと周波数変調テーブル411に基づいて決定された周波数変調パターンにて各変調区間（各単位ブロック）で変調した送波信号を生成する。例えば、一つの変調区間が8波である場合は、128波の送波信号が生成される。

[0112] また、このとき、参照データ設定部403は、乱数発生回路402により生成された乱数データに基づいて決定された周波数変調パターンにて変調した参照データをレジスタ42に設定する。ここでの周波数変調パターンは、上記の周波数変調テーブル411により決定されるパターンと同様となる。

[0113] これにより、例えば音波処理装置1を備えた同じ車種の車両間で、異なるIDの送波信号が生成され、自己とは別の車両からの送波による干渉を抑制することができる。

[0114] なお、LFSR402A～402Cで、入力されるクロックパルスは互いに非同期であることが好ましい。

[0115] また、不揮発性メモリ401に格納させる初期値が仮に音波処理装置1の各個体間で共通の場合は、初期値がLFSR402A～402Cに読み出されて初回の乱数データ生成時には、個体間で同じ乱数データが生成される。但し、その後は、送波させた超音波の飛行時間によって受波検出までの時間が個体間で異なる可能性が高く、受波検出してから次の送波の際に生成される乱数データは個体間で異なる可能性が高い。

[0116] 但し、上記のように初回の乱数データ生成時に個体間で同じ乱数データが生成されることを回避する点では、不揮発性メモリ401に格納させる初期値を個体間で異ならせることが好ましい。

[0117] また、初期値は、LFSR402A～402Cで共通とすることに限らず、LFSR402A～402Cで互いに異なる値としてもよい。

[0118] また、送波する際にイネーブル信号が入力されたときにLFSR402A～402Cのクロックパルスによる動作が開始され、ディスエーブル信号が

入力されたときにLFSR402A～402Cの動作が停止され、そのときのLFSR402A～402Cのデータが乱数データとして取得されるようにしてもよい。この場合、イネーブル信号入力からディスエーブル信号入力までの期間が個体間で異なることが好ましい。また、当該期間を同じ個体において時間経過に応じて逐次変化させてもよい。

[0119] <5. 車両への適用>

図17は、本実施形態に係る音波処理装置1を含んだ超音波システム10を搭載した車両20を模式的に図示している。図17の例では、車両20の後端部201（例えばリアバンパー）に超音波システム10が配置され、超音波システム10はリアセンサーとして用いられる。

[0120] 超音波システム10から送波された超音波は対象物で反射して反射波として超音波システム10に受波される。このとき、図17に示すように、車両20とは別の車両25に搭載された他の超音波システムから超音波Wが送波される場合がある。この場合に超音波システム10が超音波Wを受波したとしても、超音波Wは、自己の超音波システム10に設定されたIDとしての周波数変調パターンと異なる周波数を有するので、相関畳み込み積分処理および閾値判定部45による判定により、他の超音波システムからの超音波Wによる干渉を回避できる。

[0121] なお、超音波システム10は、例えば車両20の前端部（例えばフロントバンパー）に配置してフロントセンサーとして用いてもよい。

[0122] また、図18には、車両30の前端部に超音波システム10を含む複数の超音波システムが搭載された状態を示す。超音波システム10の他に、超音波システム301～303が車両30に搭載される。超音波システム10、および超音波システム301～303の各々が順番に超音波の送波およびTOF計測を行ってもよいが、その場合、対象物までの距離測定の頻度が低下し、例えば車両30が対象物に不要に接近する虞がある。

[0123] そこで、超音波システム10、および超音波システム301～303は、超音波の送波およびTOF計測を並行して行うことが好ましい。このような

場合、例えば図 18 に示すように、超音波システム 10 から送波された超音波が対象物 61 で反射した反射波の他に、他の超音波システム 301, 302 から送波された超音波が対象物 62, 63 でそれぞれ反射した反射波を超音波システム 10 が受波する虞がある。

[0124] しかしながら、この場合でも、超音波システム 301, 302 から送波された超音波は、自己の超音波システム 10 に設定された ID としての周波数変調パターンと異なる周波数を有するので、相関畳み込み積分処理および閾値判定部 45 による判定により、他の超音波システム 301, 302 からの超音波による干渉を回避できる。

[0125] <<第 2 実施形態>>

次に、本発明の第 2 実施形態について説明する。

[0126] ここで、従来の超音波システムでは、相関畳み込み積分処理により算出される相関畳み込み積分値が所定の閾値を上回るか否かによって、自己の超音波システムから送波した超音波に基づく反射波（自波）を受波したか、他の超音波システムから送波された超音波（他波）を受波したかを区別できる。

[0127] 自己の参照データの波形周波数とは異なる周波数の他波を受波した場合、受波信号と参照データとに基づく相関畳み込み積分処理を行うと、本来は、算出される相関畳み込み積分値が閾値を上回らない。しかしながら、他波による受波信号の周波数が共振周波数付近であると、受波信号の振幅が大きくなり、相関畳み込み積分値が大きくなることで閾値を上回って、自波を受波したと誤検出を生じる虞があった。また、距離の近い他のシステムからの他波を受波した場合も、受波信号の振幅が大きくなり、同様の問題が生じる虞があった。

[0128] 上記状況に鑑み、本発明の第 2 実施形態では、他のシステムから送波される音波による干渉をより精度良く回避することができる音波処理装置を提供することを目的とする。以下、本実施形態について具体的に説明する。

[0129] <1. 超音波システムについて>

まず、超音波システムの概要について説明する。ここで説明する内容は、

後述する本発明の実施形態、および本発明との比較例に共通する内容である。

[0130] 先述した図1には、超音波システム（不図示）を搭載した車両500と、対象物（障害物）1000とが示されている。超音波システムから送波された超音波は、対象物1000で反射して反射波（自波）として超音波システムにより受波される。

[0131] 超音波システムは、超音波を送波してから対象物1000での反射による自波を受波するまでの時間（TOF）を計測することで、対象物までの距離を測定する。

[0132] <2. 第1比較例>

ここで、本発明の実施形態について説明する前に、本発明の実施形態との比較のための第1比較例について説明する。図19は、第1比較例に係る超音波システムに備えられる自波検出システム101の構成を示す図である。

[0133] 図19に示す自波検出システム101は、ADC（ADコンバータ）101Aと、BPF（バンドパスフィルタ）101Bと、絶対値抽出部101Cと、LPF（ローパスフィルタ）101Dと、コンパレータ101Eと、符号付加部101Fと、を有する。

[0134] ADC101Aは、超音波システムに含まれる超音波受信装置（不図示）により超音波が受波されて出力される受波信号Rs101を受信し、受信した受波信号Rs101をA/D変換し、デジタル信号を符号付加部101Fへ出力する。符号付加部101Fは、入力されるデジタル信号に対して中心を0とするようにレベルシフトすることにより正負の符号を付加する。符号を付加後のデジタル信号は、BPF101Bへ入力される。

[0135] BPF101Bへ入力されたデジタル信号は、BPF101Bによって特定範囲の周波数の信号が抽出され、絶対値抽出部101Cによって絶対値を抽出され、LPF101Dによって低周波数成分が抽出される。コンパレータ101Eは、LPF101Dの出力と閾値Th101とを比較する。

[0136] 図20は、LPF101Dの出力の時間推移の一例を示す図である。なお

、図20は、超音波システムにおける上記超音波受信装置が超音波を送波する構成も兼ねている場合を示す。超音波受信装置が超音波を送波すると、同時に送波による受波信号が発生し、LPF101Dの出力は急峻に上昇し、送波時間 T_s において高いレベルを維持される。

[0137] 送波時間 T_s が終了すると、送波直後の残響や、地面等からの乱反射等によるノイズを受波することによりLPF101Dの出力が生成されるが、残響やノイズレベルは時間が経過するにつれて減衰するので、LPF101Dの出力も時間経過に応じて低下する。一方、受波される自波のレベルは、送波した超音波が大気を飛行する飛行時間が長くなるにつれて減衰する。

[0138] そこで、図20に示すように、コンパレータ101Eが用いる閾値 $Th101$ は、時間が経過するにつれて低下するように設定される。これにより、図20に示すように、例えば自波 $Rw1$ または自波 $Rw2$ が受波されたときに、LPF101Dの出力が上昇して閾値 $Th101$ を上回ったことをコンパレータ101Eが検出することにより、自波を受波したことを検出できる。

[0139] しかしながら、このような第1比較例では、他の超音波システムから送波された超音波（他波）を受波した場合でも、LPF101Dの出力が上昇して閾値 $Th101$ を上回り、自波を受波したと誤検出が生じる虞がある。また、上述のように、閾値 $Th101$ は、時間経過に応じて設定する必要があり、閾値設定が容易でないという問題もある。

[0140] <3. 第2比較例>

さらにここでは、本発明の実施形態との比較のための第2比較例について説明する。図21は、第2比較例に係る超音波システムに備えられる自波検出システム102の構成を示す図である。

[0141] 図21に示す自波検出システム102は、ADC102Aと、相関畳み込み積分処理部102Bと、LPF102Cと、コンパレータ102Dと、符号付加部102Eと、を有する。

[0142] ADC102Aは、超音波システムに含まれる超音波受信装置（不図示）

により超音波が受波されて出力される受波信号 R_{s102} を受信し、受信した受波信号 R_{s102} を A/D 変換し、符号付加部 102E へ出力する。符号付加部 102E は、入力されるデジタル信号に対して中心を 0 とするようにレベルシフトすることにより正負の符号を付加する。符号を付加後のデジタル信号は、相関畳み込み積分処理部 102B へ入力される。

[0143] ここで、相関処理について、図 23 および図 24 を用いて説明する。図 23 では、参照データ D_{ref} が予め用意される。参照データ D_{ref} は、受波が予想される反射波（自波）の波形データであり、送波する超音波の周波数と同じ周波数の波形データである。図 23 に示す受波した受波信号 R_{self} は、自波を受波した場合の受波信号であり、受波信号 R_{self} の周波数は、送波周波数、すなわち参照データ D_{ref} の周波数と同じとなる。従って、参照データ D_{ref} と受波信号 R_{self} とを乗算する相関処理によって得られる相関結果 $C1$ では、図 23 に示すように常に相関値が正の値となる。

[0144] 一方、図 24 に示す受波信号 R_{other} は、他波を受波した場合の受波信号であり、受波信号 R_{other} の周波数は、送波周波数、すなわち参照データ D_{ref} の周波数からずれている。従って、図 24 に示すように、相関結果 $C2$ では、相関値が負となる期間が生じることとなる。このように、図 23 と図 24 とで相関結果が異なるので、相関値を時間的に積分して得られる相関畳み込み積分値も異なる。これにより、自波と他波とを区別できる。

[0145] 相関畳み込み積分処理部 102B は、符号付加部 102E から入力されるデジタル信号と参照データに基づいて畳み込み積分処理を行い、処理により得られた畳み込み積分値で 0 以上の値はその値として、負値は 0 とした処理結果を LPF 102C へ出力する。すなわち、相関畳み込み積分処理部 102B は、得られた畳み込み積分値の負値を切り捨てる。LPF 102C は、入力される処理結果に対してフィルタ処理を行って低周波成分を抽出する。コンパレータ 102D は、LPF 102C の出力と閾値 $Th102$ とを比較

し、比較結果を出力する。

[0146] 図22は、LPF102Cの出力の時間推移の一例を示す図である。なお、図22は、超音波システムにおける上記超音波受信装置が超音波を送波する構成も兼ねている場合を示す。超音波受信装置が超音波を送波すると、同時に送波による受波信号が発生し、LPF102Cの出力は急峻に上昇し、送波時間 T_s において高いレベルを維持される。

[0147] 送波時間 T_s が終了すると、送波直後の残響や、地面等からの乱反射等によるノイズを受波することによりLPF102Cの出力が生成されるが、残響やノイズレベルは時間が経過するにつれて減衰するので、LPF102Cの出力も時間経過に応じて低下する。一方、受波される自波のレベルは、送波した超音波が大気を飛行する飛行時間が長くなるにつれて減衰する。

[0148] そこで、図22に示すように、コンパレータ102Dが用いる閾値 $Th102$ は、時間が経過するにつれて低下するように設定される。これにより、図22に示すように、例えば自波 $Rw1$ または自波 $Rw2$ が受波されたときに、LPF102Cの出力が上昇して閾値 $Th102$ を上回ったことをコンパレータ102Dが検出することにより、自波を受波したことを検出できる。

[0149] また、第2比較例では、自己の送波周波数と異なる周波数を有し、現在の経過時間での減衰度合いで減衰する自波を受波した場合の受波信号と同等以下のレベルの受波信号が生成される他波を受波した場合は、LPF102Cの出力は閾値 $Th102$ を上回ることはないので、自波と他波の区別ができる。しかしながら、現在の経過時間での減衰度合いで減衰する自波を受波した場合の受波信号を上回るレベルの受波信号が生成される他波を受波した場合は、LPF102Cの出力が閾値 $Th102$ を上回り、自波を受波したと誤検出が生じる虞がある。このような場合は、例えば、共振周波数付近の他波を受波した場合や、自己から近い距離に位置する他のシステムからの他波を受波した場合である。

[0150] また、上述のように、閾値 $Th102$ は、第1比較例と同様に時間経過に

応じて設定する必要がある、閾値設定が容易でないという問題もある。

[0151] そこで、後述する本発明の実施形態では、上述した第 1 比較例および第 2 比較例における課題を解決する構成とした。

[0152] < 4. 音波処理装置 >

本発明の一実施形態に係る音波処理装置を用いた超音波システムについて説明する。図 25 は、本発明の一実施形態に係る音波処理装置 1 を用いた超音波システム 10 の構成を示す図である。

[0153] 超音波システム 10 は、音波処理装置 1 と、超音波送受信装置 5 と、トランス Tr と、を有する。超音波送受信装置 5 は、音波処理装置 1 に対してトランス Tr を介して外付けに接続される。なお、トランス Tr は、必ずしも設けなくてもよい。

[0154] 音波処理装置 1 は、ドライバ部 2 と、アナログフロントエンド 3 と、デジタル処理部 4 と、を 1 つのチップに集積して有する半導体装置である。ドライバ部 2 は、DA 回路 21 を有する。DA 回路 21 は、デジタル処理部 4 に含まれる送波信号生成回路 41 から出力される送波信号をデジタル信号からアナログ信号へ D/A 変換する。DA 回路 21 は、外部端子 T1, T2 を介してトランス Tr の 1 次側に接続される。

[0155] トランス Tr の 2 次側には超音波送受信装置 5 が接続される。超音波送受信装置 5 は、不図示の圧電素子を有し、超音波の送波および受波を行う。すなわち、超音波送受信装置 5 は、音源としても受信部としても機能する。

[0156] アナログフロントエンド 3 は、LNA（ローノイズアンプ）31 と、LPF 32 と、ADC 33 と、を有する。トランス Tr の 1 次側は、外部端子 T3, T4 を介して LNA 31 に接続される。LNA 31 の出力は、LPF 32 を介して ADC 33 に入力される。

[0157] デジタル処理部 4 は、送波信号生成回路 41 と、符号付加部 42 と、クリッピング部 43 と、レジスタ 44 と、相関畳み込み積分処理部 45 と、閾値判定部 46 と、TOF 計測部 47 と、シリアルインタフェース 48 と、を有する。

- [0158] ADC 33は、トランジスタTrの1次側に発生するアナログ信号としての受波信号を、第1所定ビット数のデジタルデータであるデジタル受波信号Rd1に変換して出力する。デジタル受波信号Rd1は、0以上のデータとなり、上記第1所定ビット数が例えば12ビットであれば、デジタル受波信号Rd1は、0～4095のデータとなる。
- [0159] 符号付加部42は、デジタル受波信号Rd1に正負の符号を付すようレベルをシフトしてデジタル受波信号Rd2を出力する。上記のように例えば、デジタル受波信号Rd1が0～4095の12ビットのデータである場合は、-2047～-1、0、+1～+2047のデータ（すなわち中心=0）にシフトさせたデジタル受波信号Rd2を出力する。なお、符号付加部42によるデータのレベルシフト方法は、これに限らない。
- [0160] すなわち、アナログフロントエンド3と符号付加部42とから、受波信号出力部の一例が構成される。
- [0161] クリッピング部43は、符号付加部42から入力されるデジタル受波信号Rd2を第2所定ビット数での表現値の最大値以下且つ最小値以上に制限し、制限後のクリッピングデータRcを出力する。第2所定ビット数は、第1所定ビット数よりも小さい。すなわち、クリッピング部43は、デジタル受波信号Rd2が第2所定ビット数での表現値の最大値以上の場合、クリッピングデータRcを上記最大値とし、デジタル受波信号Rd2が第2所定ビット数での表現値の最小値以下の場合、クリッピングデータRcを上記最小値とする。
- [0162] 例えば、第1所定ビット数が12ビットであり、第2所定ビット数が5ビットである場合、-2047～-1、0、+1～+2047のデジタル受波信号Rd2が、-16～-1、+1～+16のクリッピングデータRcに制限される。また、第1所定ビット数が12ビットであり、第2所定ビット数が1ビットである場合、-2047～-1、0、+1～+2047のデジタル受波信号Rd1が、-1または+1のクリッピングデータRcに制限される。

- [0163] レジスタ 4 4 には、参照データが格納される。相関畳み込み積分処理部 4 5 は、相関処理部 4 5 A と、相関値和算部 4 5 B と、を有する。相関処理部 4 5 A は、所定区間のクリッピングデータ R c と参照データとを乗算する相関処理を行う。相関値和算部 4 5 B は、相関処理部 4 5 A による相関処理結果の総和を算出することで相関畳み込み積分値を出力する。
- [0164] 閾値判定部 4 6 は、相関畳み込み積分値に基づく閾値判定処理を行うことで、自波を検出する。なお、相関畳み込み積分処理部 4 5 および閾値判定部 4 6 の詳細については後述する。
- [0165] T O F 計測部 4 7 は、カウンタ 4 7 1 を用いて、超音波を送波してから対象物での反射による反射波を受波するまでの時間（T O F）を計測する。
- [0166] シリアルインタフェース 4 8 は、一例として L I N（Local Interconnect Network）に準拠し、外部端子 T 5 を介して不図示の外部の E C U（車両電子制御ユニット）との間で通信を行う。
- [0167] このような構成の音波処理装置 1 の動作について説明する。まず、E C U からシリアルインタフェース 4 8 を介して送波信号生成回路 4 1 が送波命令を受けると、送波信号生成回路 4 1 は、送波信号を D A 回路 2 1 へ出力する。これにより、超音波送受信装置 5 から超音波が送波される。
- [0168] 送波命令があったタイミングで T O F 計測部 4 7 は、カウンタ 4 7 1 によるカウントを開始し、閾値判定部 4 6 によって自波が検出されたと判定されていない間は、カウントが継続され、閾値判定部 4 6 によって自波が検出されたと判定された場合、そのタイミングでのカウント値を保持する。保持したカウント値は、T O F に対応し、T O F と音速によって対象物までの距離が特定可能となる。保持されたカウント値は、インタフェース 4 8 によって E C U へ送られる。
- [0169] < 5. 自波検出構成 >
- 次に、音波処理装置 1 における自波を検出する構成について、より具体的に説明する。図 2 6 は、音波処理装置 1 に含まれる自波検出部 4 0 0 の構成を示す図である。図 2 6 に示す自波検出部 4 0 0 は、符号付加部 4 2 と、ク

リップping部43と、第1区間相関量み込み積分処理部451と、第2区間相関量み込み積分処理部452と、全区間相関量み込み積分処理部453と、第1閾値比較部461と、第2閾値比較部462と、第3閾値比較部463と、AND部464と、を有する。

[0170] 第1区間相関量み込み積分処理部451と、第2区間相関量み込み積分処理部452と、全区間相関量み込み積分処理部453と、は、図8に示す相関量み込み積分処理部45に含まれる。第1閾値比較部461と、第2閾値比較部462と、第3閾値比較部463と、AND部464と、は、図8に示す閾値判定部46に含まれる。また、図9に示す第1区間参照データ441、第2区間参照データ442、および全区間参照データ443は、図8に示すレジスタ44に格納される。

[0171] 本実施形態では、一例として、超音波システム10から送波される超音波は、第2所定周波数で第2所定波数の第2区間と、第2区間の直後に位置して第1所定周波数で第1所定波数である第1区間と、を有する。これに対応し、第1区間参照データ441は、第1所定周波数で第1所定波数の波形データであり、第2区間参照データ442は、第2所定周波数で第2所定波数の波形データである。

[0172] 第1区間相関量み込み積分処理部451は、クリッピングデータRcにおける第1区間を逐次取り込み、取り込んだ第1区間のデータと第1区間参照データ441とに基づいて相関量み込み積分処理を行う。第1区間相関量み込み積分処理部451は、処理によって取得される相関量み込み積分値conv1_sumを第1閾値比較部461へ出力する。

[0173] 第2区間相関量み込み積分処理部452は、第1区間相関量み込み積分処理部451の後段に配置され、クリッピングデータRcにおける第2区間を逐次取り込み、取り込んだ第2区間のデータと第2区間参照データ442とに基づいて相関量み込み積分処理を行う。第2区間相関量み込み積分処理部452は、処理によって取得される相関量み込み積分値conv2_sumを第2閾値比較部462へ出力する。

- [0174] 全区間参照データ443は、第1区間参照データ441と第2区間参照データ442とを並べた波形データである。全区間相関畳み込み積分処理部453は、クリッピングデータRcにおける第1区間と第2区間とからなる全区間を逐次取り込み、取り込んだ全区間のデータと全区間参照データ443とに基づいて相関畳み込み積分処理を行う。全区間相関畳み込み積分処理部453は、処理によって取得される相関畳み込み積分値conv3_sumを第3閾値比較部463へ出力する。
- [0175] ここで、図27は、全区間相関畳み込み積分処理部453の具体的な構成を示す図である。全区間相関畳み込み積分処理部453は、相関処理部453Aと、相関値和算部453Bと、を有する。
- [0176] 相関処理部453Aは、シフトレジスタSRと、乗算部M0～Mnと、を有する。シフトレジスタSRは、フリップフロップ群DF0～DFnを有する。フリップフロップ群DF0～DFnは、それぞれ入力信号fin(t)のビット数の個数のDフリップフロップから構成される。入力信号fin(t)は、すなわちクリッピングデータRcであり、例えば、入力信号fin(t)が5ビットである場合は、フリップフロップ群DF0～DFnは、それぞれ5個のDフリップフロップから構成される。クリッピングデータRcによってビット数が制限されているので、使用するDフリップフロップの個数を削減できる。
- [0177] フリップフロップ群DF0～DFnは、前段から順に配置される。フリップフロップ群DF0の入力端には、入力信号fin(t)が入力される。フリップフロップ群DF0～DFnにおいては、前段の出力端と後段の入力端とが接続される。フリップフロップ群DF0～DFのそれぞれにおけるクロック端には、クロック信号CKが入力される。
- [0178] このようなシフトレジスタSRにより、クロック信号CKのパルスが入力されるたびに、フリップフロップ群DF0～DFnの各出力は前段側から後段側へビットシフトする。フリップフロップ群DF0～DFnの出力fin(t-0)～fin(t-n)は、それぞれ乗算部M0～Mnへ入力される

。また、乗算部M0～Mnには、レジスタ44に格納された全区間参照データ443 (Table (0)～Table (n)) も入力される。従って、シフトレジスタSRにより (n+1) 個分格納された入力信号 fin (t-0)～fin (t-n) のビットデータと全区間参照データ Table (0)～Table (n) とが乗算部M0～Mnにより乗算されて相関値 fconv (t-0)～fconv (t-n) が出力される。クリッピングデータ Rcによってビット数が制限されているので、乗算部の回路サイズを削減できる。

[0179] なお、(n+1) 個の個数は、第1所定波数と第2所定波数との和である波数に対応する。図27では、第1所定波数、第2所定波数ともに一例として16波とした場合を示す。

[0180] そして、相関値和算部453Bは、得られた相関値 fconv (t-0)～fconv (t-n) の総和を算出することで相関畳み込み積分値 conv3_sumを出力する。但し、全区間相関畳み込み積分処理部453は、上記で得られた相関畳み込み積分値で0以上の値はその値として、負値は0とした処理結果を相関畳み込み積分値 conv3_sumとして出力する。すなわち、全区間相関畳み込み積分処理部453は、得られた相関畳み込み積分値の負値を切り捨てる。

[0181] 図28は、第1区間相関畳み込み積分処理部451および第2区間相関畳み込み積分処理部452の具体的な構成を示す図である。第1区間相関畳み込み積分処理部451は、相関処理部451Aと、相関値和算部451Bと、を有する。相関処理部451Aは、シフトレジスタSR1を有する。シフトレジスタSR1に含まれるDフリップフロップ群の個数は、第1所定波数に対応する。図28は、第1所定波数、第2所定波数ともに一例として16波とした場合を示す。

[0182] 第2区間相関畳み込み積分処理部452は、相関処理部452Aと、相関値和算部452Bと、を有する。相関処理部452Aは、シフトレジスタSR2を有する。シフトレジスタSR2に含まれるDフリップフロップ群の個

数は、第2所定波数に対応する。

[0183] シフトレジスタSR2は、シフトレジスタSR1の後段に接続される。これにより、クロック信号CKのパルスが入力されるたびに、第1区間および第2区間のクリッピングデータRcがそれぞれ逐次取り込まれる。相関処理部451Aは、取り込まれた第1区間のクリッピングデータRcと第1区間参照データ441との乗算を行う。相関値和算部451Bは、相関処理部451Aの乗算によって得られた相関値の総和を算出することで相関畳み込み積分値conv1_sumを出力する。相関処理部452Aは、取り込まれた第2区間のクリッピングデータRcと第2区間参照データ442との乗算を行う。相関値和算部452Bは、相関処理部452Aの乗算によって得られた相関値の総和を算出することで相関畳み込み積分値conv2_sumを出力する。但し、第1区間相関畳み込み積分処理部451および第2区間相関畳み込み積分処理部452は、それぞれ、上記で得られた相関畳み込み積分値で0以上の値はその値として、負値は0とした処理結果を相関畳み込み積分値conv1_sum、conv2_sumとして出力する。すなわち、第1区間相関畳み込み積分処理部451および第2区間相関畳み込み積分処理部452は、得られた相関畳み込み積分値の負値を切り捨てる。

[0184] 第1閾値比較部461は、相関畳み込み積分値conv1_sumを所定の第1閾値Th1と比較し、比較結果CP1を出力する。相関畳み込み積分値conv1_sumが第1閾値Th1を上回ると、比較結果CP1はHighとなり、そうでない場合に比較結果CP1はLowとなる。

[0185] 第2閾値比較部462は、相関畳み込み積分値conv2_sumを所定の第2閾値Th2と比較し、比較結果CP2を出力する。相関畳み込み積分値conv2_sumが第2閾値Th2を上回ると、比較結果CP2はHighとなり、そうでない場合に比較結果CP2はLowとなる。

[0186] 第3閾値比較部463は、相関畳み込み積分値conv3_sumを所定の第3閾値Th3と比較し、比較結果CP3を出力する。相関畳み込み積分値conv3_sumが第3閾値Th3を上回ると、比較結果CP3はHigh

となり、そうでない場合に比較結果CP3はLowとなる。

[0187] AND部464は、比較結果CP1, CP2, CP3の論理積を判定結果A1として出力する。比較結果A1がHighとなった場合に、自波を検出したと判定される。

[0188] <6. シミュレーション検証>

このような本実施形態に係る自波検出部400による効果を検証するため、シミュレーションを実施した。

[0189] シミュレーションを実施するに当たり、受波信号の実測を行った。図29は、受波信号の実測を行うための送受信システムを示す。図29に示す構成では、送信センサ122と受信センサ123とを所定距離Dの間隔を介して配置させた。送信回路121によって送信センサ122を駆動し、送信センサ122から超音波を送波させた。送波された超音波を受信センサ123によって受信させ、受信センサ123のセンサ電圧をオシロスコープ125によって測定し、測定結果を実測波形データとして保存した。保存された実測波形データをシミュレーション環境126に読み込ませてシミュレーションを実施した。

[0190] 以下、図30～図37のタイミングチャートを参照してシミュレーション結果について説明する。なお、図30～図37においては、送波波形、実測波形データ（受波信号）Rv、実測波形データRvをA/D変換したデジタル受波信号Rd、実測波形データRvをクリッピングしたクリッピングデータRc、相関畳み込み積分値conv1_sum～conv3_sum（負値は切り捨て）、比較結果CP1～CP3、および判定結果A1を適宜示している。

[0191] まず、図30および図31は、本実施形態との比較のために行ったシミュレーションの結果であり、具体的には、仮にデジタル受波信号のクリッピングを行わない場合の結果である。すなわち、この場合、デジタル受波信号Rdが各相関畳み込み積分処理部に入力される。

[0192] また、図30および図31では、参照データにおいて、第1所定周波数お

よび第2所定周波数ともに56kHz、第1所定波数および第2所定波数ともに16波としている。

[0193] 図30は、第2区間において第2所定周波数を56kHz、第2所定波数を16波とし、第1区間において第1所定周波数を56kHz、第1所定波数を16波とした超音波を受波した場合に得られた実測波形データRvをシミュレーション環境に読み込んだ結果である。すなわち、図30は、自波を受波した場合のシミュレーション結果である。

[0194] 実測波形データRvにおける振幅の大きな箇所は、送波された超音波を受波した箇所を示す。送波された超音波を受波し始めたタイミング付近から相関畳み込み積分値conv1_sumおよびconv3_sumが上昇を開始し、送波された超音波のうち第2区間分を受波して第1区間を受波し始めるタイミング付近から相関畳み込み積分値conv2_sumが上昇を開始する。そして、送波された超音波を全て受波したタイミング付近で、相関畳み込み積分値conv1_sum～conv3_sumは、いずれも最大値付近となる。

[0195] ここで、図30において、第1区間および第2区間ともに波数は16波で等しいので、第1閾値Th1と第2閾値Th2は等しくし、第3閾値Th3は、第1閾値Th1の2倍の値とした。

[0196] 図30では、相関畳み込み積分値conv1_sum～conv3_sumは、いずれも第1閾値Th1～第3閾値Th3を上回る期間を有し、比較結果CP1～CP3がいずれもHighとなる期間が生じるので、判定結果A1もHighとなる期間が生じる。従って、自波を検出したことを判定できている。

[0197] これに対し、図31は、第2区間において第2所定周波数を58kHz、第2所定波数を16波とし、第1区間において第1所定周波数を58kHz、第1所定波数を16波とした超音波を受波した場合に得られた実測波形データRvをシミュレーション環境に読み込んだ結果である。すなわち、図31は、他波を受波した場合のシミュレーション結果である。

[0198] この場合、受波した超音波の周波数は、参照データの周波数からずれるので、本来は、相関畳み込み積分値 $conv1_sum \sim conv3_sum$ は、いずれも第1閾値 $Th1$ ～第3閾値 $Th3$ を上回らないことが望ましい。しかしながら、図31での58kHzは共振周波数付近であり、実測波形データ R_v の振幅が図30と比べて大きくなっている。その影響から、デジタル受波信号 R_d の振幅も大きくなり、相関畳み込み積分値 $conv1_sum \sim conv3_sum$ は、いずれも第1閾値 $Th1$ ～第3閾値 $Th3$ を上回っている。これにより、判定結果 $A1$ に $High$ となる期間が生じ、自波を検出したと誤判定されている。

[0199] これに対し、図32および図33は、上述した比較例に係る図30および図31に対応した本実施形態に係るシミュレーション結果を示すタイミングチャートである。図32および図33にそれぞれ示す実測波形データ R_v は、図30および図31のそれぞれと同様である。

[0200] 図32および図33では、図30および図31に示すデジタル受波信号 R_d をクリッピングしてクリッピングデータ R_c を各相関畳み込み積分処理部に入力させた。具体的には、一例として、12ビットのデジタル受波信号 R_d を5ビット（すなわち $-16 \sim -1$ 、 $+1 \sim +16$ ）に制限するようクリッピングを行った。

[0201] 図32では、実測波形データ R_v の周波数と参照データの周波数が一致するので、相関畳み込み積分値 $conv1_sum \sim conv3_sum$ は、いずれも第1閾値 $Th1$ ～第3閾値 $Th3$ を上回る期間を有し、判定結果 $A1$ に $High$ となる期間が生じ、自波を検出したことを判定できている。

[0202] 一方、図33では、図31と異なり、実測波形データ R_v の振幅が58kHzが共振周波数付近であるために大きくなっていても、クリッピングデータ R_c の振幅が制限されるので、実測波形データ R_v の周波数と参照データの周波数のずれにより、相関畳み込み積分値 $conv1_sum$ 、 $conv2_sum$ は第1閾値 $Th1$ 、第2閾値 $Th2$ を上回るものの、相関畳み込み積分値 $conv3_sum$ は第3閾値 $Th3$ を上回る期間を有さないもので、判定

結果 A 1 に H i g h となる期間は生じず、自波を検出したと誤判定されることが回避できている。

[0203] このように、本実施形態では、デジタル受波信号をクリッピングによって振幅を制限してから相関畳み込み積分処理を行うので、自己の送波周波数とは異なる周波数で共振周波数付近の他波を受波することの他、自己の送波周波数とは異なる周波数で距離の近い他システムから他波を受波すること等により、アナログの受波信号の振幅が大きくなった場合でも、相関畳み込み積分値が閾値を上回ることを抑制し、自波を検出したと誤判定されることを回避できる。

[0204] また、本実施形態では、環境ノイズまたは送波した超音波の時間経過に応じた減衰に依らず、環境ノイズまたは送波した超音波により生じる受波信号はクリッピングされるので、相関畳み込み積分値と比較するための閾値を時間経過に応じて設定する必要が無く、閾値設定が容易となる。

[0205] また、図 3 2 および図 3 3 では、一例として送波させる超音波を 2 つの区間に分け、いずれの区間も同じ波数の 1 6 波としている。このように、複数の区間のいずれも同じ波数とすると、区間ごとの相関畳み込み積分処理部で設定する閾値を同じとして、全区間の相関畳み込み積分処理部で設定する閾値を上記区間ごとの閾値の区間数倍として、容易に閾値を設定できる。

[0206] また、図 3 3 に示すように、区間ごとの相関畳み込み積分処理部に加えて、全区間の相関畳み込み積分処理部を設けることで、判定精度を向上できる。

[0207] また、分割した区間ごとの相関畳み込み積分処理部を直列に接続して配置することで（図 2 8）、図 3 2 に示すように、区間ごとに相関畳み込み積分値が閾値を上回り始める、または下回り始めるタイミングがずれるので、論理積をとった判定結果としては自波検出期間を短縮することができる。

[0208] 次に、図 3 4 および図 3 5 は、図 3 2 および図 3 3 に対応して、クリッピングを 1 ビットで制限するように行った場合のシミュレーション結果を示す。従って、図 3 4 および図 3 5 では、クリッピングデータ R c は、- 1 また

は+1のいずれかの値に制限される。

[0209] これにより、図34では、相関畳み込み積分値 $conv1_sum \sim conv3_sum$ は、いずれも第1閾値 $Th1$ ～第3閾値 $Th3$ を上回っており、判定結果 $A1$ に $High$ となる期間が生じ、自波を検出したと判定できている。また、図35では、図33と異なり、相関畳み込み積分値 $conv3_sum$ が第3閾値を上回らないだけでなく、相関畳み込み積分値 $conv1_sum$ 、 $conv2_sum$ も第1閾値 $Th1$ 、第2閾値 $Th2$ を上回らないので、判定結果 $A1$ は $High$ となる期間が生じず、自波検出の誤判定を回避できている。

[0210] このように、クリッピングを1ビットに制限するよう行うことで、自波と他波とで相関畳み込み積分値の差が大きくなり、閾値の設定が容易となる。また、送波した超音波の飛行時間になるべく長くなって減衰度が大きくなっても、受波信号のクリッピングが可能となる。

[0211] 次に、図36および図37は、図34および図35と同様に、クリッピングを1ビットで制限するように行った場合のシミュレーション結果を示すが、図34および図35と異なるのは、参照データにおいて、第2所定周波数を56kHz、第1所定周波数を60kHz、第1所定波数および第2所定波数ともに16波としている。

[0212] そして、図36では、第2区間において第2所定周波数を56kHz、第2所定波数を16波とし、第1区間において第1所定周波数を60kHz、第1所定波数を16波とした超音波を受波した場合に得られた実測波形データ Rv をシミュレーション環境に読み込んだ結果である。すなわち、図36は、自波を受波した場合のシミュレーション結果である。

[0213] 図36では、相関畳み込み積分値 $conv1_sum \sim conv3_sum$ ともに第1閾値 $Th1$ ～第3閾値 $Th3$ を上回る期間を短くし、判定結果 $A1$ が $High$ となる期間を短くすることで、図34に比して自波検出期間をさらに短縮できている。このように、区間ごとに異なる周波数とする変調を行うことで、自波検出期間をより短縮することができる。

[0214] また、図37は、第2区間において第2所定周波数を58kHz、第2所定波数を16波とし、第1区間において第1所定周波数を58kHz、第1所定波数を16波とした超音波を受波した場合に得られた実測波形データRvをシミュレーション環境に読み込んだ結果である。すなわち、図37は、他波を受波した場合のシミュレーション結果である。

[0215] 図37では、相関畳み込み積分値conv1_sum~conv3_sumとともに第1閾値Th1~第3閾値Th3を上回ることなく、判定結果A1はHighとなる期間が生じず、自波検出の誤判定を回避できている。

[0216] <7. その他>

なお、本実施形態を第1実施形態と組み合わせて実施してもよい。すなわち、より具体的には、図9に示す第1実施形態に係る音波処理装置1にクリッピング部を追加してもよい。この場合、クリッピング部により生成されるクリッピングデータを相関処理部43に入力すればよい。これにより、送波信号の単位ブロックごとに周波数変調が可能な実施形態において、受波信号から生成されるクリッピングデータに基づき単位ブロックごとに相関畳み込み積分処理を行うことができる。

[0217] また、本実施形態に係る音波処理装置1を含んだ超音波システム10は、第1実施形態と同様に、図17に示した車両20に搭載してもよいし、図18に示した超音波システムに適用してもよい。

[0218] <<第3実施形態>>

次に、本発明の第3実施形態について説明する。ここで、図38に示すように、車両500に搭載された超音波システムから送波された超音波は、対象物（障害物）1000で反射して反射波として超音波システムにより受波される（図38のF1）。一方で、図38に示すように、送波された超音波は、路面で反射して反射波として受波される場合もある（図38のF2）。

[0219] 図39は、デジタル受波信号の包絡線を抽出した一例を示す図である。図39には、ノイズNSの受波、路面での反射波Rw11の受波、対象物での反射波Rw12の受波をそれぞれ示す。ここで、受波センサは指向角が狭く

、受波が正面からずれると受波信号レベルは大きく減衰する。これにより、図39に示すように、対象物での反射波 R_{w12} よりも路面での反射波 R_{w11} の受波レベルは小さくなる。

[0220] ここで、図39に対応する受波信号に対して先述した第2実施形態の方法によってクリッピングデータを生成して、相関畳み込み積分処理を行うと、畳み込み積分値は図40に示すようになる。すなわち、路面での反射波 R_{w11} による受波信号と、対象物での反射波 R_{w12} による受波信号とで同じように制限をかけるので（例えば1ビットであれば-1または+1）、図40に示すように、相関畳み込み積分値のレベルの差が生じにくく、路面での反射波による受波を誤って受波判定してしまう虞がある。

[0221] そこで、本実施形態では、以下のようなクリッピング処理を行う。本実施形態の構成自体は、第2実施形態の図25、図26に示す構成と同様であり、クリッピング部43で行う処理が第2実施形態と異なる。

[0222] 図42は、本実施形態に係るクリッピング処理を具体的に説明するための一例を示す。図42では、一例として、デジタル受波信号 R_{d2} が12ビットである場合、デジタル受波信号 R_{d2} の2進数表記と10進数表記との対応を示す。図42で12ビットのうち左端のビットが符号ビットであり、それ以外の11ビットが絶対値を示す。ここでは、例として、符号ビット「0」が正、「1」が負を示している。

[0223] そして、図42に示すように、符号ビットが「0」で且つデジタル受波信号 R_{d2} の最下位ビットから5ビット目以上に「1」が存在する場合、すなわち、「+16」～「+2047」の場合は、クリッピングデータ R_c を「+1」とする。符号ビットが「1」で且つデジタル受波信号 R_{d2} の最下位ビットから5ビット目以上に「1」が存在する場合、すなわち、「-16」～「-2047」の場合は、クリッピングデータ R_c を「-1」とする。デジタル受波信号 R_{d2} の最下位ビットから5ビット目以上に「1」が存在しない場合、すなわち、「-15」～「+15」の場合は、クリッピングデータ R_c を「0」とする。

[0224] これは言い換えれば、クリッピング部43は、受波信号出力部から出力される所定ビット数（上記例では12ビット）の受波信号において符号ビットを除いたデータが、所定値（上記例では16）以上の場合、符号ビットに応じてクリッピングデータを所定の正值（上記例では+1）または所定の負値（上記例では-1）とし、上記所定値未満の場合、クリッピングデータを0とする処理を行うこととなる。

[0225] ここで、図43は、先述した図34に対応する本実施形態のシミュレーション結果を示す。図43に示すように、受波信号Rdに対して図42で説明したようなクリッピング処理を行うことで、「+1」「0」「-1」からなるクリッピングデータRcを生成している。このように、デジタル受波信号Rdのうち所定範囲内（図43の例では-15以上且つ+15以下）は「0」とすることで、ノイズや路面反射の影響を取り除くことができる。なお、図44は、先述した図35に対応する本実施形態のシミュレーション結果であり、クリッピング処理は図43と同様である。

[0226] 先述した図39に示す例に関して言えば、本実施形態によるクリッピング処理により、ノイズNSや路面反射Rw11の影響を取り除くことができ、図41に示すように対象物での反射波Rw12に対応する相関畳み込み積分値に比べて、ノイズNSや路面反射Rw11に対応する相関畳み込み積分値を抑制できるので、相関畳み込み積分値の閾値設定が可能となり、路面反射による誤った受波判定を回避できる。

[0227] <<第4実施形態>>

次に、本発明の第4実施形態について説明する。

[0228] ここで、従来の相関畳み込み積分処理を行う超音波システムにおいては、音波の送波・受波を行う上記超音波システムが自動車等の移動体に搭載されて、当該超音波システムが移動する場合や対象物（障害物）が移動する場合に、受波した反射波の周波数が送波した音波の周波数から変化することで、期待した相関処理結果が得られない問題があった。

[0229] ドップラー効果による周波数変動は、下記（1）式として表される。

$$f = \left((V - v_o) (V + v_s) \right) / \left((V + v_o) (V - v_s) \right) \cdot f_o \quad (1)$$

ただし、 f ：受波周波数、 V ：音速、 v_s ：音源速度、 v_o ：対象物速度、 f_o ：送波周波数

[0230] 図63、64を用いて具体的に説明すると、図63、64の例では、超音波システム（不図示）を搭載した車両500と、対象物1000が記載されている。超音波システムは、音波を送波する音源と音波を受波する受信部とを有する。音源から送波された音波は、対象物1000で反射して反射波となって受信部で受波される。

[0231] 図63では、参照データ D_{ref} が予め用意される。参照データ D_{ref} は、送波する音波の周波数と同じ周波数の波形データである。図63では、車両500と対象物1000ともに停止している場合を示しており、図63に示す受波した反射波 R_{s1} の周波数は、上記(1)式より送波周波数と同じとなる。従って、参照データ D_{ref} と反射波 R_{s1} とを乗算する相関処理によって得られる相関結果 $C1$ では、図63に示すように常に相関値が正の値となる。これにより、相関結果 $C1$ を時間的に積分して得られる畳み込み積分値は大きくなり、反射波が強調される。

[0232] 一方、図64では、車両500が矢印 AR の向きに停止する対象物1000に対して近づくよう移動している場合を示す。この場合、図64で示す受波した反射波 R_{s2} の周波数は、上記(1)式より送波周波数より変動する。すなわち、反射波 R_{s2} の周波数は、参照データ D_{ref} の周波数より変動してしまう。従って、図64に示すように、相関結果 $C2$ では、相関値が負となる期間が生じることとなり、畳み込み積分値が図63に比べて小さくなる。このような畳み込み積分結果の減衰により、畳み込み積分値を閾値と比較して反射波の受波を検出する場合に、検出に不具合が生じる虞があった。

[0233] 上記状況に鑑み、本発明の第4実施形態では、反射波の受波の検出精度へのドップラー効果による影響を抑制できる音波処理装置を提供することを目

的とする。以下、本実施形態について具体的に説明する。

[0234] <1. シミュレーション検討>

まず、本発明に係る音波処理装置を開発するにあたって行ったシミュレーション検討について説明する。

[0235] <1. 1 シミュレーション環境>

図45は、シミュレーションの想定環境を示す模式図である。図45に示す車両500には不図示の超音波システムが搭載される。超音波システムから送波された音波は、対象物1000で反射して反射波として超音波システムに受波される。このとき、受波する信号波に環境ノイズをシミュレーション上、含ませることが可能となっている。

[0236] 図46は、シミュレーション上の超音波システムの構成を示すブロック図である。図46に示すように、超音波システムは、送波処理部100と、音源150と、受波処理部200と、受信部250と、を有する。すなわち、送波処理部100と、音源150と、受波処理部200と、受信部250とが、図45における車両500に搭載される。

[0237] 送波処理部100は、送波パターン生成回路100Aと、送波信号生成回路100Bと、DA回路100Cと、参照データ生成回路100Dと、を有する。送波パターン生成回路100Aは、送波命令を受けて送波パターンを生成する。シミュレーション上、周波数および波数を可変とした送波パターンを生成可能である。

[0238] 送波信号生成回路100Bは、送波パターン生成回路100Aにより生成された送波パターンに基づき送波信号 $f_{out}(t)$ を生成する。DA回路100Cは、送波信号 $f_{out}(t)$ をデジタル信号からアナログ信号へD/A変換して音源150へ出力する。音源150は、アナログ信号へ変換後の送波信号に基づき音波を生成して送波する。

[0239] 参照データ生成回路100Dは、送波パターン生成回路100Aにより生成された送波パターンに応じて参照データを生成する。具体的には、参照データ生成回路100Dは、送波信号 $f_{out}(t)$ と同じ周波数、同じ波数

の波形データを参照データとして生成する。なお、参照データは、データ精度やデータ量などを考慮して決めればよく、一例として、五値（ -1 ， -0.5 ， 0 ， 0.5 ， 1 ）からなるデータとする。

[0240] 受信部250は、音波を受波して受波信号をAD回路200Aへ出力する。なお、図45でも示したように、シミュレーション上、受波信号に環境ノイズを含ませることが可能である。すなわち、音源150から送波された音波が対象物1000で反射した反射波にノイズ成分を含ませることができる。

[0241] また、図5に示す車両500は停止した対象物1000に対して移動可能であり、車両500の移動速度に応じたドップラー効果による受波信号の周波数変動をシミュレーション上、考慮することが可能となっている。

[0242] AD回路200Aは、受信部250から出力される受波信号をアナログ信号からデジタル信号へA/D変換して受波信号 $f_{in}(t)$ として出力する。

[0243] 相関処理部200Bは、受波信号 $f_{in}(t)$ と、参照データ生成回路100Dから受波処理部200へ送られる参照データTableとの乗算による相関処理を行う。ここで、図47は、相関処理部200Bの回路構成を示す図である。相関処理部200Bは、シフトレジスタSRと、乗算部 $M_0 \sim M_n$ と、参照データレジスタRgと、を有する。

[0244] シフトレジスタSRは、フリップフロップ群 $DF_0 \sim DF_n$ を有する。フリップフロップ群 $DF_0 \sim DF_n$ は、それぞれ受波信号 $f_{in}(t)$ のビット数の個数のDフリップフロップから構成される。例えば、受波信号 $f_{in}(t)$ が12ビットである場合は、フリップフロップ群 $DF_0 \sim DF_n$ は、それぞれ12個のDフリップフロップから構成される。

[0245] フリップフロップ群 $DF_0 \sim DF_n$ は、前段から順に配置される。フリップフロップ群 DF_0 の入力端には、受波信号 $f_{in}(t)$ が入力される。フリップフロップ群 $DF_0 \sim DF_n$ においては、前段の出力端と後段の入力端とが接続される。フリップフロップ群 $DF_0 \sim DF_n$ のそれぞれにおけるクロ

ック端には、クロック信号CKが入力される。

[0246] このようシフトレジスタSRにより、クロック信号CKのパルスが入力されるたびに、フリップフロップ群DF0～DFnの各出力は前段側から後段側へビットシフトする。フリップフロップ群DF0～DFnの出力 $f_{in}(t-0) \sim f_{in}(t-n)$ は、それぞれ乗算部M0～Mnへ入力される。また、乗算部M0～Mnには、参照データレジスタRgに格納された参照データTable(0)～Table(n)も入力される。従って、シフトレジスタSRにより(n+1)個分格納された受波信号 $f_{in}(t-0) \sim f_{in}(t-n)$ のビットデータと参照データTable(0)～Table(n)とが乗算部M0～Mnにより乗算されて相関値 $f_{conv}(t-0) \sim f_{conv}(t-n)$ が出力される。

[0247] なお、(n+1)個の個数は、送波信号の送波時間と受波信号のサンプリング周波数とに基づいて設定され、送波時間分の受波信号を少なくとも取り込めるように設定されることが望ましい。

[0248] そして、図46に示す相関値和算部200Cは、図47に示すように、得られた相関値 $f_{conv}(t-0) \sim f_{conv}(t-n)$ の総和を算出することで相関量み込み積分値を出力する。

[0249] <1. 2 シミュレーション結果1>

このような構成の超音波システムによるシミュレーション結果の一例について図48を用いて説明する。図48に示すシミュレーション条件では、送波パターン生成回路100Aにより生成される送波信号F01は、周波数は58kHzの固定値で周波数変調なしとし、波数は16波とした。これに応じて、参照データDref1は、周波数を58kHzの固定値とし、波数を16波とした波形データとなる。

[0250] また、超音波システムを搭載した車両500は停止した対象物1000に対して停止している条件とした。すなわち、図45において、車両500の移動速度は0km/hとした。図48に示すドップラー効果を考慮した反射波による受波信号Ds1の周波数は、上記(1)式により、送波信号F01

の周波数と同じとなり、送波信号 F_{o1} の周波数よりの変動はない。さらに、図 48 に示すように、環境ノイズ N_1 の受波を考慮した。これにより、図 48 に示すように、受波信号 F_{i1} は、ドップラー効果を考慮した受波信号 D_{s1} と環境ノイズ N_1 とを含んだ波形となる。すなわち、対象物 1000 で反射した反射波は、環境ノイズに埋もれた状態となる。

[0251] そして、受波信号 F_{i1} と参照データ D_{ref1} との乗算による相関処理を相関処理部 200B により行った結果、図 48 に示す相関結果 F_{conv1} が算出される。そして、相関値和算部 200C により相関結果 F_{conv1} の総和が算出されることで相関畳み込み積分値が出力される。

[0252] 図 48 に示すシミュレーション条件での相関畳み込み積分結果を図 49 のグラフに示す。図 49 は、相関畳み込み積分値の算出結果を時系列で示したものである。図 49 に示すように、環境ノイズのみが受波される期間では相関畳み込み積分値のピーク値は小さい値で推移し、送波した音波に基づく反射波が受波され始めるタイミングから徐々に相関畳み込み積分値のピーク値は大きくなり、反射波全体がシフトレジスタ SR により取り込まれたタイミング ($0\mu s$ 付近) で相関畳み込み積分値のピーク値は最大となり、その後、反射波の一部がシフトレジスタ SR により取り込まれなくなると、相関畳み込み積分値のピーク値は徐々に小さくなる。

[0253] 図 48 のシミュレーション条件では反射波による受波信号 D_{s1} の周波数は、参照データ D_{ref1} の周波数より変動がないので、ノイズに埋もれている反射波に対して参照データ D_{ref1} との相関処理を行うことで、反射波を増幅できる。図 48 の相関結果 F_{conv1} に示すように、相関値は演算範囲においてほぼ正の値となる。これにより、図 49 に示すように、相関畳み込み積分値のピーク値の最大値を大きくすることができる。従って、相関畳み込み積分値を閾値と比較することにより、ノイズに埋もれた反射波の検出を行うことができる。

[0254] <1. 3 シミュレーション結果 2>

次に、先述した図 48 とは別のシミュレーション条件によるシミュレーシ

ョン結果について図50を用いて説明する。

[0255] 図50に示すシミュレーション条件では、送波信号F o 1および参照データD r e f 1は、図48と同様である。すなわち、送波信号F o 1および参照データD r e f 1の周波数は58kHzで固定値であり、波数は16波である。

[0256] 図50では、図48との相違点として、車両500が停止している対象物1000に対して近づくように移動している状態とした。具体的には、図45における車両500の移動速度を20km/hとした。これにより、ドップラー効果を考慮した反射波による受波信号D s 1 1の周波数は、上記(1)式により60kHzとなり、送波信号F o 1および参照データD r e f 1の周波数である58kHzより+2kHzだけ変動する。

[0257] そして、受波信号D s 1 1と環境ノイズN 1を含めた受波信号F i 1 1に対して参照データD r e f 1との相関処理を行い、相関結果F c o n v 1 1を算出した。上述したように、ドップラー効果を考慮した反射波による受波信号D s 1 1の周波数は、参照データD r e f 1の周波数より変動するので、相関処理を行ったときに相関結果F c o n v 1 1に示すように、相関値が演算範囲において負の値となる期間が生じる。これにより、図50に示すシミュレーション条件に対応する相関畳み込み積分結果である図51に示すように、相関畳み込み積分値のピーク値の最大値が図49に比べて小さくなっている。すなわち、ノイズに埋もれた反射波の増幅が弱まって、反射波の検出が困難となる虞がある結果となった。

[0258] <1. 4 ドップラー効果を考慮した参照データを用いた構成>

上記シミュレーション結果を受けて、ドップラー効果を考慮した周波数の異なる参照データを予め複数用意した構成でのシミュレーションを検討した。本シミュレーションに係る超音波システムの構成を図52に示す。

[0259] 図52に示す超音波システムでは、送波処理部100は、第1参照データ生成回路100D1～第3参照データ生成回路100D3を有する。第1参照データ生成回路100D1は、車両500(図45)の移動速度が第1移

動速度である場合に対応した第1参照データTable 1を、第2参照データ生成回路100D2は、車両500の移動速度が第2移動速度である場合に対応した第2参照データTable 2を、第3参照データ生成回路100D3は、車両500の移動速度が第3移動速度である場合に対応した第3参照データTable 3を生成する。より具体的には、車両500の想定移動速度に応じた反射波による受波信号の周波数と同じ周波数の波形データとして参照データが生成される。

[0260] また、図52に示す超音波システムでは、受波処理部200は、第1相関処理部200B1～第3相関処理部200B3を有する。第1相関処理部200B1は、AD回路200Aから出力される受波信号 $f_{in}(t)$ と、第1参照データ生成回路100D1から出力される第1参照データTable 1とを乗算して相関処理を行う。第2相関処理部200B2は、AD回路200Aから出力される受波信号 $f_{in}(t)$ と、第2参照データ生成回路100D2から出力される第2参照データTable 2とを乗算して相関処理を行う。第3相関処理部200B3は、AD回路200Aから出力される受波信号 $f_{in}(t)$ と、第3参照データ生成回路100D3から出力される第3参照データTable 3とを乗算して相関処理を行う。

[0261] また、図52に示す超音波システムでは、受波処理部200は、第1相関値和算部200C1～第3相関値和算部200C3を有する。第1相関値和算部200C1は、第1相関処理部200B1による相関結果の総和を算出して相関量み込み積分値を出力する。第2相関値和算部200C2は、第2相関処理部200B2による相関結果の総和を算出して相関量み込み積分値を出力する。第3相関値和算部200C3は、第3相関処理部200B3による相関結果の総和を算出して相関量み込み積分値を出力する。

[0262] <1. 5 シミュレーション結果3>

次に、上述したような図52に示す超音波システムによるシミュレーション結果の一例について図53を用いて説明する。

[0263] 図53に示すシミュレーション条件では、送波信号F01は、図48およ

び図50と同様である。すなわち、送波信号F o 1の周波数は58kHzで固定値であり、波数は16波である。

[0264] また、図53に示すシミュレーション条件では、第1参照データD r e f 1 1は、車両500の移動速度が0km/h（第1移動速度）である場合に対応した参照データ、第2参照データD r e f 1 2は、車両500の移動速度が10km/h（第2移動速度）である場合に対応した参照データ、第3参照データD r e f 1 3は、車両500の移動速度が20km/h（第3移動速度）である場合に対応した参照データとした。すなわち、上記（1）式により、第1参照データD r e f 1 1の周波数は58kHz、第2参照データD r e f 1 2の周波数は59kHz、第3参照データD r e f 1 3の周波数は60kHzとなる。また、いずれの参照データも波数は16波のデータである。

[0265] そして、図53に示すシミュレーション条件では、図50と同様に車両500の移動速度は20km/hとしたので、ドップラー効果を考慮した反射波による受波信号D s 1 1の周波数は60kHzとなる。

[0266] そして、受波信号D s 1 1と環境ノイズN 1 1とを含めた受波信号F i 1 1に対して、第1参照データD r e f 1 1との相関処理を行うことで第1相関結果F c o n v 1 1 1が算出され、第2参照データD r e f 1 2との相関処理を行うことで第2相関結果F c o n v 1 1 2が算出され、第3参照データD r e f 1 3との相関処理を行うことで第3相関結果F c o n v 1 1 3が算出される。

[0267] 移動速度0km/hに対応して設定される第1参照データD r e f 1 1の周波数58kHzに対して、実際に受波した受波信号F i 1 1に含まれる反射波の周波数は60kHzであり、周波数変動は+2kHzと大きいので、第1相関結果F c o n v 1 1 1では相関値が負の値となる期間が演算範囲において長く発生する。

[0268] 移動速度10km/hに対応して設定される第2参照データD r e f 1 2の周波数59kHzに対して、実際に受波した受波信号F i 1 1に含まれる

反射波の周波数は60kHzであり、周波数変動は+1kHzとなるので、第2相関結果Fconv112では第1相関結果Fconv111よりも期間は短い、相関値が負の値となる期間が演算範囲において発生する。

[0269] 移動速度20km/hに対応して設定される第3参照データDref12の周波数60kHzに対して、実際に受波した受波信号Fi11に含まれる反射波の周波数は60kHzであり、周波数変動はなくなるので、第3相関結果Fconv113では相関値は演算範囲においてほぼ正の値となる。

[0270] ここで、図54は、第1相関結果Fconv111に基づく相関畳み込み積分値（一点鎖線）、第2相関結果Fconv112に基づく相関畳み込み積分値（破線）、および第3相関結果Fconv113に基づく相関畳み込み積分値（実線）を時系列で示したグラフであり、相関畳み込み積分値のピーク値が最大付近となる領域の拡大図も併せて示す。

[0271] 上記拡大図に示すように、第1相関結果Fconv111に基づく相関畳み込み積分値のピーク値の最大値は小さい値に抑えられてしまうが、第3相関結果Fconv113に基づく相関畳み込み積分値のピーク値の最大値は、大きな値となる。すなわち、車両500の移動速度が20km/hであっても、当該移動速度に対応した第3参照データDref13を予め用意することで、第3参照データDref13を用いた相関処理によってノイズに埋もれた反射波の増幅が可能となる。同様に、仮に車両500の移動速度が0km/hの場合は、第1参照データDref11を用いた相関処理によって反射波の増幅が可能となり、仮に車両500の移動速度が10km/hの場合は、第2参照データDref12を用いた相関処理によって反射波の増幅が可能となる。

[0272] 従って、周波数の異なる参照データを複数用意することで、ドップラー効果による影響を抑える対策が可能となる。

[0273] <1.6 シミュレーション結果4>

次に、図52に示す超音波システムにおける別のシミュレーション結果について説明する。本シミュレーションでは、送波させる音波として周波数を

時間的に連続的に変化させたチャープ波を用いる。図55は、本シミュレーション結果を示す図である。

[0274] 図55に示す送波信号F o 2は、チャープ波としている。より具体的には、図57に示すように、送波信号F o 2は32波を3つ用いる構成であり、最初の32波で周波数を56kHzから58kHzへ線形に上昇させ、中間の32波で周波数を58kHzで維持し、最後の32波で周波数を58Hzから60kHzへ線形に上昇させた。

[0275] また、図55に示すシミュレーション条件では、第1参照データD r e f 2 1は、車両500の移動速度が0km/h（第1移動速度）である場合に対応した参照データ、第2参照データD r e f 2 2は、車両500の移動速度が10km/h（第2移動速度）である場合に対応した参照データ、第3参照データD r e f 2 3は、車両500の移動速度が20km/h（第3移動速度）である場合に対応した参照データとした。

[0276] すなわち、第1参照データD r e f 2 1の周波数は図57に示す通りに変化する。第2参照データD r e f 2 2の周波数は図57に対して+1kHzで変化する。すなわち、最初の32波で周波数を57kHzから59kHzへ線形に上昇させ、中間の32波で周波数を59kHzで維持し、最後の32波で周波数を59Hzから61kHzへ線形に上昇させた。第3参照データD r e f 2 3の周波数は図57に対して+2kHzで変化する。すなわち、最初の32波で周波数を58kHzから60kHzへ線形に上昇させ、中間の32波で周波数を60kHzで維持し、最後の32波で周波数を60Hzから62kHzへ線形に上昇させた。

[0277] そして、図55に示すシミュレーション条件では、図50と同様に車両500の移動速度は20km/hとしたので、ドップラー効果を考慮した反射波による受波信号D s 2の周波数は、図57に対して+2kHzで変化する。すなわち、最初の32波で周波数が58kHzから60kHzへ線形に上昇し、中間の32波で周波数が60kHzで維持し、最後の32波で周波数が60Hzから62kHzへ線形に上昇する。

[0278] そして、受波信号 D_{s2} と環境ノイズ N_2 とを含めた受波信号 F_{i2} に対して、第1参照データ D_{ref21} との相関処理を行うことで第1相関結果 F_{conv21} が算出され、第2参照データ D_{ref22} との相関処理を行うことで第2相関結果 F_{conv22} が算出され、第3参照データ D_{ref23} との相関処理を行うことで第3相関結果 F_{conv23} が算出される。

[0279] 移動速度 0 km/h に対応して設定される第1参照データ D_{ref21} の周波数に対して、実際に受波した受波信号 F_{i2} に含まれる反射波の周波数の変動は $+2\text{ kHz}$ と大きいので、第1相関結果 F_{conv21} では相関値が負の値となる期間が演算範囲において長く発生する。

[0280] 移動速度 10 km/h に対応して設定される第2参照データ D_{ref22} の周波数に対して、実際に受波した受波信号 F_{i2} に含まれる反射波の周波数の変動は $+1\text{ kHz}$ となるので、第2相関結果 F_{conv22} では第1相関結果 F_{conv21} よりも期間は短い、相関値が負の値となる期間が演算範囲において発生する。

[0281] 移動速度 20 km/h に対応して設定される第3参照データ D_{ref23} の周波数に対して、実際に受波した受波信号 F_{i2} に含まれる反射波の周波数の変動はなくなるので、第3相関結果 F_{conv23} では相関値は演算範囲においてほぼ正の値となる。

[0282] ここで、図56は、第1相関結果 F_{conv21} に基づく相関畳み込み積分値（破線）、第2相関結果 F_{conv22} に基づく相関畳み込み積分値（一点鎖線）、および第3相関結果 F_{conv23} に基づく相関畳み込み積分値（実線）を時系列で示したグラフである。

[0283] 図56に示すように、第1相関結果 F_{conv21} に基づく相関畳み込み積分値のピーク値の最大値は小さい値に抑えられてしまうが、第3相関結果 F_{conv23} に基づく相関畳み込み積分値のピーク値の最大値は、大きな値となる。すなわち、車両500の移動速度が 20 km/h であっても、当該移動速度に対応した第3参照データ D_{ref23} を予め用意することで、第3参照データ D_{ref23} を用いた相関処理によってノイズに埋もれた反

射波の増幅が可能となる。従って、送波させる音波として周波数変調したチャープ波を用いる場合でも、ドップラー効果の影響を抑えることができる。なお、図56に示すように、第3相関結果 F_{conv23} に基づく相関畳み込み積分値のピーク値の傾きを急峻にすることが可能である。

[0284] <2. 相関畳み込み積分値の利得について>

ここで、音源が送波 S を出力し、送波 S が対象物で反射した反射波を受信部で受波する環境において、受波 G と参照データ（ベースデータ） B との相関畳み込み積分を行うシステムを考える。

[0285] 理想的な送波 S は、振幅係数 κ 、送波周波数 f_0 を用いると

$$S(t, f_0) = \kappa \sin 2\pi f_0 t \quad [t: \text{送波開始からの時間}]$$

と表される。

[0286] 理想的な受波 G は、減衰係数 ζ 、振幅係数 κ 、受波周波数 f を用いると

$$G(t, f) = \zeta \kappa \sin 2\pi f t \quad [t: \text{受波開始からの時間}]$$

と表される。

[0287] また、相関元となる参照データ B は、受波すると想定される波形の離散データのため、ベース波形周波数 f_{ref} 、サンプリング周波数 f_s 、およびデータサイズ M を用いると、

$$B(n, f_{ref}) = \sin 2\pi f_{ref} n$$

$$[n: \text{離散データのアドレス} (= 0, 1, 2, \dots, M-1)]$$

と表される。

[0288] 参照データ B と受波 G から成る相関畳み込み積分値 E は、音波の送波時間を w とおくと、

[数1]

$$E(w, f) = \sum_{\tau=-w/2}^{w/2} B(n, f_{ref}) \times G(\tau, f) \div \zeta \kappa \sum_{\tau=-w/2}^{w/2} \sin 2\pi f_{ref} \tau \times \sin 2\pi f \tau$$

$$[n = \tau \times f_s + M/2 \quad \text{ただし } f_s = \infty, M = \infty]$$

と表される。この相関畳み込み積分値 E が最大となるのは、 $f = f_{ref}$ となる場合なので、そのときの相関畳み込み積分値は、

[数2]

$$E(w, f_{\text{ref}}) = \sum_{\tau=-w/2}^{w/2} B(n, f_{\text{ref}}) \times G(\tau, f_{\text{ref}}) \doteq \kappa \sum_{\tau=-w/2}^{w/2} \sin^2 2\pi f_{\text{ref}} \tau$$

[$n = \tau \times f_s + M/2$ ただし $f_s = \infty, M = \infty$]

と表される。

[0289] この相関畳み込み積分値 $E(w, f)$ 、 $E(w, f_{\text{ref}})$ について、利得を α とすると、

[数3]

$$E(w, f) = \alpha E(w, f_{\text{ref}}) \Leftrightarrow \alpha = E(w, f) / E(w, f_{\text{ref}}) = \frac{\sum_{\tau=-w/2}^{w/2} \sin 2\pi f_{\text{ref}} \tau \times \sin 2\pi f \tau}{\sum_{\tau=-w/2}^{w/2} \sin^2 2\pi f_{\text{ref}} \tau}$$

となる。この利得 α はベース波形周波数 f_{ref} と受波周波数 f の関数とみなせるので、利得 α が小さくならないようにベース波形周波数 f_{ref} を決定することで、相関畳み込み積分値の減衰を抑制できる。

[0290] <3. 相関畳み込み積分値の利得についての具体的検討>

ここで、超音波速度 340 m/s 、周波数 58 kHz 、送波数 16 波の超音波システム搭載の車両が 20 km/h 以下で走行する場合の、 0 km/h 想定 (58 kHz) の参照データとの相関畳み込み積分値の利得と、 10 km/h 、 20 km/h 想定の各参照データを用意したときの利得を比較する。なお、サンプリング周波数は、 1 GHz とする。

[0291] まず、車両が 10 km/h 、 20 km/h で走行していた場合の受波周波数は、ドップラー効果の上記 (1) 式により、

$$10 \text{ km/h の時: } f = (340 + 2.78) / (340 - 2.78) \times 58 \text{ kHz} \doteq 59 \text{ kHz}$$

$$20 \text{ km/h の時: } f = (340 + 5.56) / (340 - 5.56) \times 58 \text{ kHz} \doteq 60 \text{ kHz}$$

となるため、受波のとりうる周波数範囲は $58 \text{ kHz} \sim 60 \text{ kHz}$ であることが分かる。

[0292] ここで、 0 km/h 想定 (58 kHz) の参照データとの相関畳み込み積

分値の利得 α を受波周波数 f との関係で表すと、

[数4]

$$\alpha = \frac{\sum_{\tau=-138\mu s}^{138\mu s} B(\tau+138\mu s, 58\text{kHz}) \times G(\tau, f)}{\sum_{\tau=-138\mu s}^{138\mu s} B(\tau+138\mu s, 58\text{kHz}) \times G(\tau, 58\text{kHz})}$$

と表される。ただし、送波時間 $=16\text{波}/58\text{kHz} \div 276\mu s$ である。

[0293] 上記関係式をグラフ化したものを図58に示す。図58に示すように、車両の走行速度が 0km/h ($f=58\text{kHz}$) のときに利得 α が1となり、走行速度が速くなる程、利得 α は減衰し、走行速度が 20km/h ($f=60\text{kHz}$) のときは利得 α が60%程度まで減衰することが分かる。

[0294] 10km/h 想定 (59kHz)、 20km/h 想定 (60kHz) の各参照データとの相関畳み込み積分値の利得 α と受波周波数 f との関係についても同様にグラフ化すると、図59に示すグラフとなる。なお、図59において、破線は 10km/h 想定に対応し、一点鎖線は 20km/h 想定に対応する。

[0295] 図59に示す結果から、 0km/h 、 10km/h 、 20km/h 想定の各参照データを用意することで、車両の走行速度が $0\text{km/h} \sim 20\text{km/h}$ の間では、相関畳み込み積分値の利得 α を95%以上に保つことが可能となる。

[0296] なお、図59において例えば利得 α の許容値が80%である場合、車両の走行速度が $0\text{km/h} \sim 20\text{km/h}$ の間では、 20km/h 想定の参照データ（一点鎖線）を用意せずとも利得 α を許容値以上に保つことができる。すなわち、利得 α の許容値が低いのであれば、用意すべき参照データの個数を減らすことができる。

[0297] また、図59において例えば車両の対応速度範囲のうち最速値が 20km/h よりも速い速度である場合は、参照データをさらに増やして用意すれば、利得 α を高い値で保つことができる。

[0298] すなわち、利得 α の許容値および車両の対応速度範囲に応じて参照データ

を調整することができる。

[0299] <4. 音波処理装置>

次に、本発明の一実施形態に係る音波処理装置を用いた超音波システムについて説明する。図60は、本発明の一実施形態に係る音波処理装置1を用いた超音波システム10の構成を示す図である。

[0300] 超音波システム10は、音波処理装置1と、超音波送受信装置5と、トランスTrと、を有する。超音波送受信装置5は、音波処理装置1に対してトランスTrを介して外付けに接続される。なお、トランスTrは、必ずしも設けなくてもよい。

[0301] 音波処理装置1は、ドライバ部2と、アナログフロントエンド3と、デジタル処理部4と、を1つのチップに集積して有する半導体装置である。ドライバ部2は、DA回路21を有する。DA回路21は、デジタル処理部4に含まれる送波信号生成回路41から出力される送波信号をデジタル信号からアナログ信号へD/A変換する。DA回路21は、外部端子T1, T2を介してトランスTrの1次側に接続される。

[0302] トランスTrの2次側には超音波送受信装置5が接続される。超音波送受信装置5は、不図示の圧電素子を有し、超音波の送波および受波を行う。すなわち、超音波送受信装置5は、音源としても受信部としても機能する。

[0303] アナログフロントエンド3（受波信号出力部）は、LNA（ローノイズアンプ）31と、LPF（ローパスフィルタ）32と、A/Dコンバータ33と、を有する。トランスTrの1次側は、外部端子T3, T4を介してLNA31に接続される。LNA31の出力は、LPF32を介してA/Dコンバータ33に入力される。

[0304] デジタル処理部4は、送波信号生成回路41と、レジスタ42と、第1相關処理部43A～第3相關処理部43Cと、第1相關値和算部44A～第3相關値和算部44Cと、セクタ45と、閾値判定部46と、TOF計測部47と、シリアルインタフェース48と、を有する。第1相關処理部43A～第3相關処理部43Cと、第1相關値和算部44A～第3相關値和算部4

4 C と、から相関量み込み積分処理部 4 9 が構成される。

[0305] レジスタ 4 2（データ保持部）には、第 1 参照データ、第 2 参照データ、および第 3 参照データが格納される。第 1 相関処理部 4 3 A は、A/D コンバータ 3 3 から出力される受波信号と、第 1 参照データに基づき相関処理を行う。第 1 相関値和算部 4 4 A は、第 1 相関処理部 4 3 A による相関処理結果の総和を算出することで相関量み込み積分値を出力する。第 2 相関処理部 4 3 B は、A/D コンバータ 3 3 から出力される受波信号と、第 2 参照データに基づき相関処理を行う。第 2 相関値和算部 4 4 B は、第 2 相関処理部 4 3 B による相関処理結果の総和を算出することで相関量み込み積分値を出力する。第 3 相関処理部 4 3 C は、A/D コンバータ 3 3 から出力される受波信号と、第 3 参照データに基づき相関処理を行う。第 3 相関値和算部 4 4 C は、第 3 相関処理部 4 3 C による相関処理結果の総和を算出することで相関量み込み積分値を出力する。

[0306] セレクタ 4 5 は、第 1 相関値和算部 4 4 A～第 3 相関値和算部 4 4 C のそれぞれから出力される相関量み込み積分値のうち最大値を選択して出力する。閾値判定部 4 6 は、セレクタ 4 5 によって選択された相関量み込み積分値と所定の閾値とを比較する。TOF 計測部 4 7 は、カウンタ 4 7 1 を用いて、超音波を送波してから対象物での反射による反射波を受波するまでの時間（TOF）を計測する。

[0307] シリアルインタフェース 4 8 は、一例として D S I 3 に準拠し、外部端子 T 5 を介して不図示の外部の E C U（車両電子制御ユニット）との間で通信を行う。

[0308] このような構成の音波処理装置 1 の動作について説明する。まず、E C U からシリアルインタフェース 4 8 を介して送波信号生成回路 4 1 が送波命令を受けると、送波信号生成回路 4 1 は、送波信号を D A 回路 2 1 へ出力する。これにより、超音波送受信装置 5 から超音波が送波される。また、送波命令があったタイミングで T O F 4 7 は、カウンタ 4 7 1 によるカウントを開始する。

- [0309] 超音波送受信装置 5 は、受波した音波に基づく電気信号をトランス Tr を介してアナログフロントエンド 3 へ送る。A/D コンバータ 33 からは、A/D 変換された後の受波信号が出力される。なお、超音波送受信装置 5 は、送波した超音波が対象物で反射した反射波のみでなく、環境ノイズを受波する。すなわち、A/D コンバータ 33 からは、環境ノイズ成分と反射波成分が含まれた受波信号が出力される。
- [0310] レジスタ 42 には、先述したシミュレーションのように、超音波システム 10 を搭載した車両の異なる想定移動速度に対応した第 1 ～ 第 3 参照データが予め保持される。これにより、車両の実際の移動速度に応じた受波信号は、第 1 相関処理部 43A ～ 第 3 相関処理部 43C の少なくともいずれかによって増幅が可能となる。従って、セクタ 45 による相関畳み込み積分値の最大値の選択により、車両の移動速度に依らず反射波の検出が可能となる。
- [0311] 閾値判定部 46 は、セクタ 45 の出力する相関畳み込み積分値が閾値を超えた場合に、反射波を検出したと判定する。これにより、TOF 計測部 47 は、閾値判定部 46 によって反射波が検出されたタイミングでのカウンタ 471 のカウント値を保持する。当該保持されたカウント値は、TOF に対応し、TOF と音速によって対象物までの距離が特定可能となる。
- [0312] なお、対象物までの距離が長い程、受波信号の強度が減衰するので、相関畳み込み積分値が小さくなり、閾値は小さく設定することが望ましい。従って、閾値判定部 46 の閾値は、固定値に限らず、例えばカウンタ 471 によるカウントが長くなる程、減少させる可変設定としてもよい。
- [0313] TOF 計測部 47 によって保持されたカウント値は、シリアルインタフェース 48 を介して ECU に送信される。
- [0314] このように、本実施形態に係る音波処理装置 1 によれば、車両の移動速度によるドップラー効果の影響を抑えて、反射波の検出をより確実に行うことが可能となる。また、送波信号生成回路 41 により送波させる超音波は、周波数が固定値であるバースト波のみでなく、周波数変調をしたチャープ波としてもよい。この場合は、先述したシミュレーションのように、送波させる

チャープ波の周波数に対して車両の想定移動速度を考慮した第1～第3参照データをレジスタ42に保持すればよい。

[0315] なお、他のドップラー効果対策方法として、実際の受波信号の周波数を測定し、相関元となる参照データを変形して相関処理を行う方法が考えられる。しかしながら、この場合は、周波数測定回路や参照データ周波数調整回路を搭載する必要があるため回路が大型化する虞がある。これに対し、本実施形態では、参照データを予め用意するので、周波数測定回路や参照データ周波数調整回路を搭載する必要がなくなり、回路を小型化できる。

[0316] また、上記他の対策方法では、送波させる超音波を周波数変調させる場合、受波信号の周波数を測定しても、環境ノイズの周波数であるのか周波数変調による周波数であるのかの区別がつきにくい問題もある。

[0317] また、本実施形態を第1実施形態と組み合わせて実施してもよい。より具体的には、送波信号の単位ブロックごとに周波数変調が可能な実施形態において、第1参照データ～第3参照データのそれぞれの単位ブロックごとに相関量み込み積分処理を行い、同じ単位ブロックについて得られる3つの相関量み込み積分処理結果のうち最大のものを選択し、選択された相関量み込み積分処理結果を閾値と比較する。すなわち、単位ブロックごとに選択して得られる相関量み込み積分処理結果が閾値と比較される。

[0318] <5. 複数の音波処理装置を用いた実施形態>

本発明の実施形態に係る音波処理装置は、車両に複数搭載されてもよい。図61は、複数の音波処理装置を含んだ超音波システムの一例を示す構成図である。図61に示す超音波システム101は、音波処理装置1A、トランスTrA、および超音波送受信装置5Aからなる組と、音波処理装置1B、トランスTrB、および超音波送受信装置5Bからなる組と、音波処理装置1C、トランスTrC、および超音波送受信装置5Cからなる組と、音波処理装置1D、トランスTrD、および超音波送受信装置5Dからなる組と、を有する。

[0319] 音波処理装置1A～1Dは、それぞれ先述した音波処理装置1（図60）

の構成と同様の構成を有する。具体的には、音波処理装置 1 A～1 Dは、それぞれドライバ部 2 A～2 D、アナログフロントエンド 3 A～3 D、およびデジタル処理部 4 A～4 Dを有する。ドライバ部 2 A～2 Dおよびアナログフロントエンド 3 A～3 Dは、それぞれトランス Tr A～Tr Dを介して超音波送受信装置 5 A～5 Dと接続される。

[0320] 超音波送受信装置 5 A～5 Dは、例えば、図 6 2 に示すように、車両 2 0 の後端部 2 0 1（例えばリアバンパー）に水平方向に配列されてリアセンサとして用いられる。図 6 2 では、超音波送受信装置 5 A～5 Dは、後端部 2 0 1 の左右端には配置されていないが、一部の超音波送受信装置を当該左右端に配置させてリアコーナーセンサとして用いてもよい。また、超音波送受信装置 5 A～5 Dを車両 2 0 の前端部（例えばフロントバンパー）に配置させてフロントセンサとして用いてもよい。

[0321] デジタル処理部 4 8 A～4 8 Dは、それぞれシリアルインタフェース 4 8 A～4 8 Dを有する。シリアルインタフェース 4 8 A～4 8 Dを D S I 3 等に準拠するようにすれば、以下説明するような E C U 1 5 とのデジチーチェーン接続が可能となる。シリアルインタフェース 4 8 Aが有する一方の端子は、配線 L 1 によって E C U 1 5 の有するシリアルインタフェース 1 5 1 に接続される。シリアルインタフェース 4 8 Aが有する他方の端子は、配線 L 2 によってシリアルインタフェース 4 8 Bの有する一方の端子に接続される。シリアルインタフェース 4 8 Bが有する他方の端子は、配線 L 3 によってシリアルインタフェース 4 8 Cの有する一方の端子に接続される。シリアルインタフェース 4 8 Cが有する他方の端子は、配線 L 4 によってシリアルインタフェース 4 8 Dの有する一方の端子に接続される。なお、E C U と各シリアルインタフェースとの接続は、デジチーチェーンに限ることはない。

[0322] このような構成の超音波システム 1 0 1 における動作の一例について説明する。まず、E C U 1 5 がシリアルインタフェース 1 5 1 から配線 L 1 を介してシリアルインタフェース 4 8 Aへ送波命令を送る。すると、送波命令は、配線 L 2 ～L 4 を介してシリアルインタフェース 4 8 B～4 8 Dへ順に送

られる。

[0323] これにより、デジタル処理部 4 A は、ドライバ部 2 A へ送波信号を送り、超音波送受信装置 5 A からの超音波の送波を開始させる。また、このとき、デジタル処理部 4 A ～ 4 D は、T O F 計測用のカウントを開始する。すなわち、超音波送受信装置 5 B ～ 5 D は、送波には用いられない。

[0324] その後、デジタル処理部 4 A ～ 4 D は、アナログフロントエンド 3 A ～ 3 D から出力される受波信号に基づいて相関畳み込み積分処理を行い、相関畳み込み積分値が閾値を超えるかを監視する。そして、デジタル処理部 4 A ～ 4 D は、相関畳み込み積分値が閾値を超えたことにより、送波した超音波による反射波を検出すると、そのときのカウント値を T O F に対応するものとして保持する。デジタル処理部 4 A ～ 4 D は、保持したカウント値を配線 L 1 ～ L 4 を介して E C U 1 5 へ送る。これにより、E C U 1 5 は、超音波送受信装置 5 A ～ 5 D から対象物までの各距離を把握することで対象物の位置を特定できる。

[0325] なお、超音波システム 1 0 1 の動作方法は上記に限られない。例えば、E C U 1 5 からの送波命令によって、まずデジタル処理部 4 A によって超音波送受信装置 5 A から超音波が送波され、超音波送受信装置 5 A の受波に基づきデジタル処理部 4 A によって T O F に対応するカウント値が保持され、その後、E C U 1 5 から順次送られる送波命令によって、デジタル処理部 4 B ～ 4 D による超音波送受信装置 5 B ～ 5 D からの送波、およびカウント値の保持が順に行われるようにしてもよい。すなわち、音波処理装置 1 A ～ 1 D と超音波送受信装置 5 A ～ 5 D とからなる各組による距離測定が順次行われるようにしてもよい。

[0326] なお、図 6 1 で説明した複数の音波処理装置を含んだ超音波システムには、第 1 実施形態～第 3 実施形態に係る音波処理装置を適用することも可能である。

[0327] <<その他>>

以上、本発明の実施形態について説明したが、本発明の趣旨の範囲内であ

れば、実施形態は種々の変形が可能である。また、矛盾が生じない限りにおいて、第1実施形態～第4実施形態は任意に組み合わせて実施可能である。

[0328] 例えば、第1実施形態に係る図9に示した音波処理装置において、第2実施形態に係る図25に示す構成と同様に符号付加部40を追加して、図65に示すような構成としてもよい。なお、図14に示した構成について、同様に符号付加部を追加してもよい。また、第4実施形態に係る図60に示した音波処理装置において、符号付加部40を追加して、図66に示すような構成としてもよい。

[0329] また、例えば、上記図60に示した第4実施形態に係る音波処理装置1において、車両の移動速度情報を外部より受信可能であれば、受信した移動速度情報に応じて参照データを第1～第3参照データから選択し、選択した参照データのみに基づいた相関量み込み積分処理を行うようにしてもよい。この場合、セレクト45が不要となる。

[0330] また、ドライバ部2には、送波用の超音波送信装置を接続し、アナログフロントエンド3には、上記超音波送信装置とは別の受波用の超音波受信装置を接続してもよい。すなわち、音源と受信部とは同じ装置でなくてもよい。

[0331] また、音波処理装置を含んだ超音波システムは、車両以外の移動体に搭載することも可能であり、例えば荷物を運搬する無人搬送ロボットやサービスロボット等に搭載してもよい。

産業上の利用可能性

[0332] 本発明は、例えば車載用の超音波システムに利用することができる。

符号の説明

- [0333]
- 1 音波処理装置
 - 2、ドライバ部
 - 21 DA回路
 - 3 アナログフロントエンド
 - 31 LNA
 - 32 LPF

3 3 A/Dコンバータ

4 デジタル処理部

4 1 送波信号生成回路

4 2 レジスタ

4 3 相関処理部

4 4 相関値和算部

4 5 閾値判定部

4 6 T O F 計測部

4 6 1 カウンタ

4 7 シリアルインタフェース

4 8 相関量み込み積分処理部

5 超音波送受信装置

1 0、3 0 1 ~ 3 0 3 超音波システム

2 0、2 5、3 0 車両

2 0 1 後端部

6 1 ~ 6 3 対象物

T r トランス

T 1 ~ T 5 外部端子

4 0 1 不揮発性メモリ

4 0 2 乱数発生回路

4 0 2 A ~ 4 0 2 C L F S R (linear feedback shift register

)

4 0 3 参照データ設定部

請求の範囲

- [請求項1] 音波の送波のための送波信号を生成する送波信号生成部と、
音波の受波に基づく受波信号を出力する受波信号出力部と、
前記受波信号と参照データに基づいて相関畳み込み積分処理を行う
相関畳み込み積分処理部と、
相関畳み込み積分処理結果を閾値と比較する閾値判定部と、
を有し、
前記送波信号は、複数の単位ブロックが時系列に並べられて構成され、
前記単位ブロックごとに周波数変調設定が可能であり、
前記相関畳み込み積分処理部は、前記単位ブロックごとに対応して
相関畳み込み積分処理を行い、
前記閾値判定部は、前記相関畳み込み積分処理結果ごとに閾値との
比較を行う、
音波処理装置。
- [請求項2] 中心周波数を f_c として、 f_c と $f_c + \Delta f$ との間の前記単位ブロックの始点から終点にかけての上昇・下降、 f_c と $f_c - \Delta f$ との間の前記単位ブロックの始点から終点にかけての上昇・下降、および f_c 、 $f_c + \Delta f$ 、 $f_c - \Delta f$ それぞれでの維持の各パターンのうち少なくともいずれかのパターンを前記単位ブロックごとに設定可能であり、全ての前記単位ブロックを通じて周波数は連続的に変化する、請求項1に記載の音波処理装置。
- [請求項3] 前記単位ブロックにおける波数を切替え可能である、請求項1または請求項2に記載の音波処理装置。
- [請求項4] 前記相関畳み込み積分処理部は、
前記単位ブロックに対応した前記受波信号を格納するシフトレジスタと、前記シフトレジスタからの出力と前記参照データとの乗算を行って相関値を算出する乗算部と、を有する相関処理部と、

前記相関値の総和を前記シフトレジスタごとに算出する相関値和算部と、

を有する、請求項 1 から請求項 3 のいずれか 1 項に記載の音波処理装置。

[請求項5] 前記受波信号出力部は、音波受信部から出力される電気信号に基づいて A/D 変換を行う A/D コンバータを少なくとも有する、請求項 1 から請求項 4 のいずれか 1 項に記載の音波処理装置。

[請求項6] 前記受波信号出力部から出力される第 1 所定ビット数の前記受波信号を、前記第 1 所定ビット数よりも小さい第 2 所定ビット数での表現値の最大値以下且つ最小値以上に制限し、制限後のクリッピングデータを出力するクリッピング部をさらに有し、

前記相関畳み込み積分処理部は、前記クリッピングデータと前記参照データに基づいて相関畳み込み積分処理を行う、請求項 5 に記載の音波処理装置。

[請求項7] 前記第 2 所定ビット数は、1 ビットである、請求項 6 に記載の音波処理装置。

[請求項8] 前記受波信号出力部から出力される所定ビット数の前記受波信号において符号ビットを除いたデータが、所定値以上の場合、前記符号ビットに応じてクリッピングデータを所定の正值または所定の負値とし、前記所定値未満の場合、前記クリッピングデータを 0 とするクリッピング部をさらに有し、

前記相関畳み込み積分処理部は、前記クリッピングデータと前記参照データに基づいて相関畳み込み積分処理を行う、請求項 5 に記載の音波処理装置。

[請求項9] 前記クリッピング部は、前記符号ビットを除いたデータにおいて、最下位ビットから所定ビット目以上に 1 が存在する場合、前記符号ビットに応じてクリッピングデータを所定の正值または所定の負値とし、最下位ビットから所定ビット目以上に 1 が存在しない場合、前記ク

リップングデータを0とする、請求項8に記載の音波処理装置。

[請求項10] 前記相関畳み込み積分処理部は、複数の区間ごとの前記クリッピングデータに基づいて相関畳み込み積分処理を行って直列に接続される個別区間処理部を有する、請求項6から請求項9のいずれか1項に記載の音波処理装置。

[請求項11] 前記相関畳み込み積分処理部は、前記複数の区間の総和である全区間の前記クリッピングデータに基づいて相関畳み込み積分処理を行う全区間処理部をさらに有する、請求項10に記載の音波処理装置。

[請求項12] 前記閾値判定部は、
前記個別区間処理部ごとから出力される相関畳み込み積分値に基づいて個別の閾値との比較処理を行う個別閾値比較部と、
前記全区間処理部から出力される相関畳み込み積分値に基づいて所定の閾値との比較処理を行う全区間閾値比較部と、
前記個別閾値比較部の出力と前記全区間閾値比較部の出力の論理積をとるAND部と、
を有する、請求項11に記載の音波処理装置。

[請求項13] 前記個別区間処理部ごとに用いられる前記参照データの波数は等しい、請求項12に記載の音波処理装置。

[請求項14] カウンタを有するTOF (Time of Flight) 計測部をさらに有し、
前記AND部からの出力に応じて前記TOF計測部は、前記カウンタによるカウント値を保持する、請求項12または請求項13に記載の音波処理装置。

[請求項15] 前記受波信号出力部は、前記A/Dコンバータの出力に対して正負の符号を付加するようレベルをシフトして前記受波信号とする符号付加部を有する、請求項5から請求項14のいずれか1項に記載の音波処理装置。

[請求項16] 移動体に搭載可能な請求項1から請求項15のいずれか1項に記載

の音波処理装置であって、

前記移動体の異なる想定移動速度に応じた周波数の波形を有する複数の前記参照データを保持するデータ保持部をさらに有する、音波処理装置。

[請求項17] 前記相関畳み込み積分処理部によって複数の前記参照データごとに算出された相関畳み込み積分値のうち最大値を選択する選択部をさらに有する、請求項16に記載の音波処理装置。

[請求項18] 複数の前記参照データは、送波される周波数変調された音波の周波数に対して前記移動体の異なる想定移動速度に応じて周波数を調整された波形を有する、請求項16または請求項17に記載の音波処理装置。

[請求項19] カウンタを有するTOF (Time of Flight) 計測部をさらに有し、
前記閾値は、前記カウンタによるカウント値が増加するほど、減少する可変設定が行われる、請求項16から請求項18のいずれか1項に記載の音波処理装置。

[請求項20] カウンタを有するTOF (Time of Flight) 計測部をさらに有し、
前記閾値判定部によって全ての前記相関畳み込み積分処理結果が前記閾値を上回ったことが判定されると、前記TOF計測部は、そのときの前記カウンタによるカウント値を保持する、請求項1から請求項19のいずれか1項に記載の音波処理装置。

[請求項21] 外部との通信を行うインタフェースをさらに有し、
前記インタフェースが外部から送波命令を受けると、前記送波信号生成部が前記送波信号の出力を開始するとともに、前記カウンタがカウントを開始する、請求項20に記載の音波処理装置。

[請求項22] 前記送波信号生成部と外部の超音波送受信装置との接続を可能とする第1外部端子と、

前記超音波送受信装置と前記受波信号出力部との接続を可能とする第2外部端子と、を有する、請求項21に記載の音波処理装置。

[請求項23] 請求項22に記載の音波処理装置と、前記超音波送受信装置と、を有する、超音波システム。

[請求項24] 前記相関畳み込み積分処理部は、前記単位ブロックごとに対応して相関畳み込み積分処理を行うことに加えて、全ての前記単位ブロックからなる1つのブロックに対応して相関畳み込み積分処理を行い、

前記閾値判定部は、前記単位ブロックごとに対応した前記相関畳み込み積分処理結果ごとに閾値との比較を行うことに加えて、前記1つのブロックに対応した相関畳み込み積分処理結果と閾値との比較を行い、前記比較の結果の論理積をとる、請求項1から請求項22のいずれか1項に記載の音波処理装置。

[請求項25] 複数ビットの乱数を発生させる擬似乱数発生回路を含む乱数発生回路と、参照データ設定部と、をさらに有し、

前記乱数発生回路は、前記乱数のビット位置が前記単位ブロックに対応する乱数データを取得し、

前記送波信号生成部は、前記乱数データのビット位置ごとのビットデータに対応した周波数変調パターンにて変調した前記送波信号を生成し、

前記参照データ設定部は、前記乱数データに基づいて決定された周波数変調パターンにて変調した前記参照データを設定する、請求項1から請求項22のいずれか1項、または請求項24に記載の音波処理装置。

[請求項26] 前記乱数発生回路は、前記擬似乱数発生回路を複数含み、前記擬似乱数発生回路ごとに生成された前記乱数からなる前記乱数データを取得する、請求項25に記載の音波処理装置。

[請求項27] 前記擬似乱数発生回路ごとに入力されるクロックは、互いに非同期である、請求項26に記載の音波処理装置。

- [請求項28] 前記擬似乱数発生回路に用いられる初期値を格納する不揮発性メモリをさらに有し、
前記初期値は、前記擬似乱数発生回路間で互いに異なる、請求項26または請求項27に記載の音波処理装置。
- [請求項29] 前記擬似乱数発生回路に用いられる初期値を格納する不揮発性メモリをさらに有し、
前記初期値は、当該音波処理装置の個体間で異なる、請求項25から請求項28のいずれか1項に記載の音波処理装置。
- [請求項30] 車両に搭載可能である請求項1から請求項22のいずれか1項、または請求項24から請求項29のいずれか1項に記載の音波処理装置。
- [請求項31] 請求項30に記載の音波処理装置を含んだ第1超音波システムと、その他の少なくとも一つの第2超音波システムと、を有して前記車両に搭載可能な超音波システムであり、
前記第1超音波システムと前記第2超音波システムは、超音波の送波およびTOF (Time of Flight) 計測を並行して行う、超音波システム。
- [請求項32] 前記送波信号生成部と、前記相関畳み込み積分処理部と、前記相関畳み込み積分処理部の算出結果に基づいてTOF (Time of Flight) に対応したカウント値を保持するTOF計測部と、外部との通信を行うインタフェースと、を含むデジタル処理部をさらに有する請求項1から請求項22のいずれか1項、または請求項24から請求項30のいずれか1項に記載の音波処理装置を複数有し、
前記インタフェースは、制御装置とデイジーチェーン接続される、超音波システム。
- [請求項33] 音波の送波のための送波信号を生成する送波信号生成部と、
音波の受波に基づく第1所定ビット数のデジタル受波信号を出力する受波信号出力部と、

前記デジタル受波信号を第1所定ビット数よりも小さい第2所定ビット数での表現値の最大値以下且つ最小値以上に制限し、制限後のクリッピングデータを出力するクリッピング部と、

前記クリッピングデータと参照データに基づいて相関畳み込み積分処理を行う相関畳み込み積分処理部と、

相関畳み込み積分処理結果に基づき閾値との比較処理を行う閾値判定部と、

を有する、音波処理装置。

[請求項34]

音波の送波のための送波信号を生成する送波信号生成部と、

音波の受波に基づく所定ビット数のデジタル受波信号を出力する受波信号出力部と、

前記デジタル受波信号において符号ビットを除いたデータが、所定値以上の場合、前記符号ビットに応じてクリッピングデータを所定の正值または所定の負値とし、前記所定値未満の場合、前記クリッピングデータを0とするクリッピング部と、

前記クリッピングデータと参照データに基づいて相関畳み込み積分処理を行う相関畳み込み積分処理部と、

相関畳み込み積分処理結果に基づき閾値との比較処理を行う閾値判定部と、

を有する、音波処理装置。

[請求項35]

前記クリッピング部は、前記符号ビットを除いたデータにおいて、最下位ビットから所定ビット目以上に1が存在する場合、前記符号ビットに応じてクリッピングデータを所定の正值または所定の負値とし、最下位ビットから所定ビット目以上に1が存在しない場合、前記クリッピングデータを0とする、請求項34に記載の音波処理装置。

[請求項36]

移動体に搭載可能な音波処理装置であって、

音波の受波に基づく受波信号を出力する受波信号出力部と、

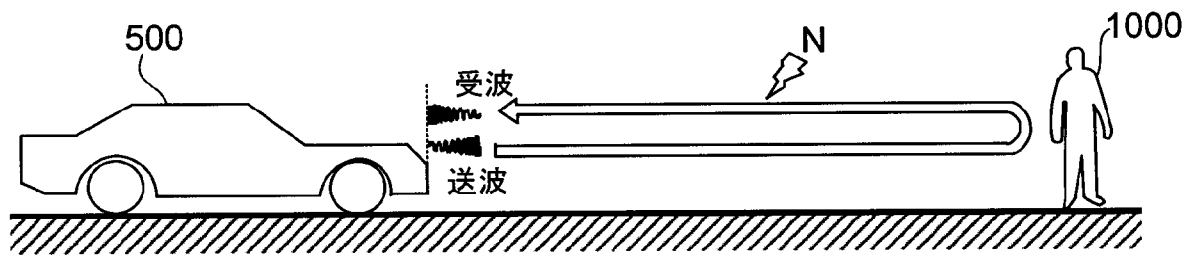
前記移動体の異なる想定移動速度に応じた周波数の波形を有する複

数の参照データを保持するデータ保持部と、

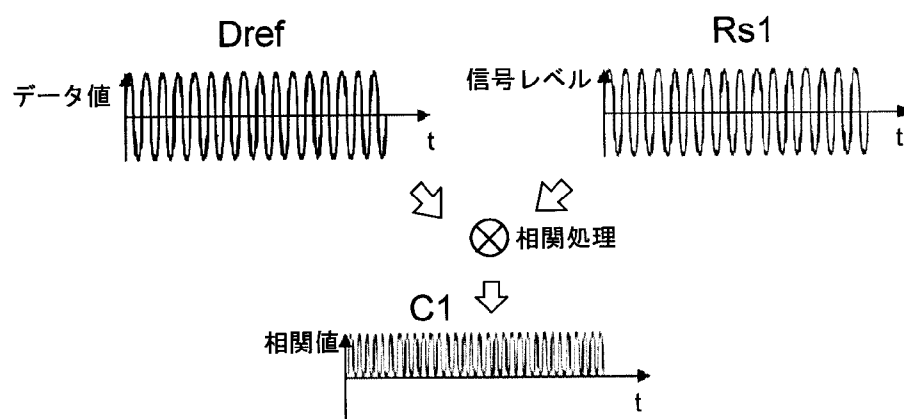
前記受波信号と前記参照データに基づいて相関量み込み積分処理を行う相関量み込み積分処理部と、を

有する、音波処理装置。

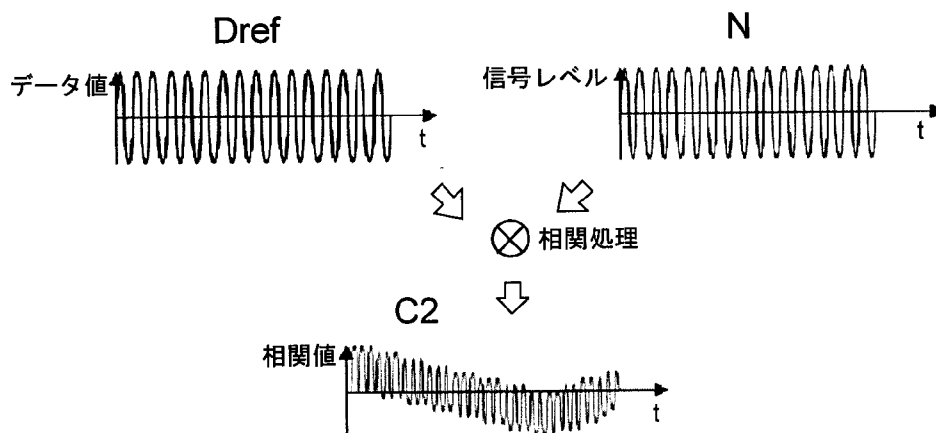
[図1]



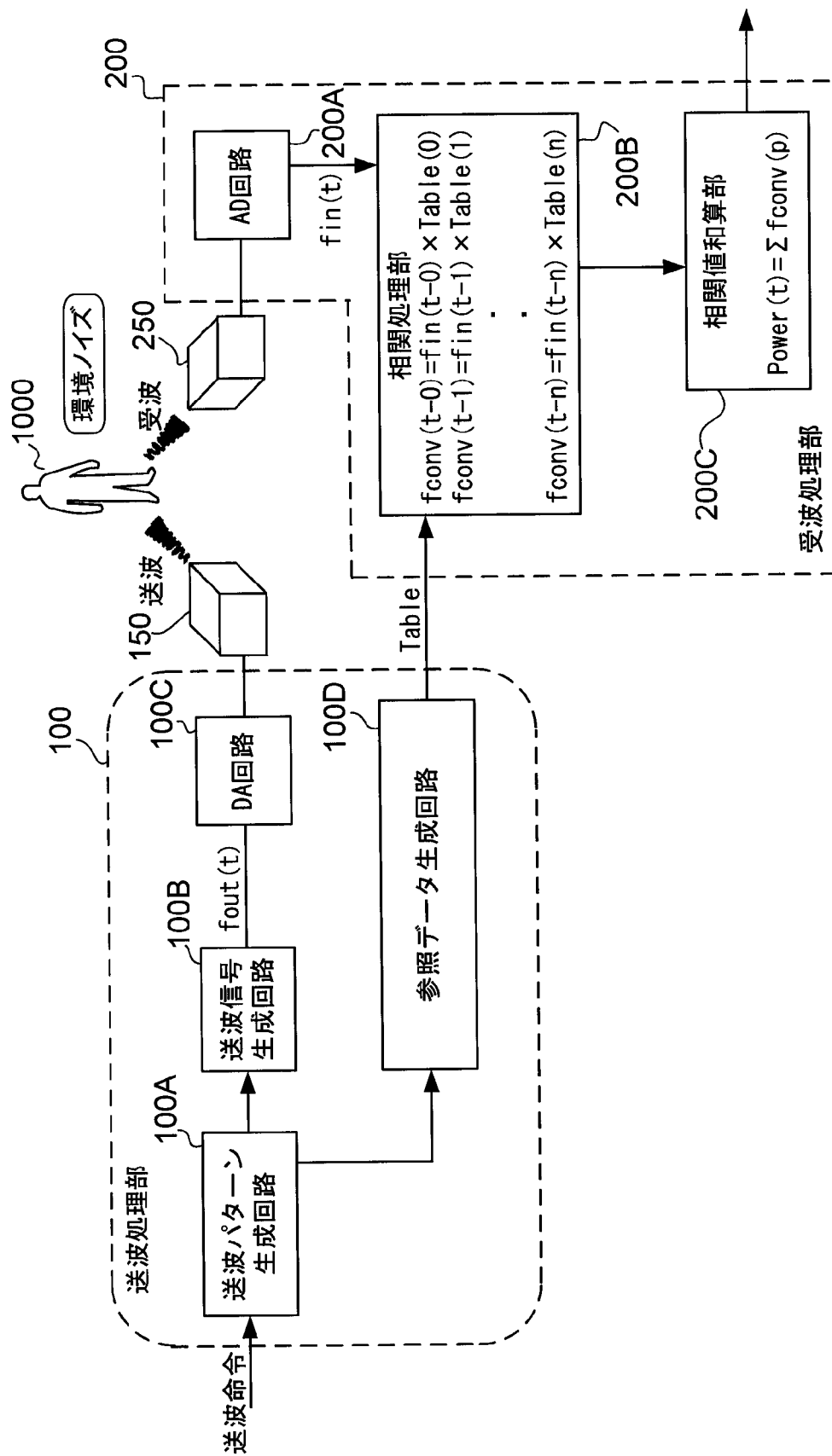
[図2]



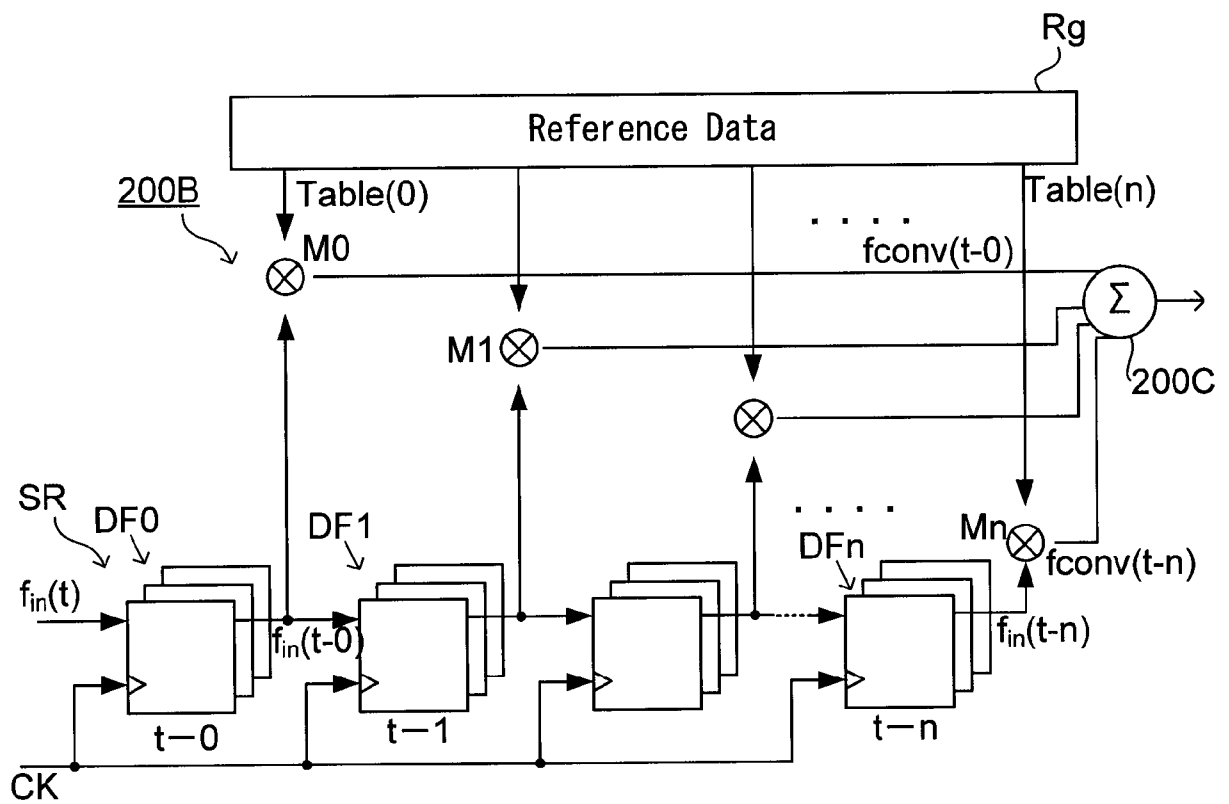
[図3]



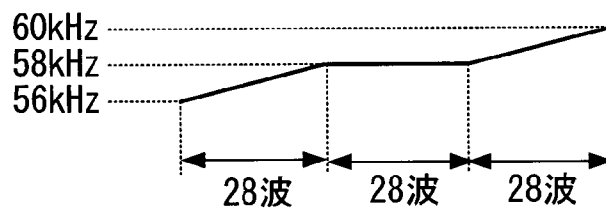
[図4]



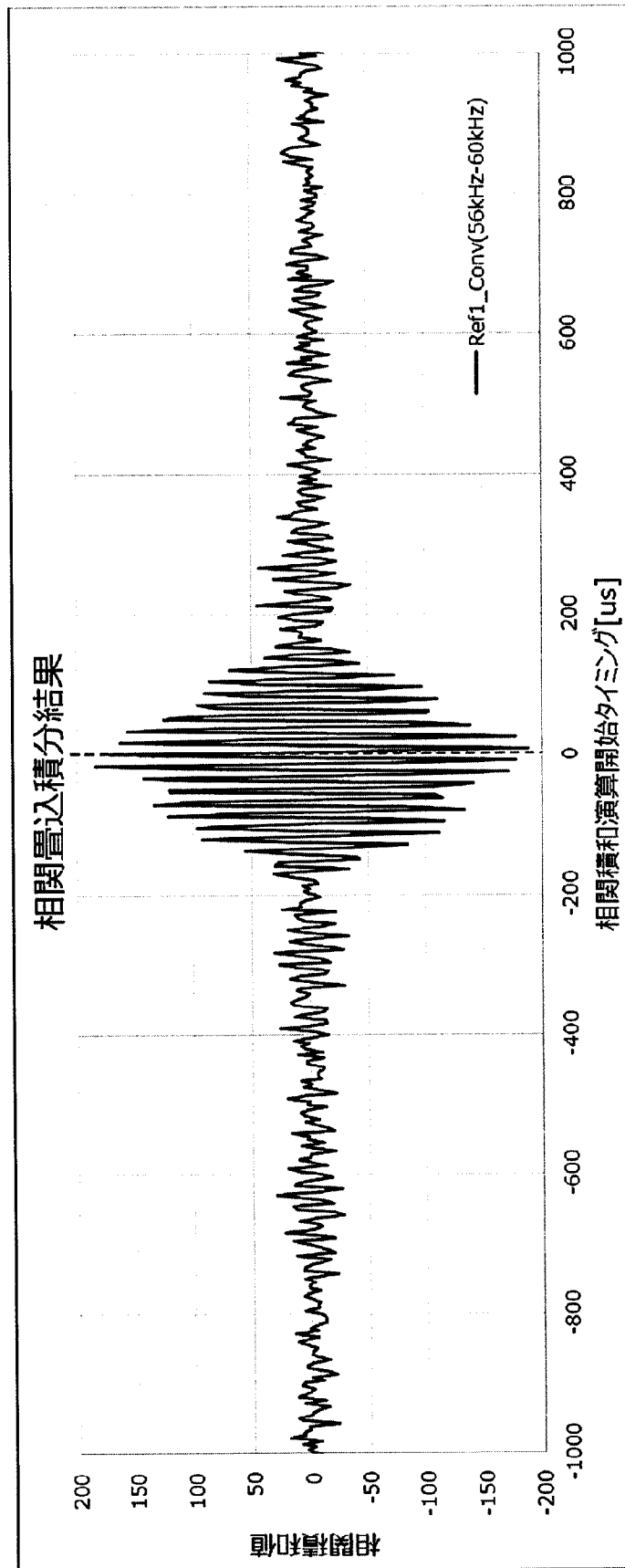
[図5]



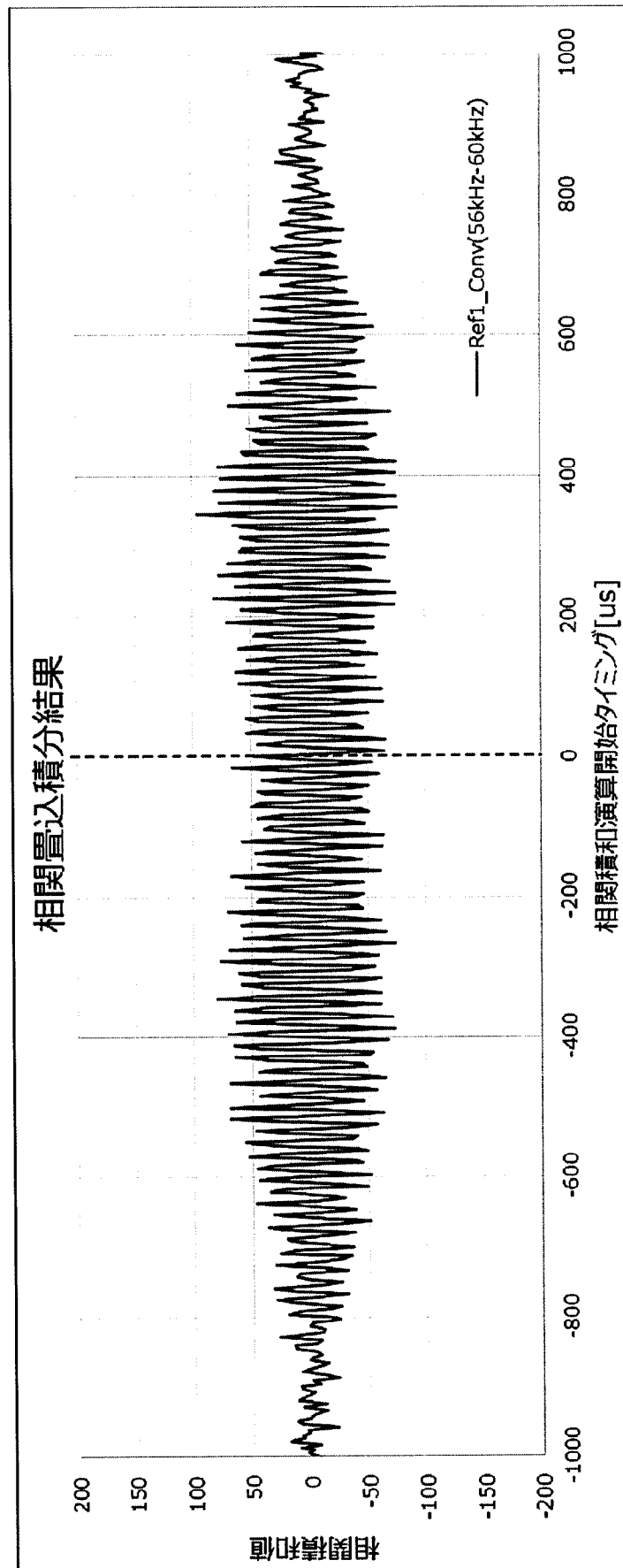
[図6]



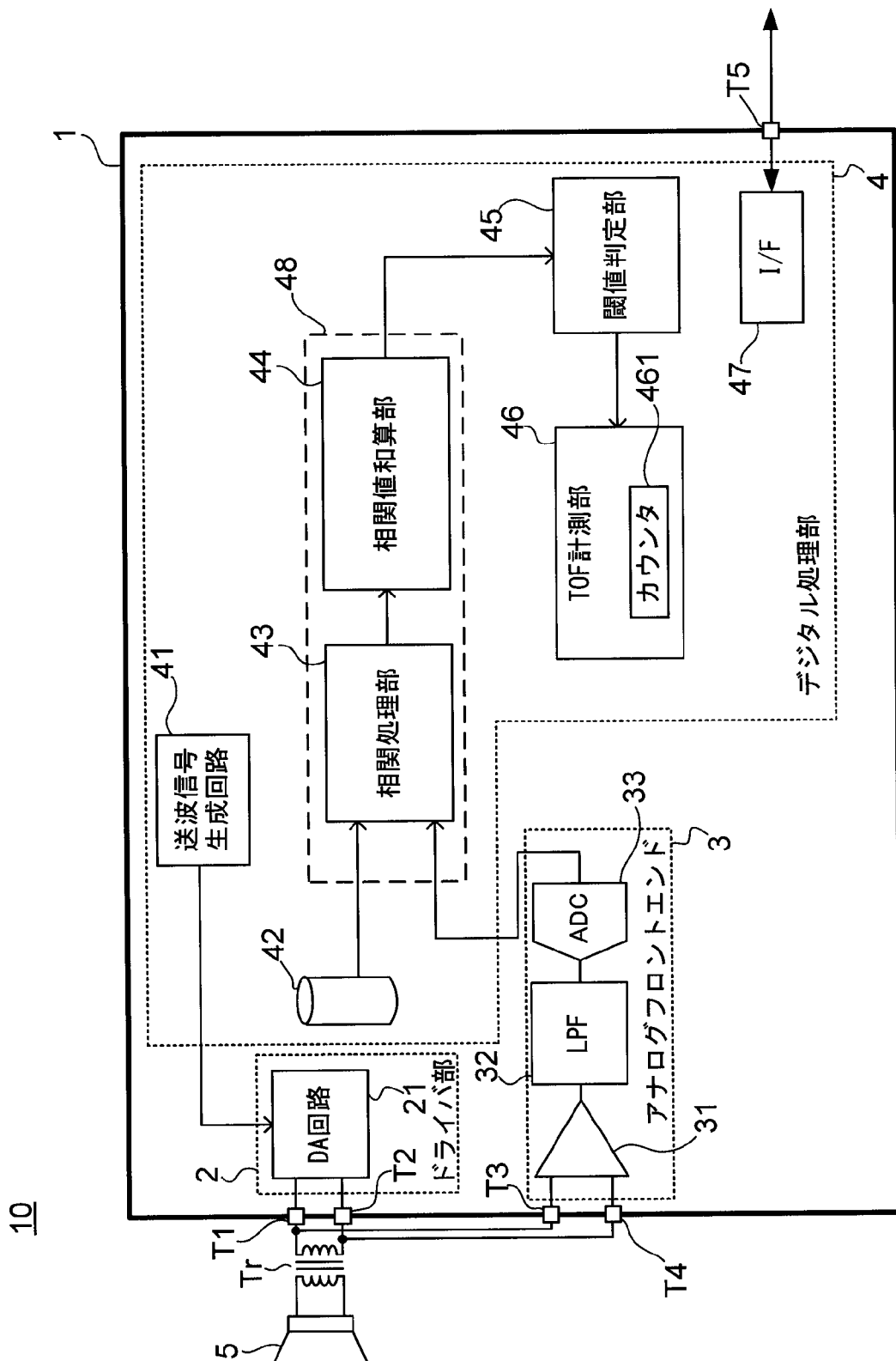
[図7]



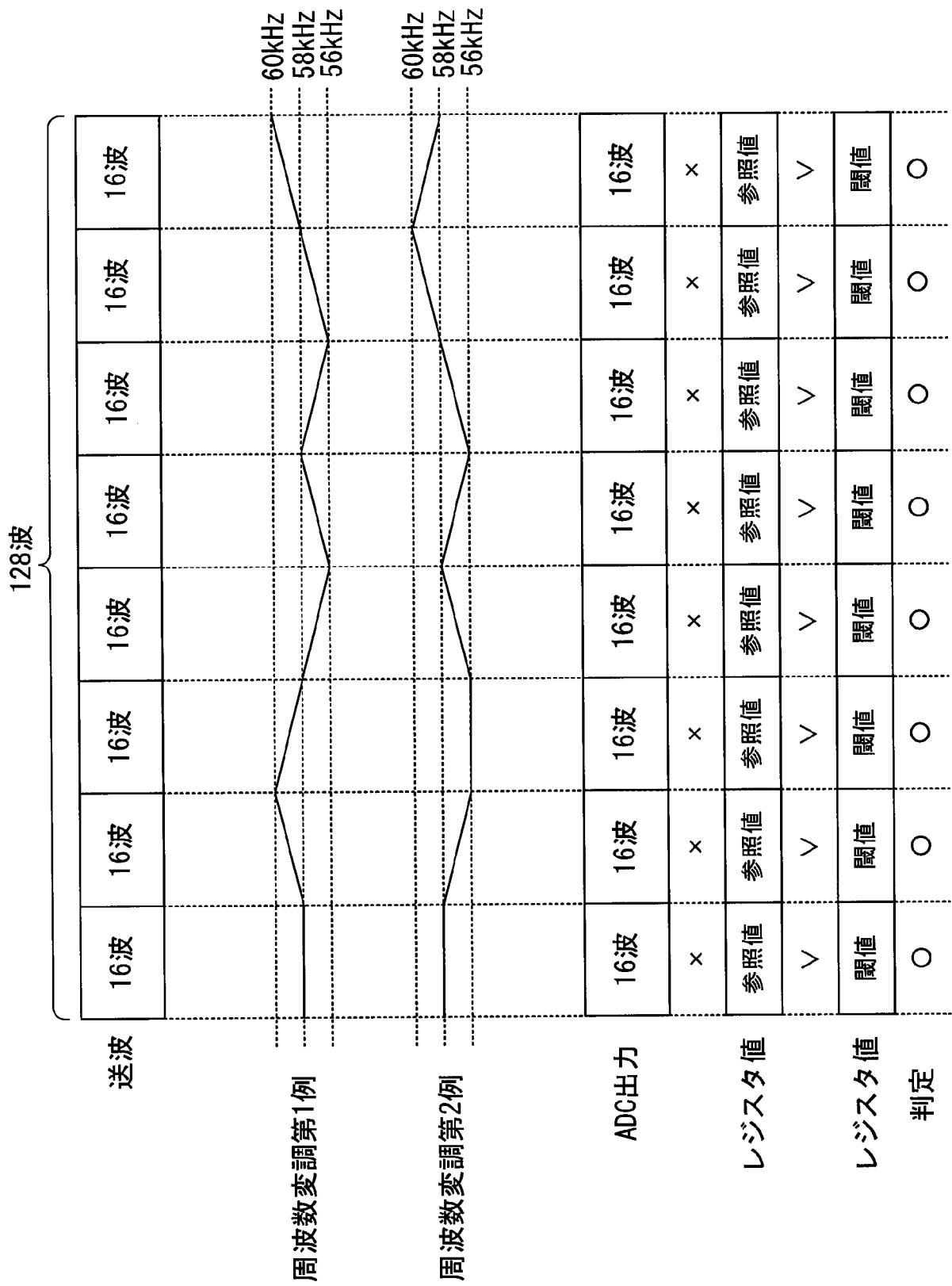
[図8]



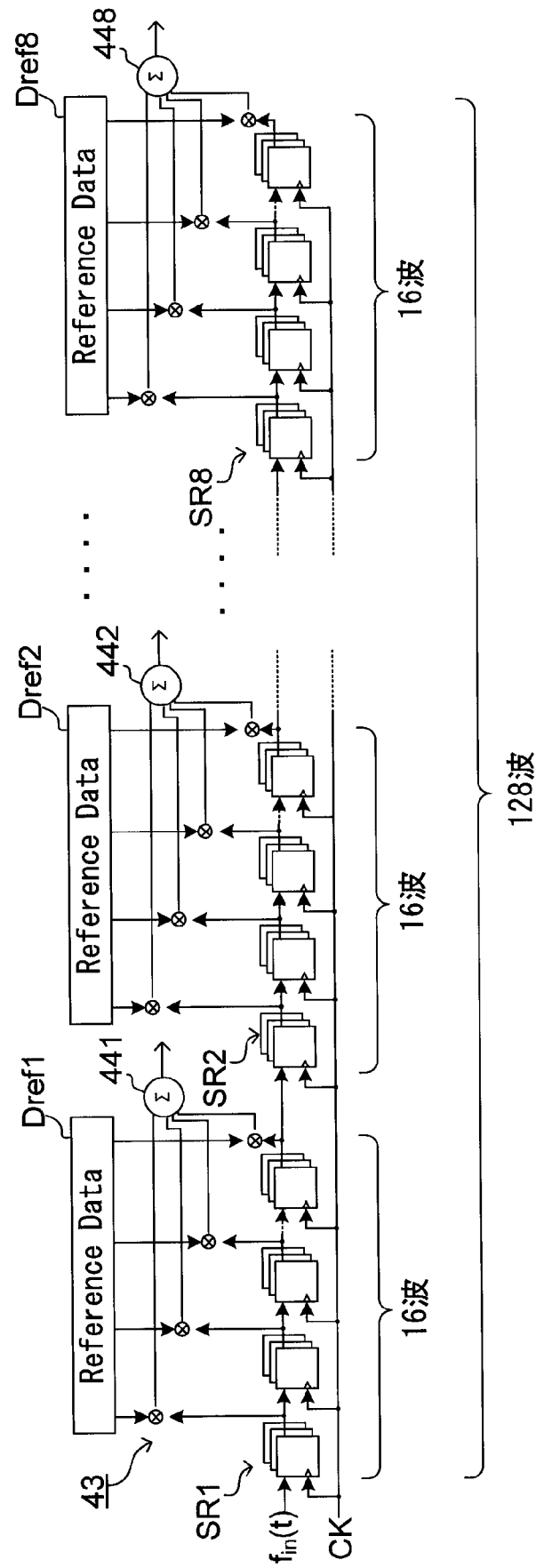
[図9]



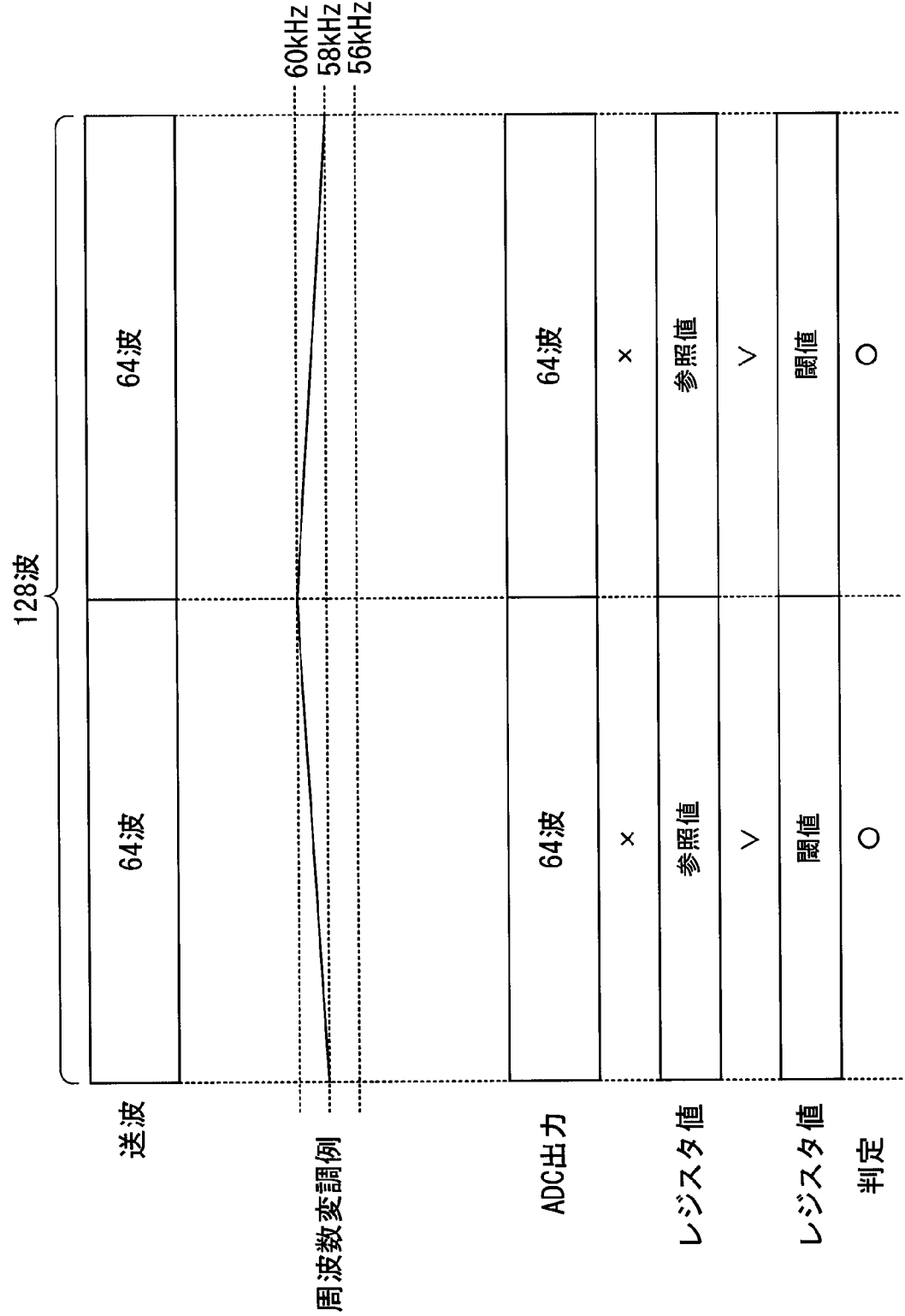
[図10]

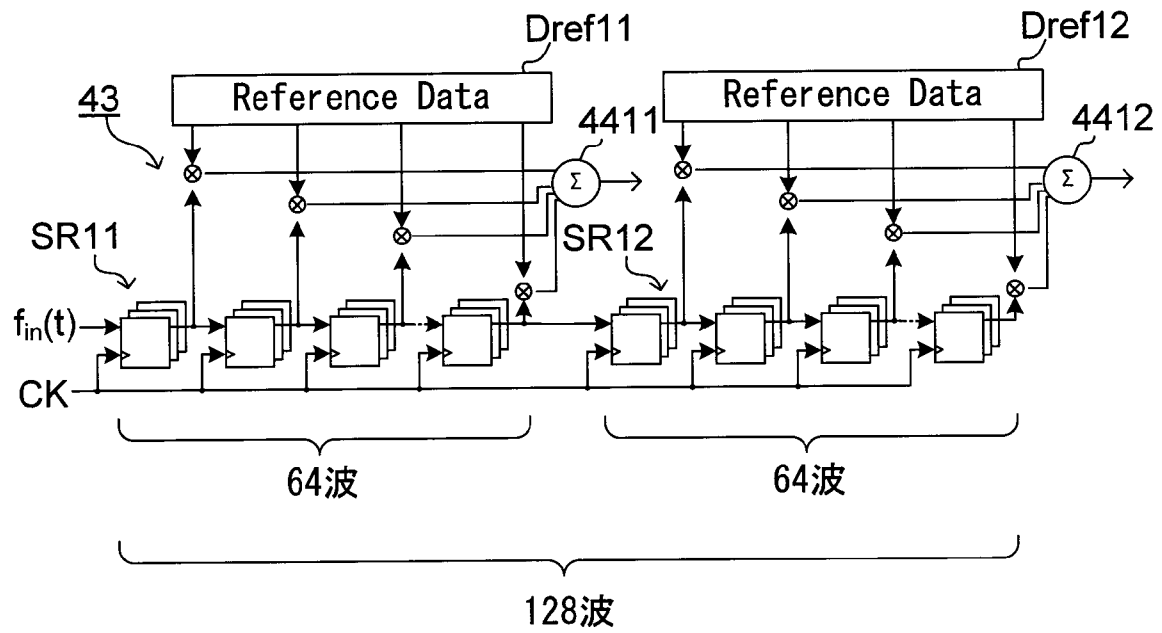


[図11]

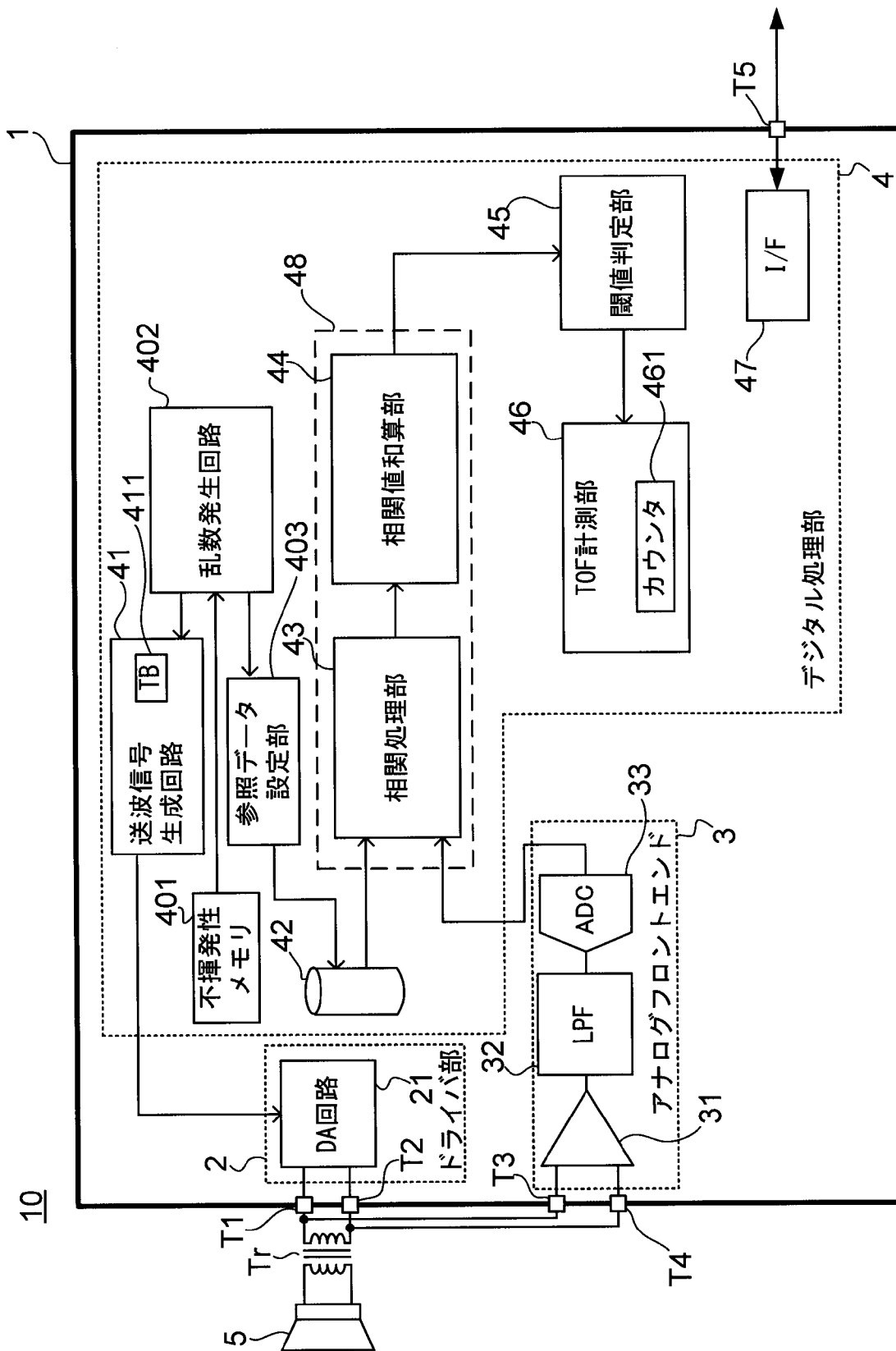


[図12]

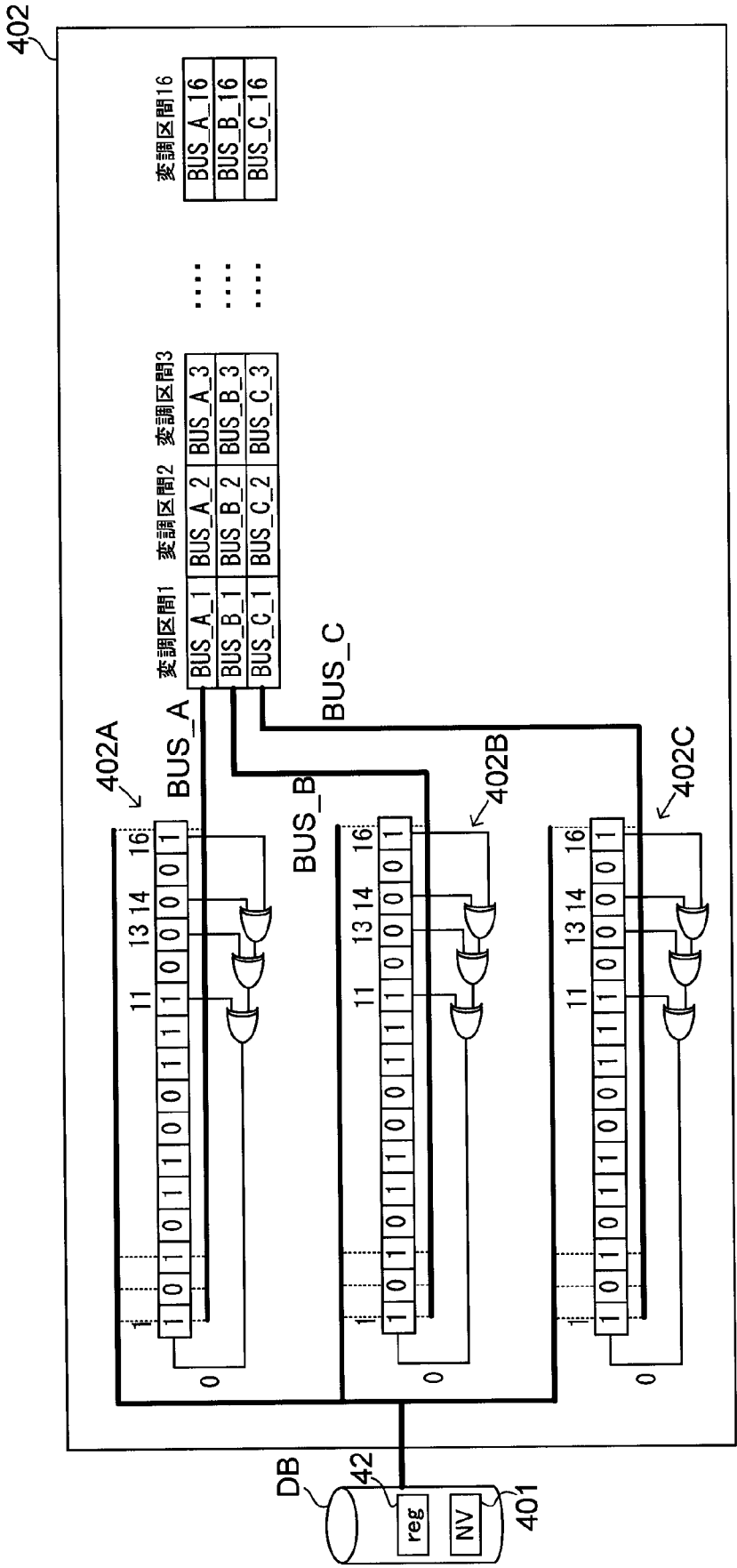




[図14]



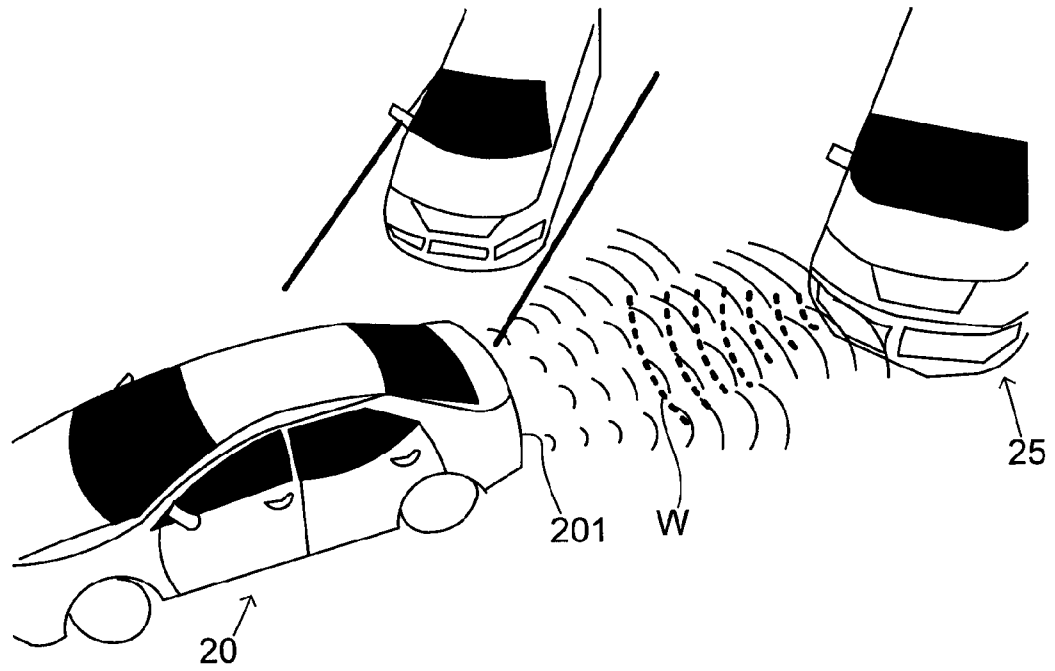
[図15]



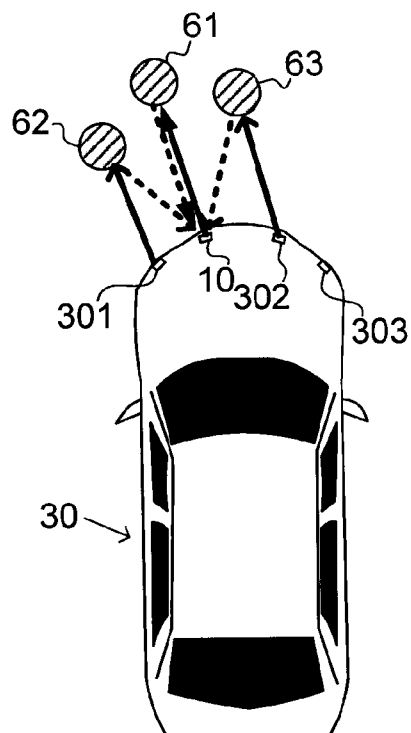
[図16]

BUS_A_*	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
BUS_B_*	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1
BUS_C_*	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1
第1変調例	56kHz	56-58kHz	58kHz	58-60kHz	60kHz	60-58kHz	58kHz	58-56kHz		
第2変調例	54kHz	56kHz	58kHz	60kHz	62kHz	60kHz	58kHz	56kHz		

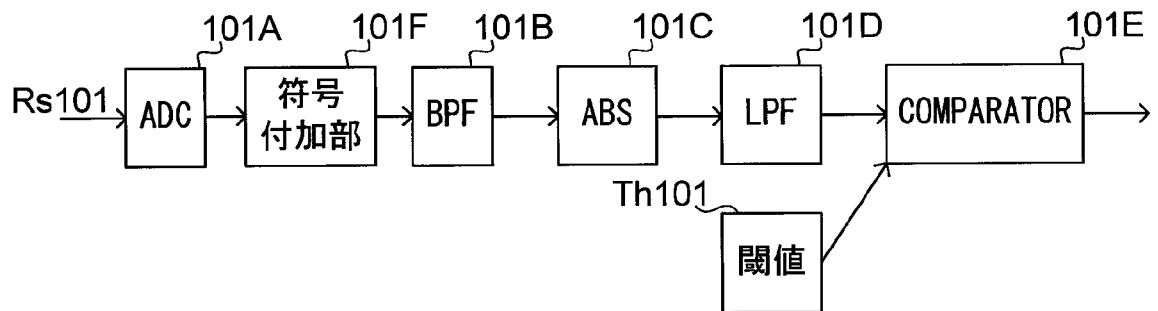
[図17]



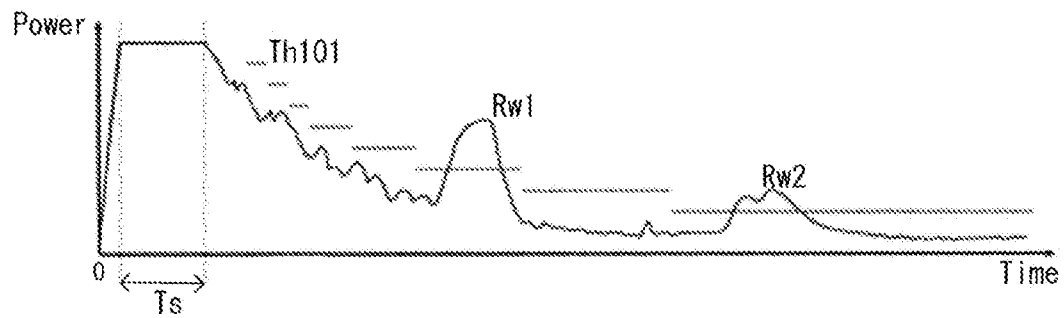
[図18]



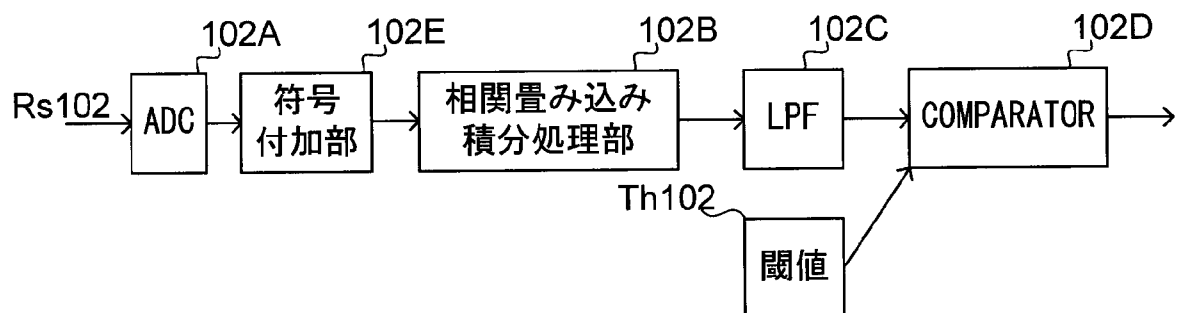
[図19]

101

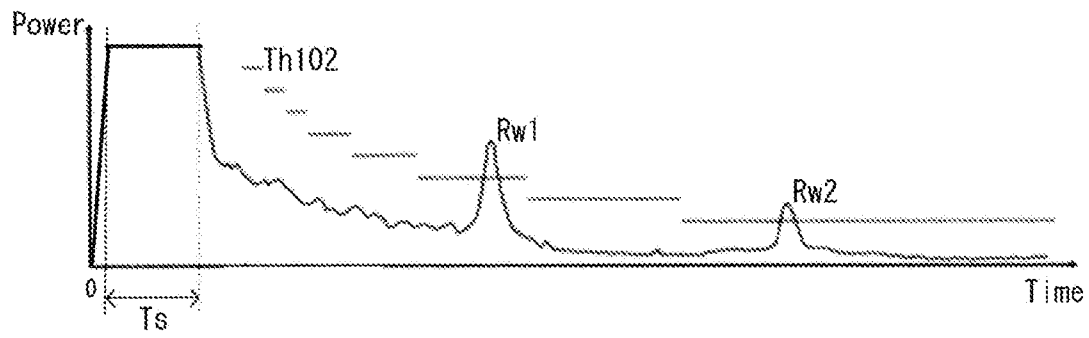
[図20]



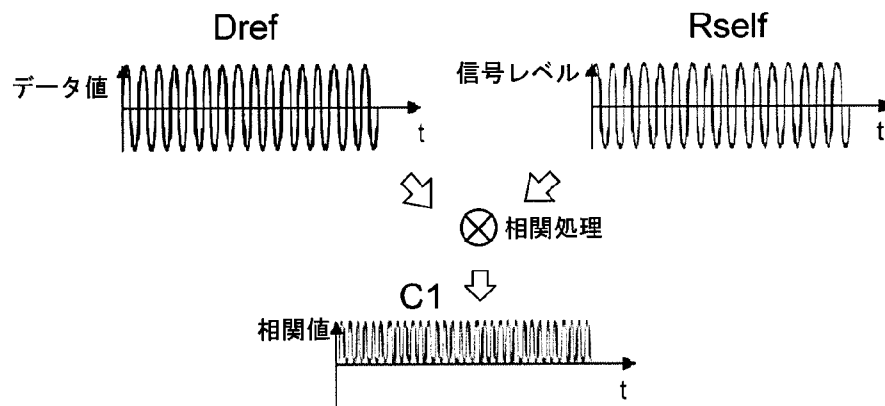
[図21]

102

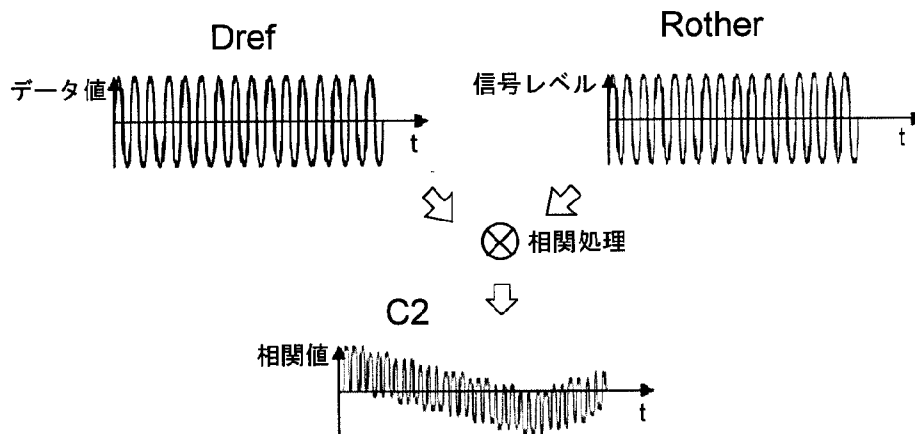
[図22]



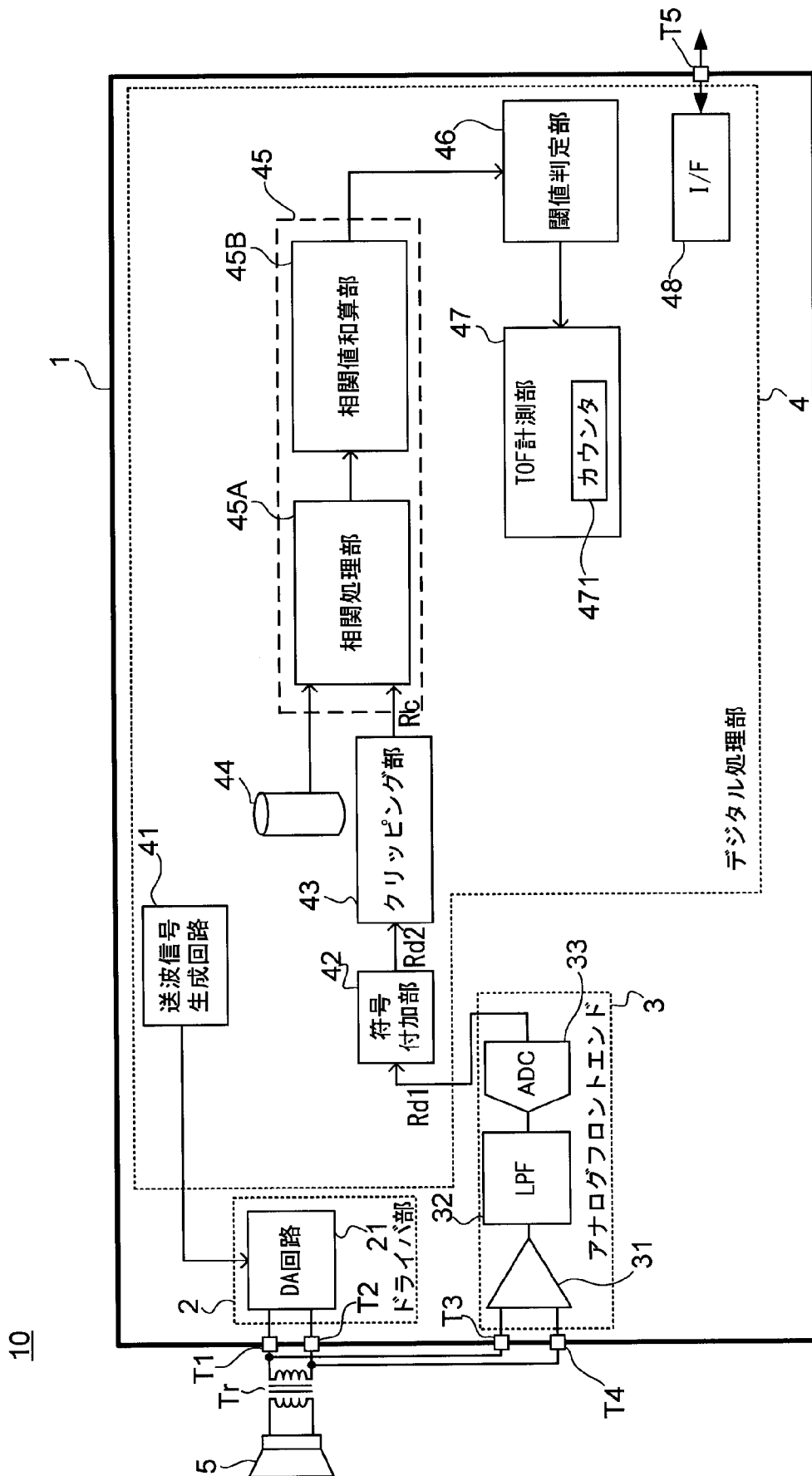
[図23]



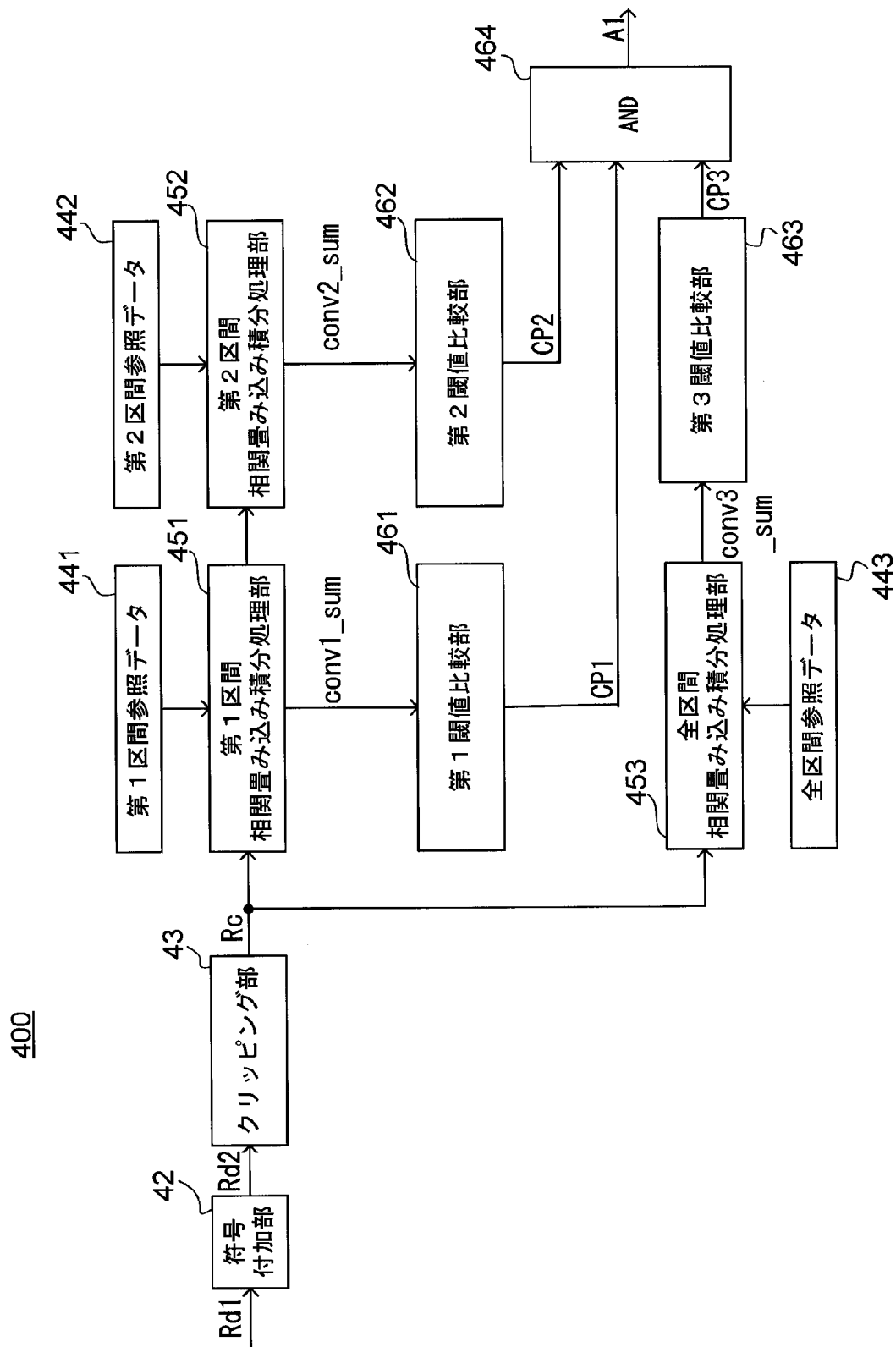
[図24]



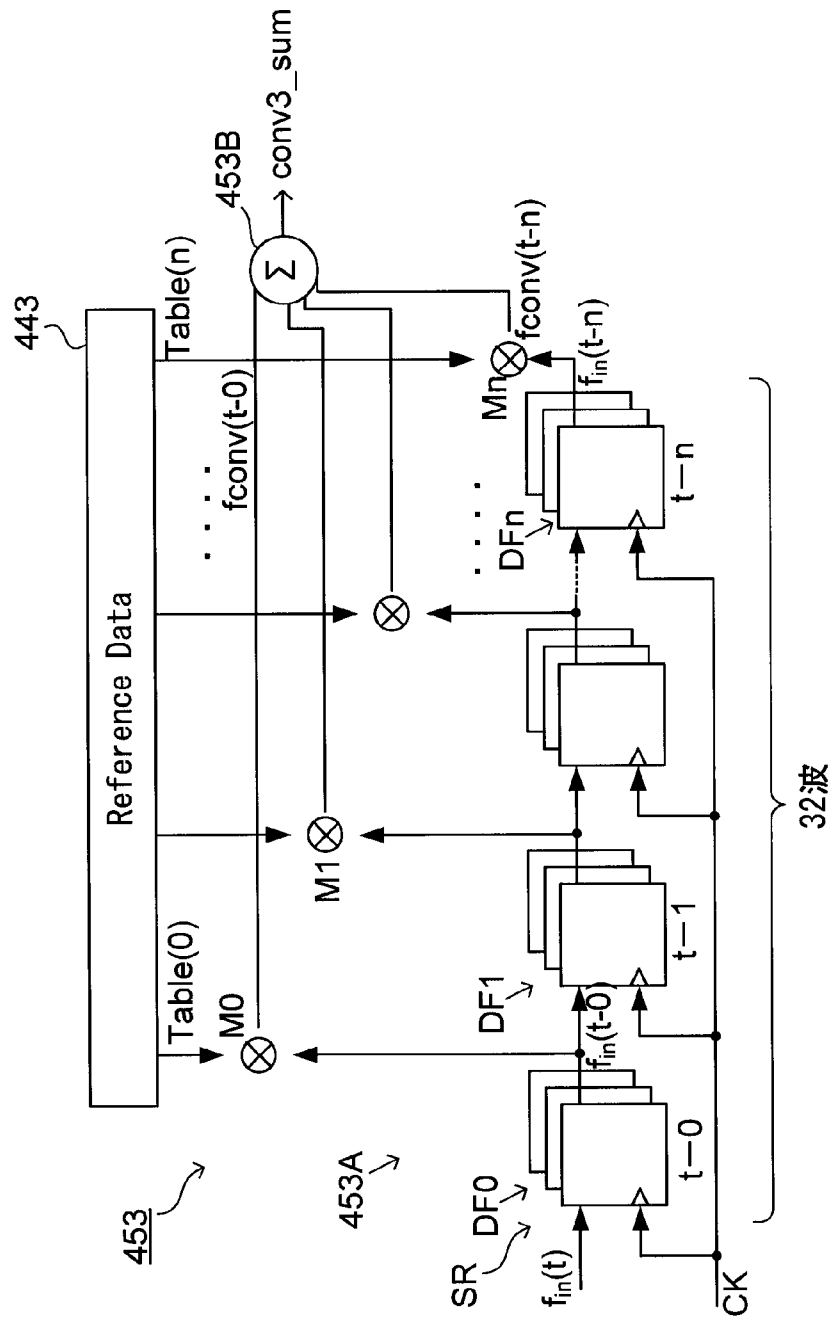
[図25]



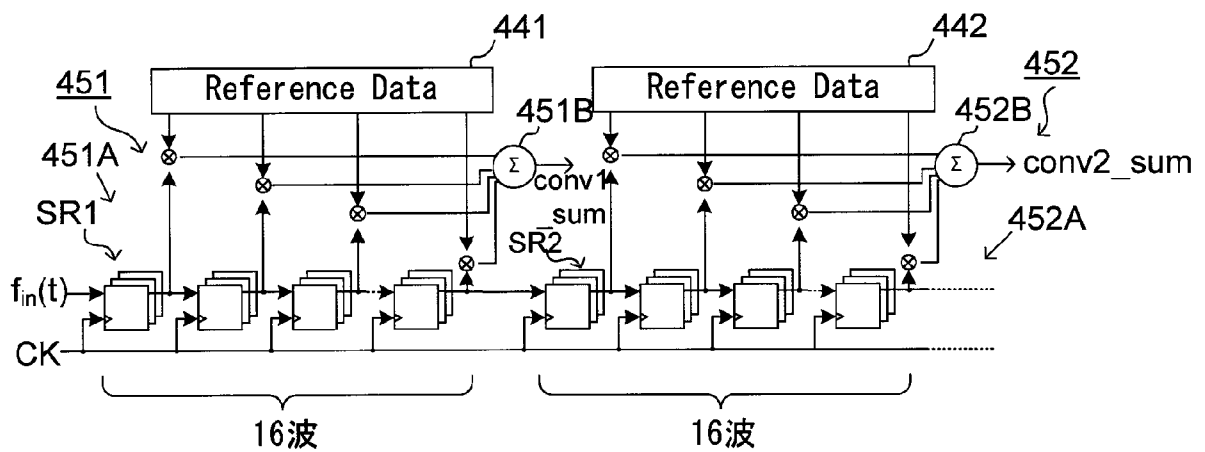
[図26]



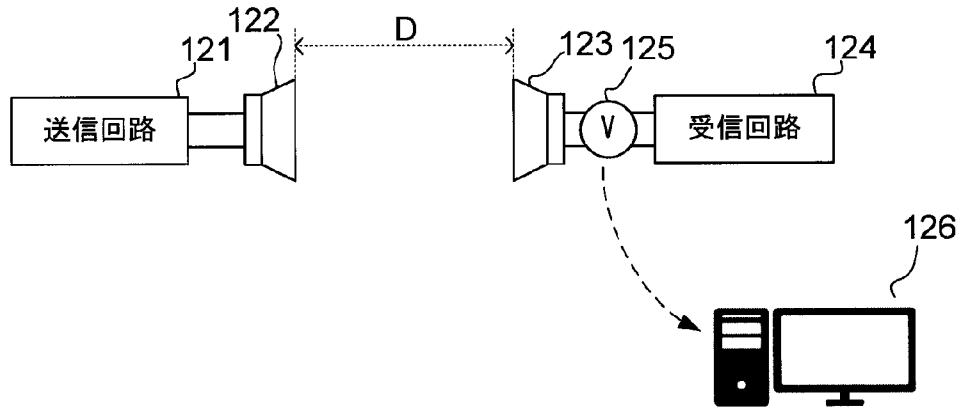
[図27]



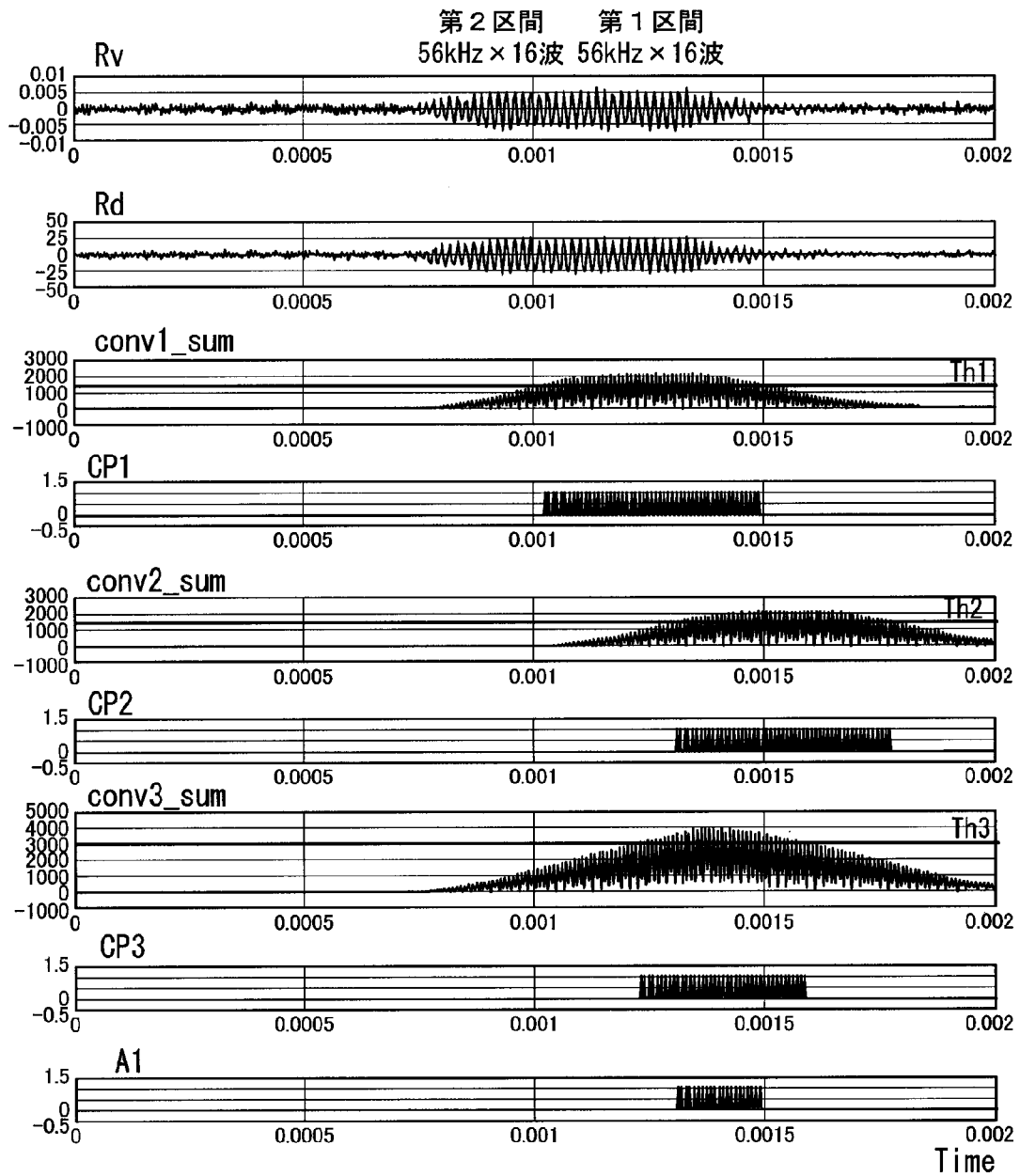
[図28]



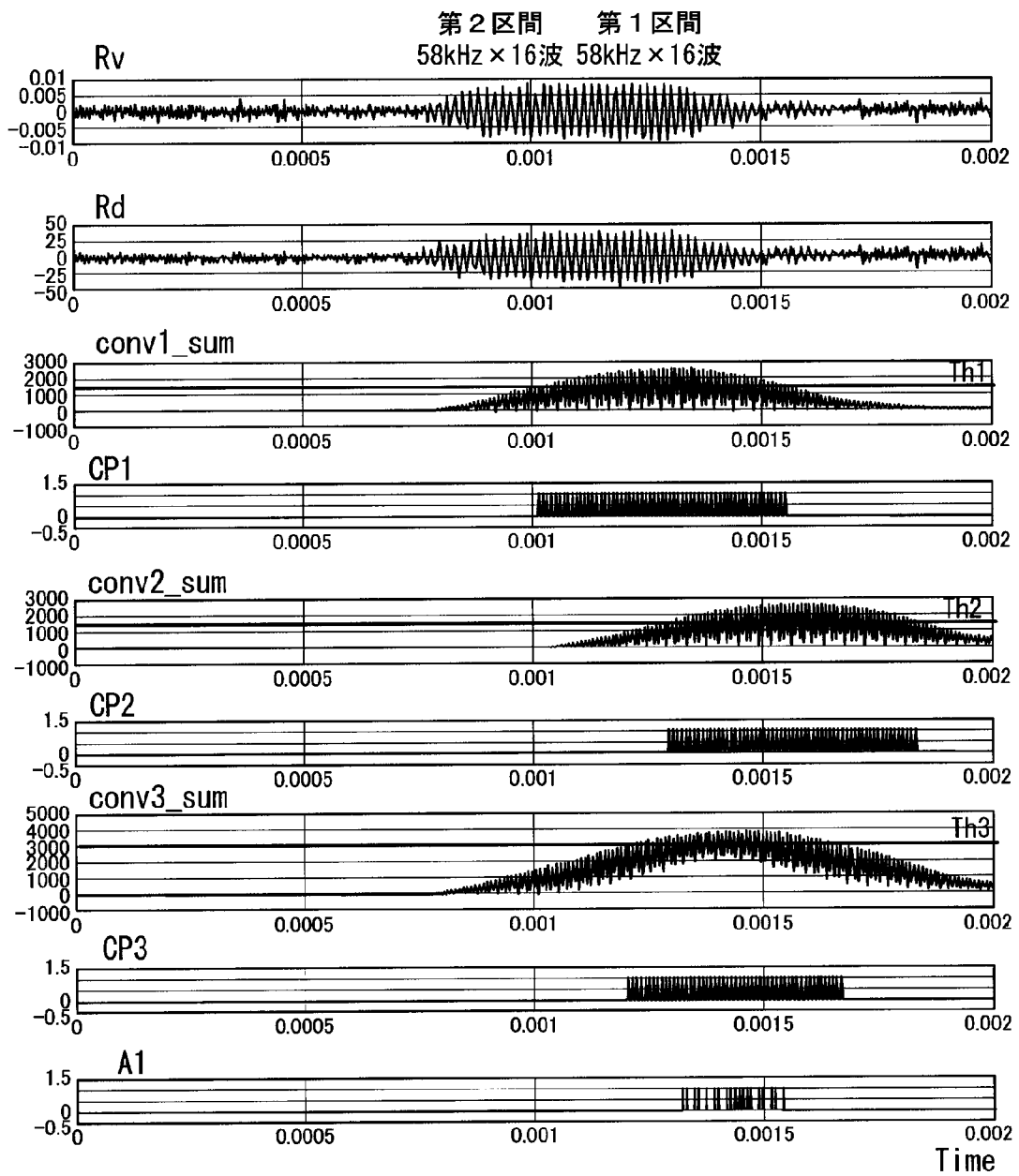
[図29]



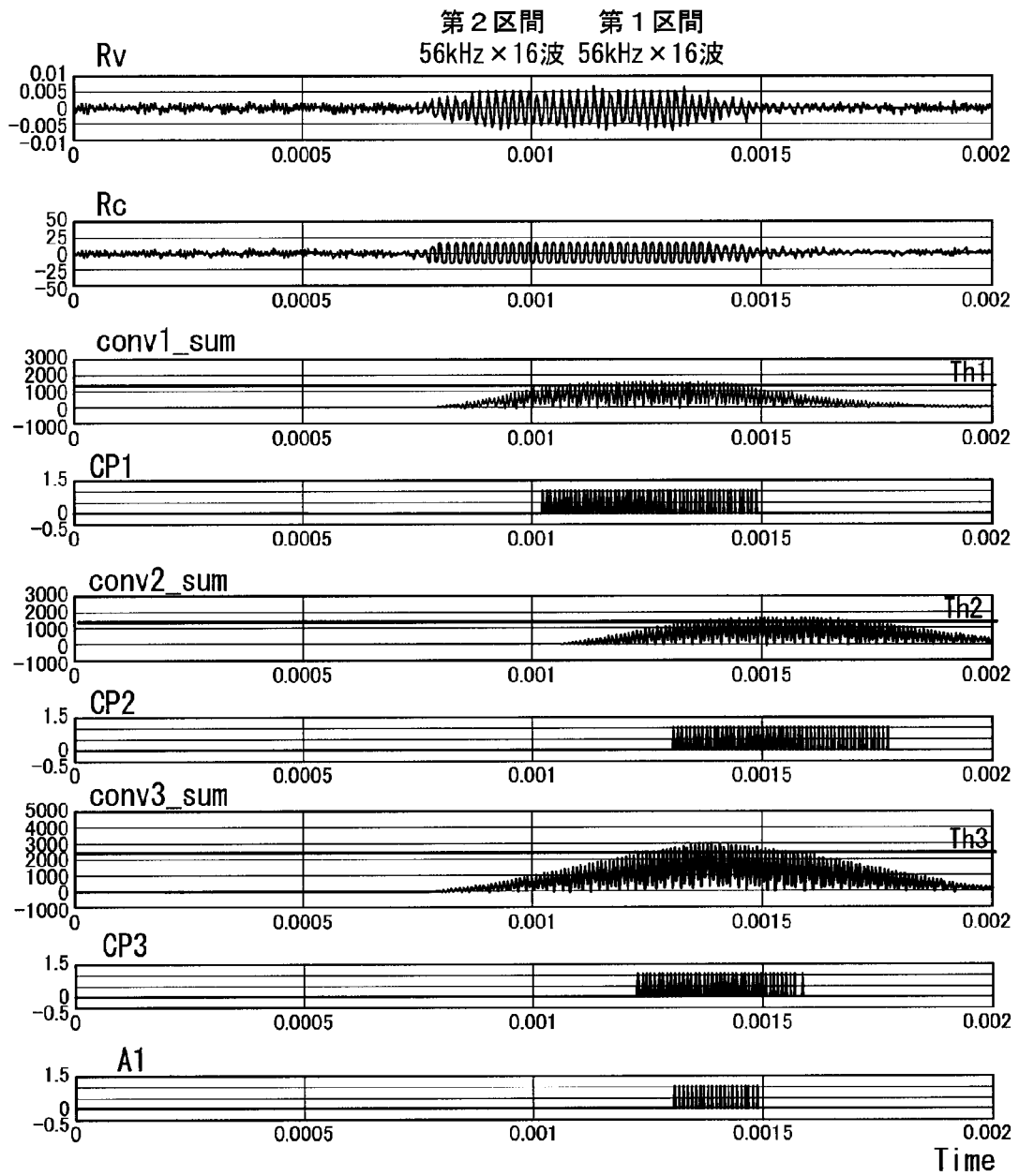
[図30]



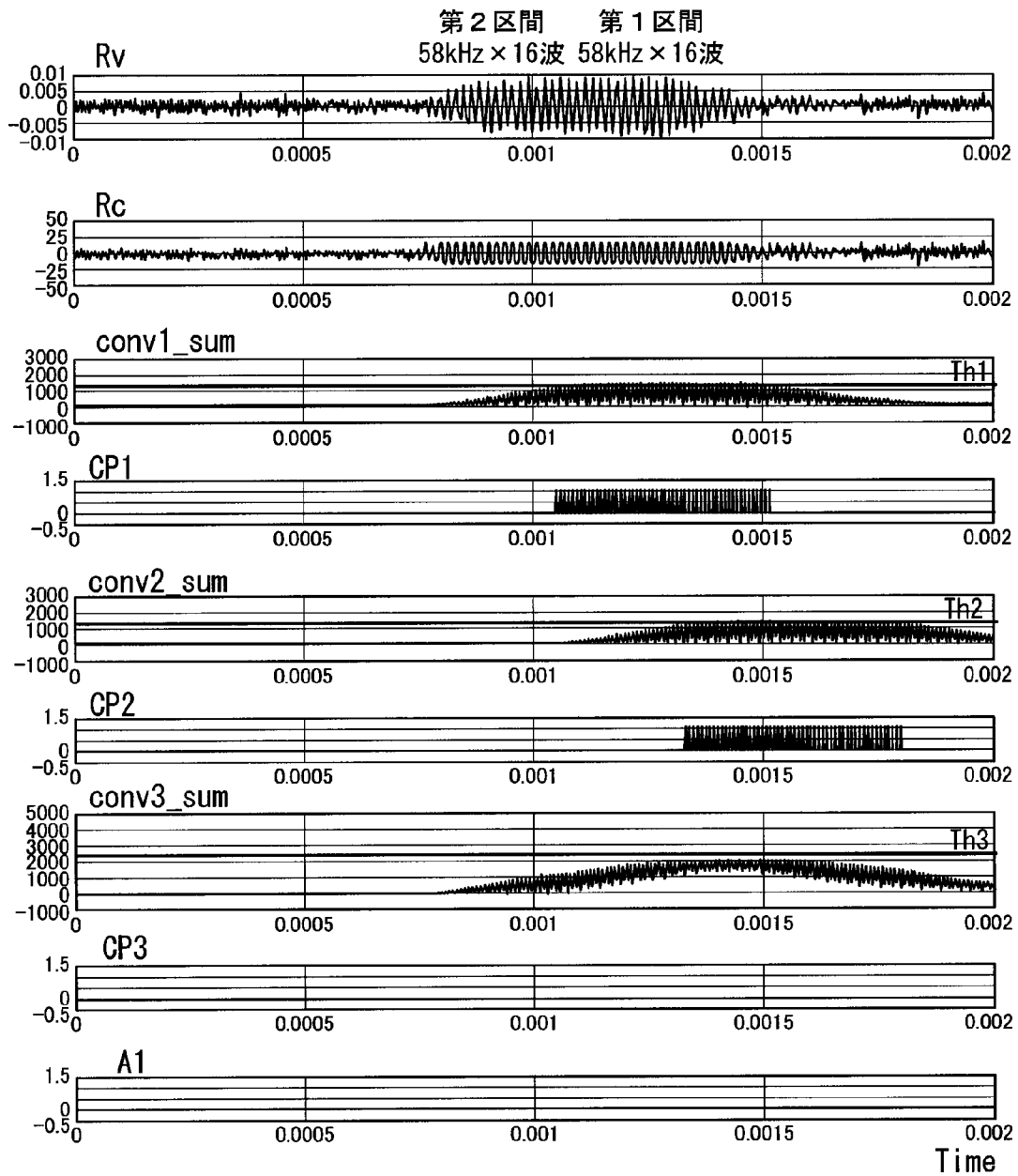
[図31]



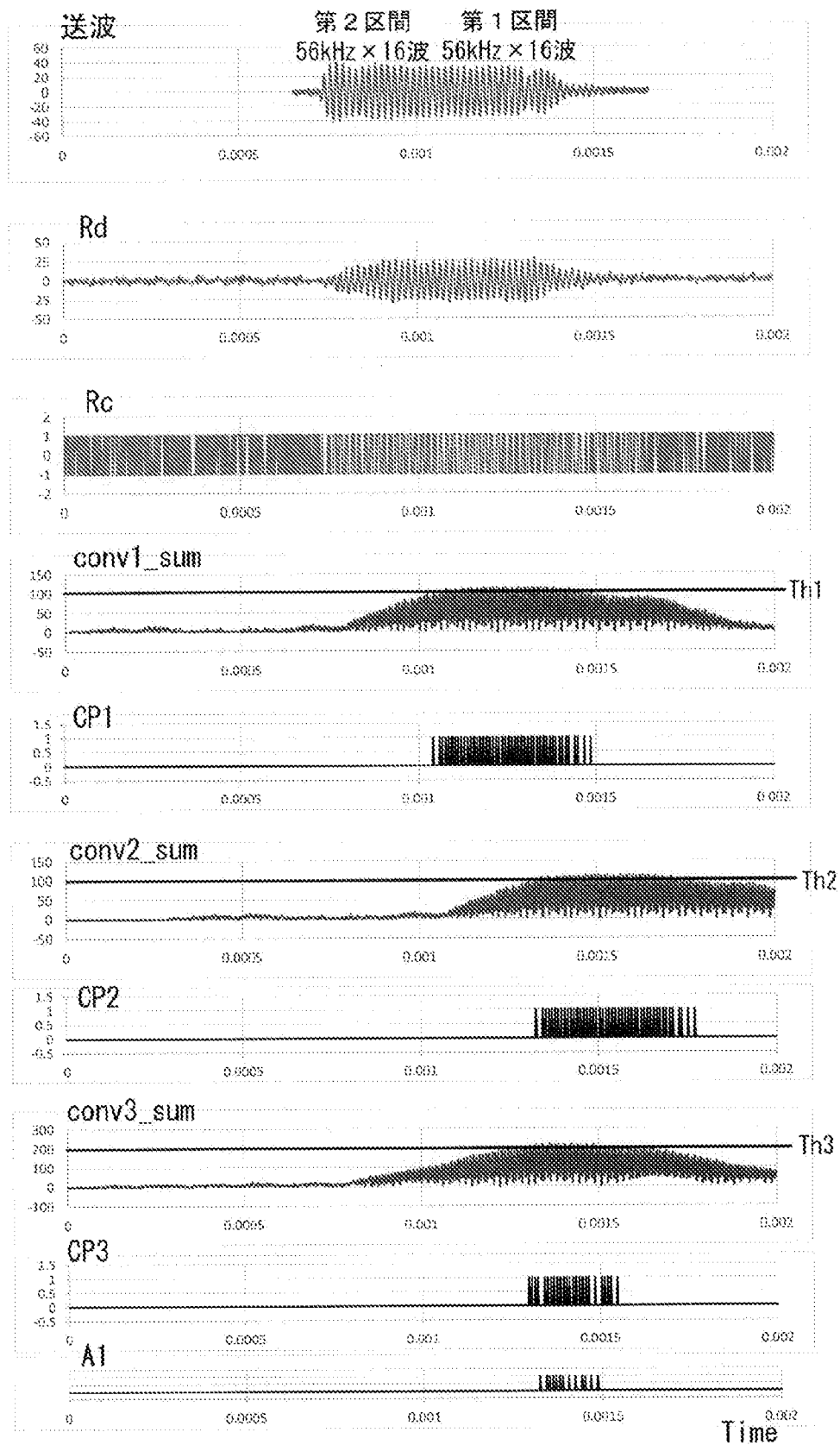
[図32]



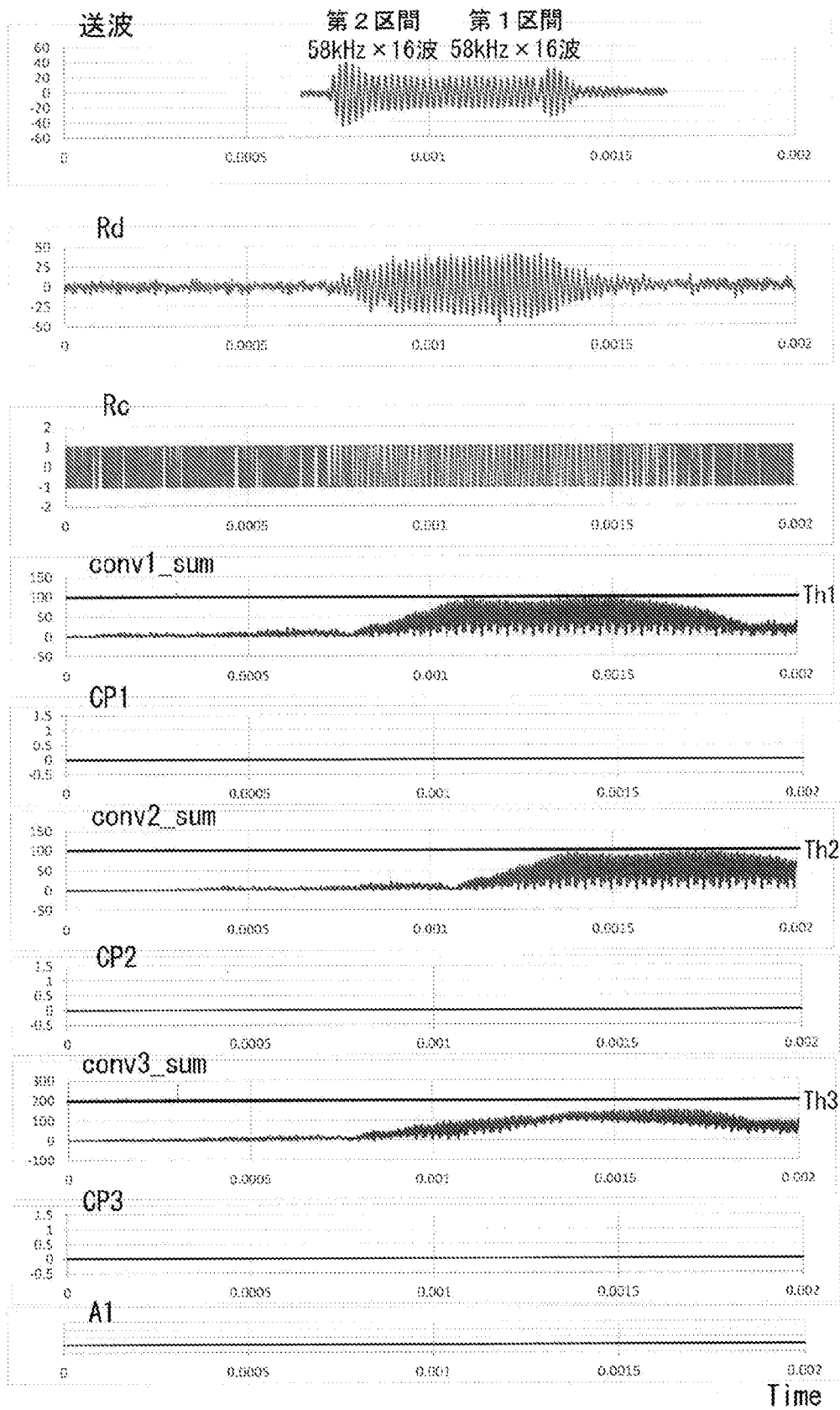
[図33]



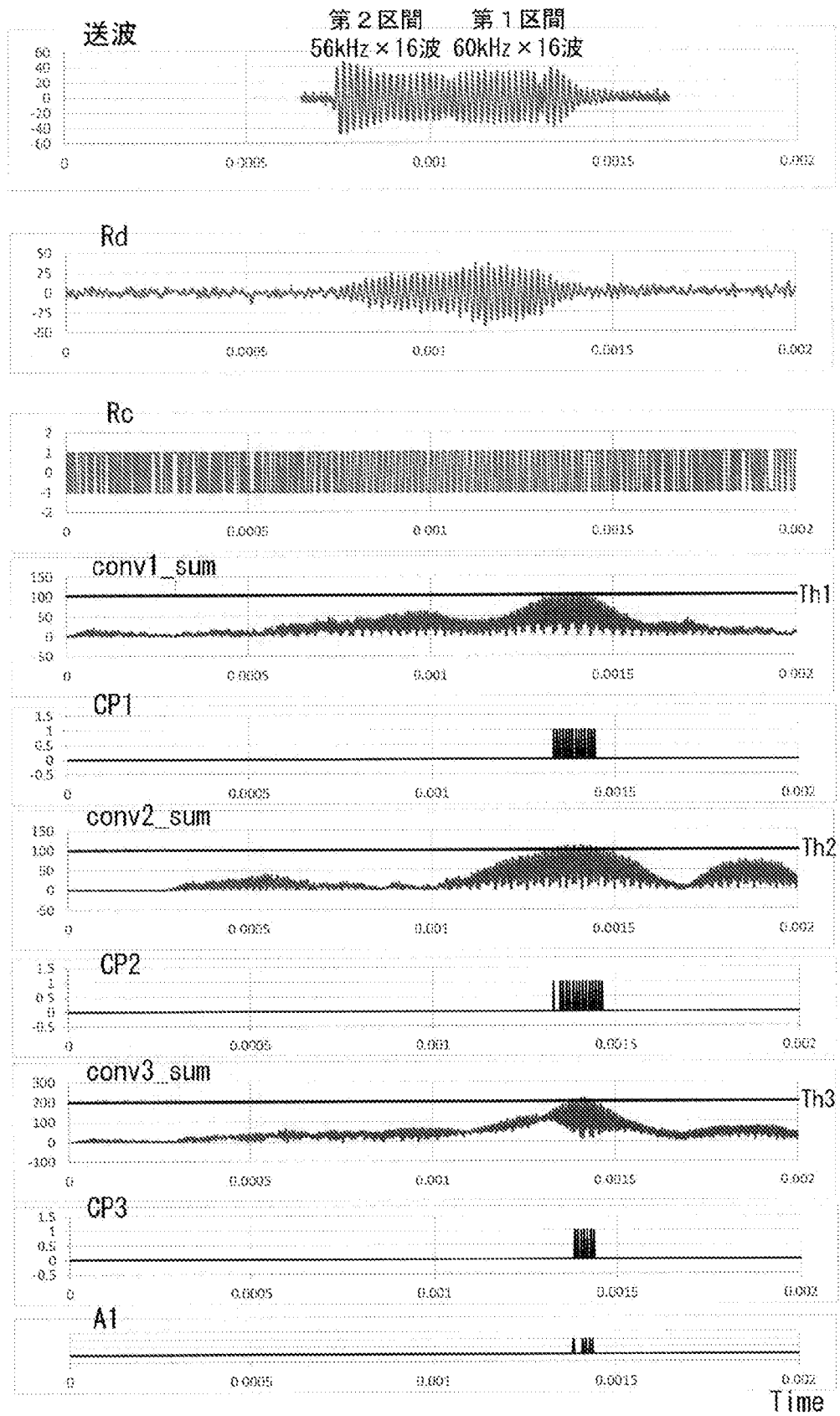
[図34]



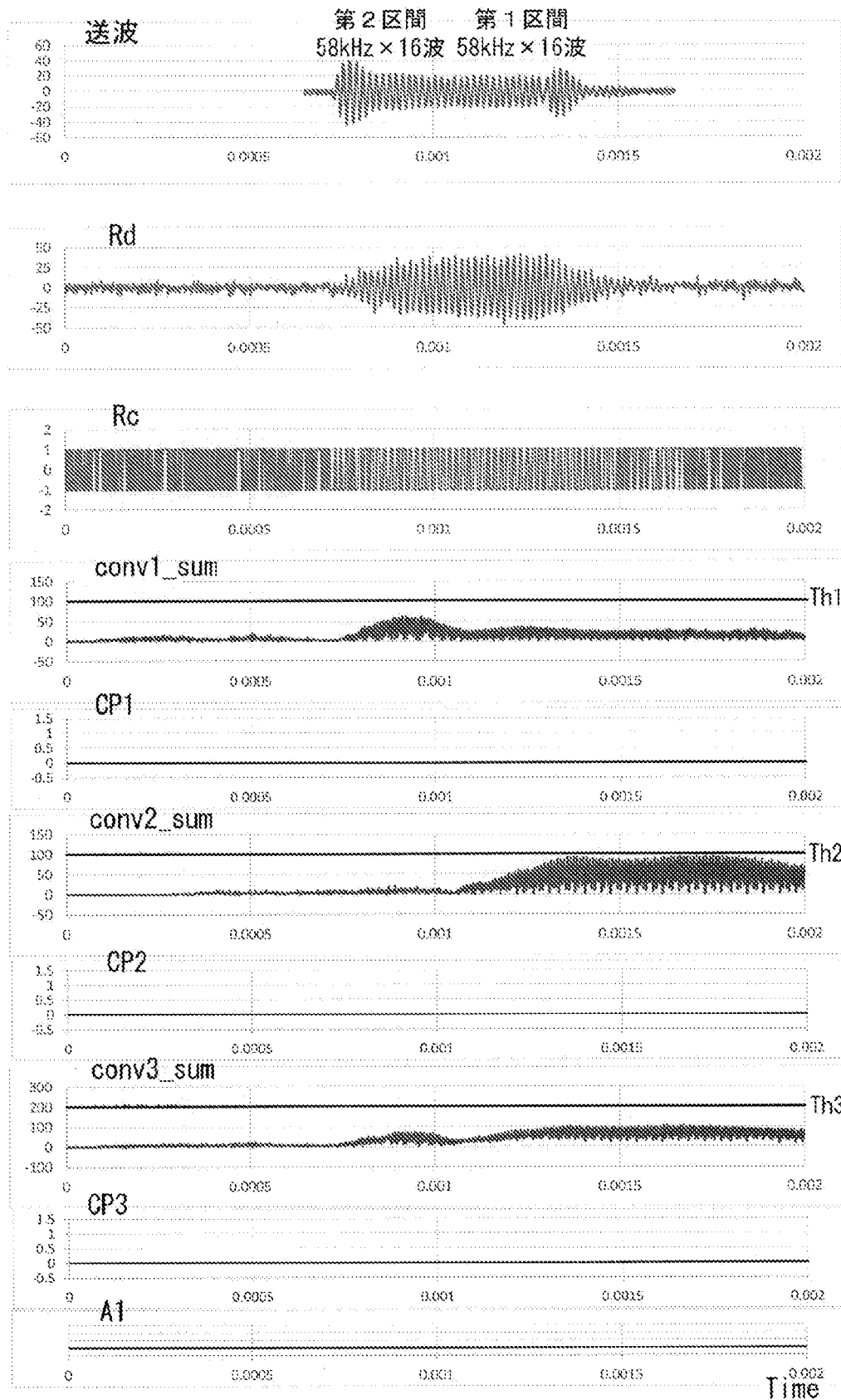
[図35]



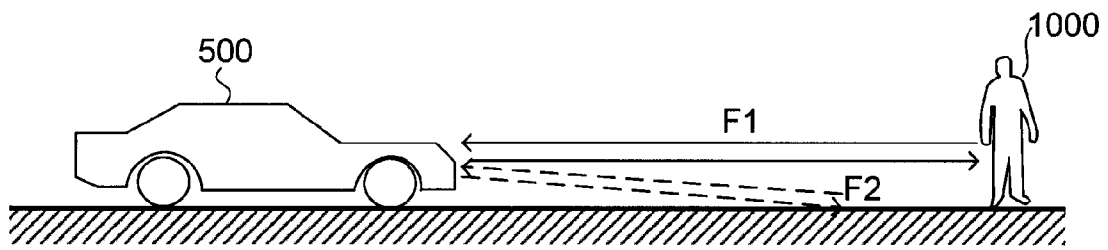
[図36]



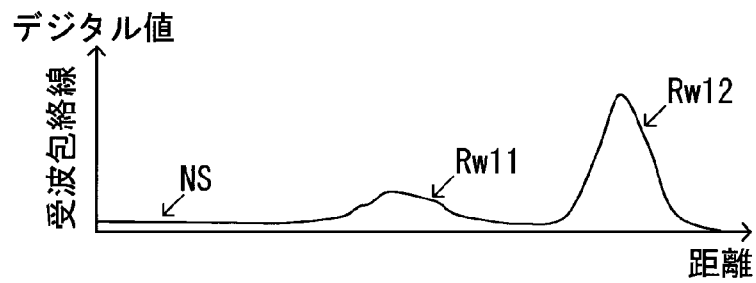
[図37]



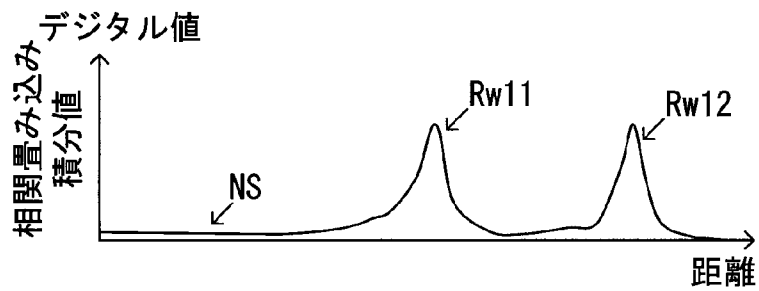
[図38]



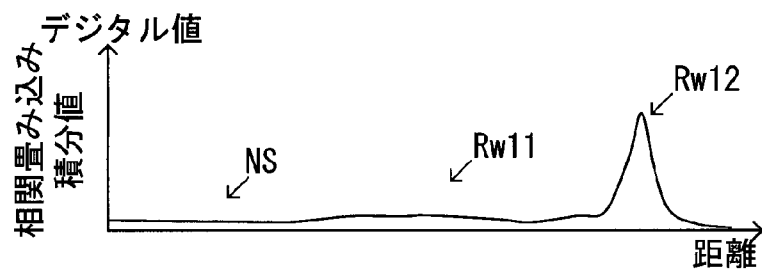
[図39]



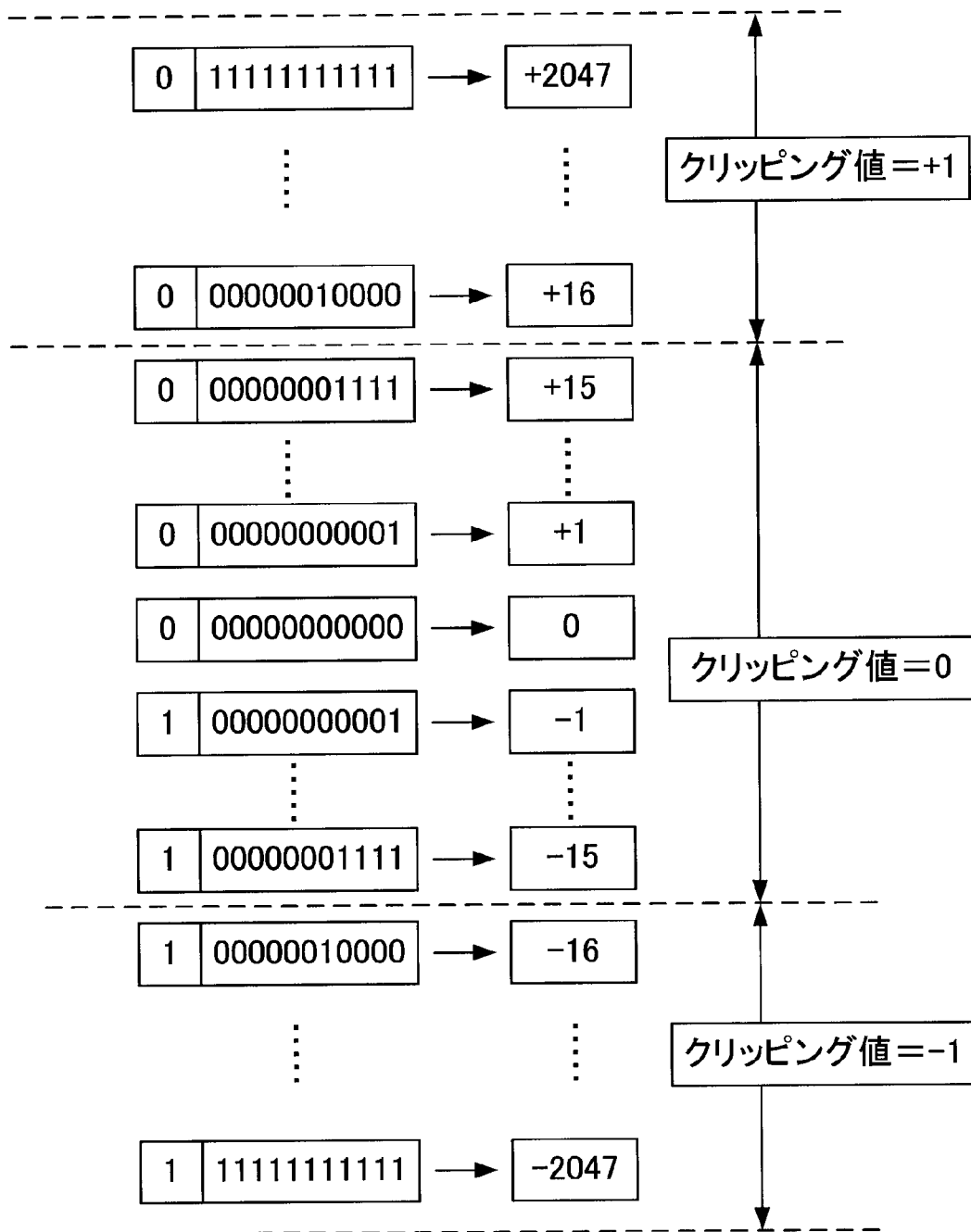
[図40]



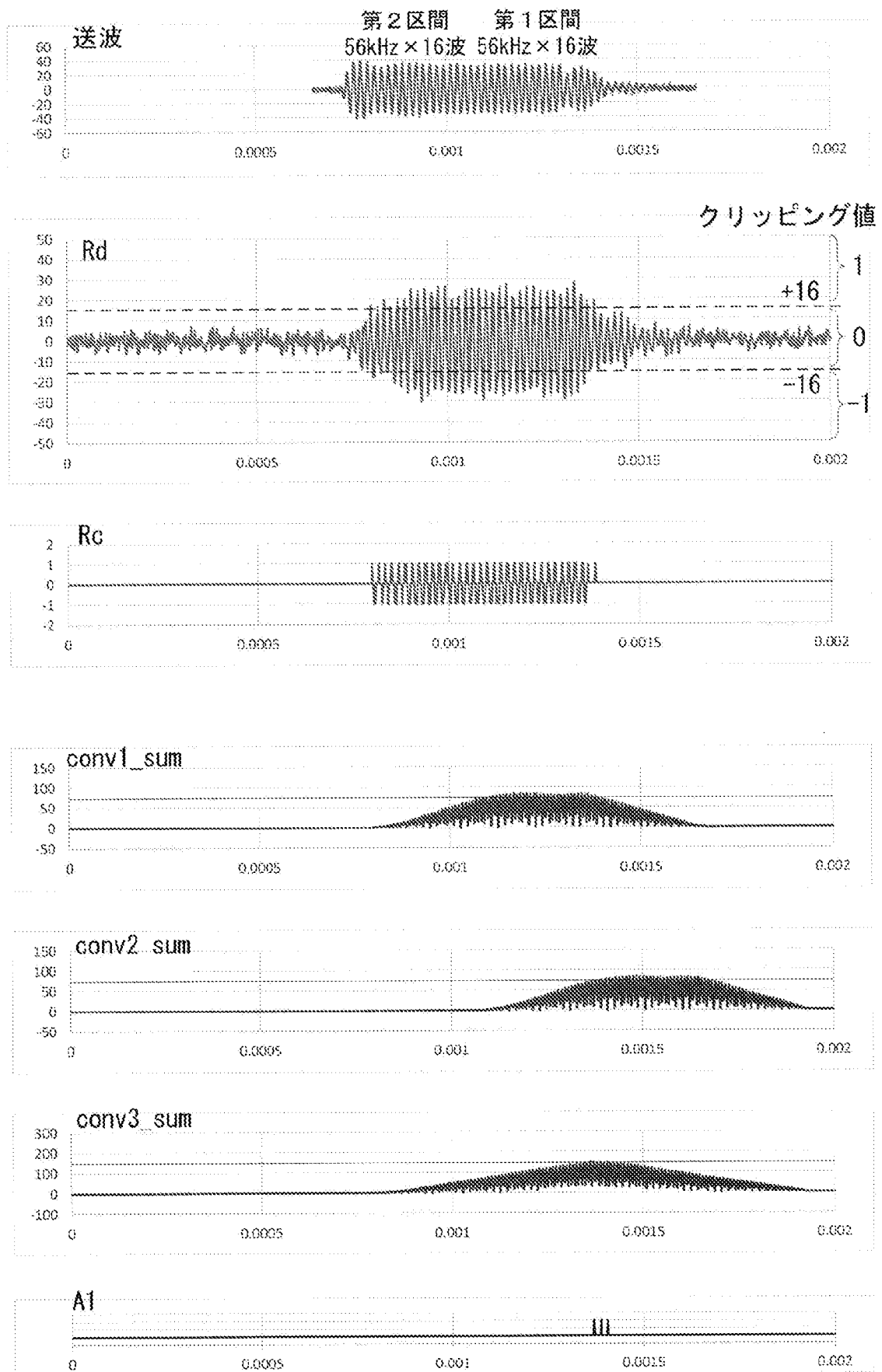
[図41]



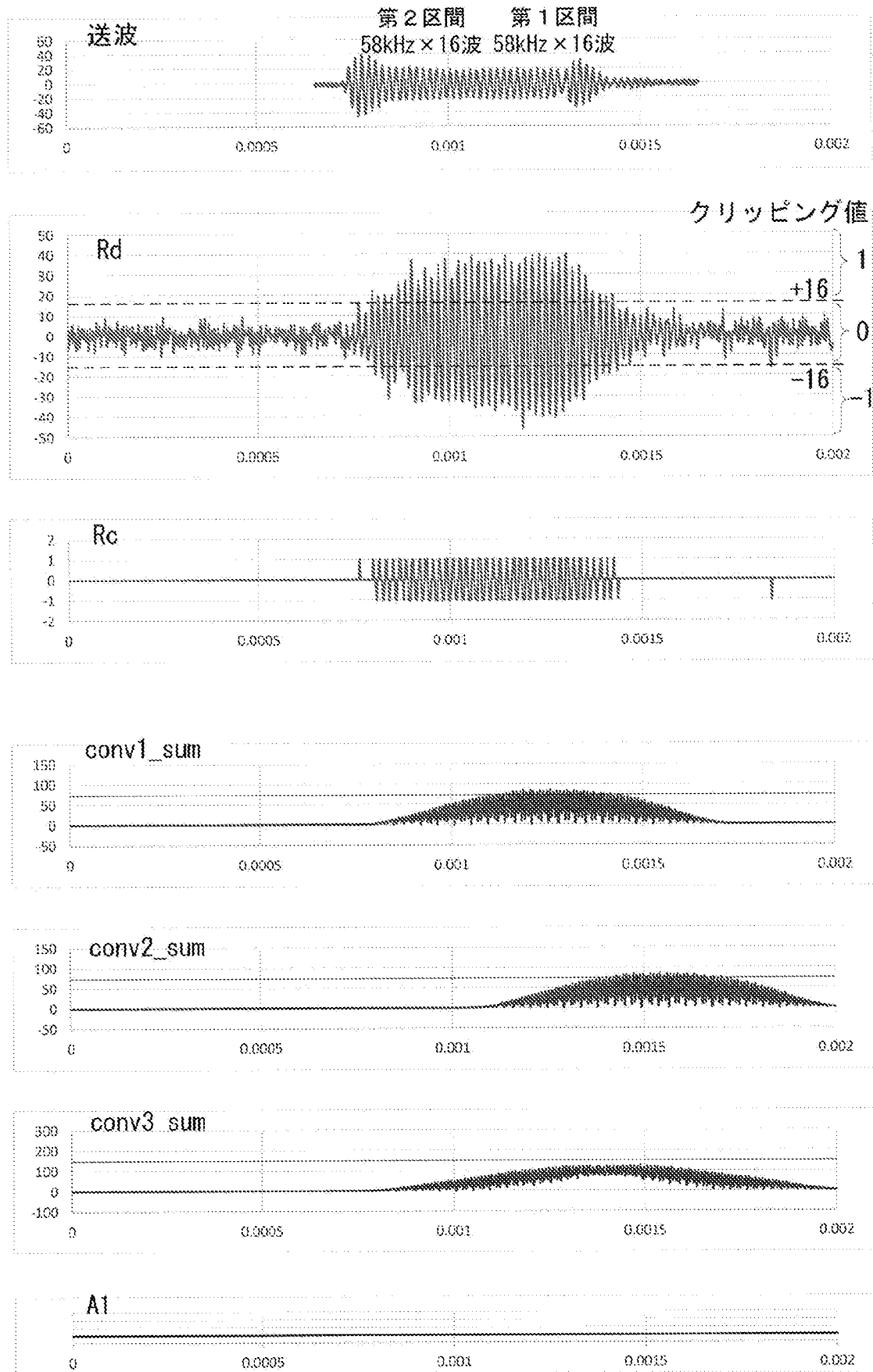
[図42]



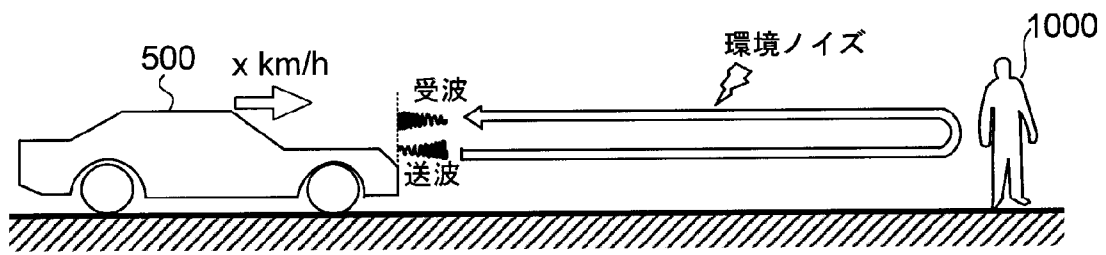
[図43]



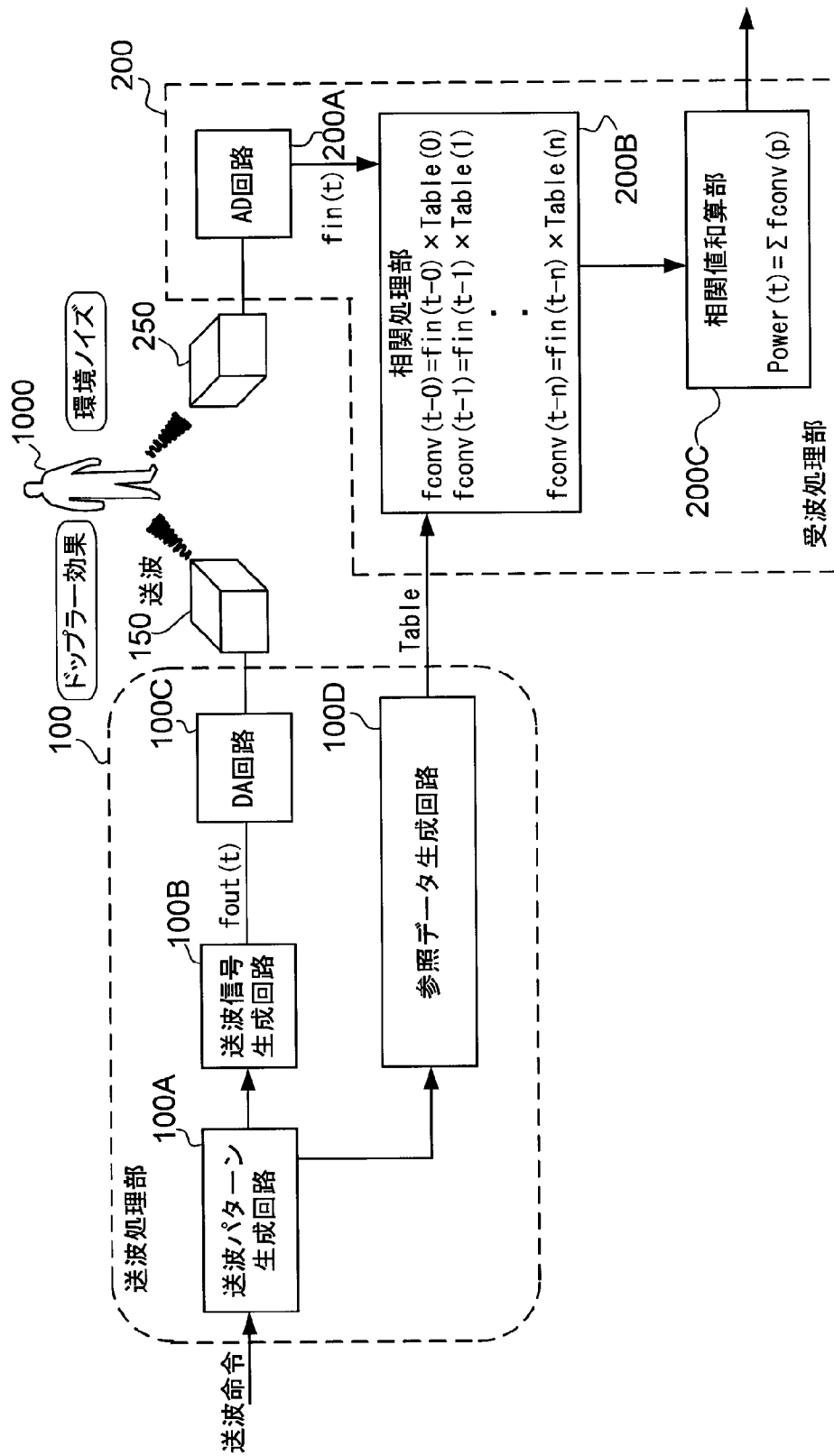
[図44]



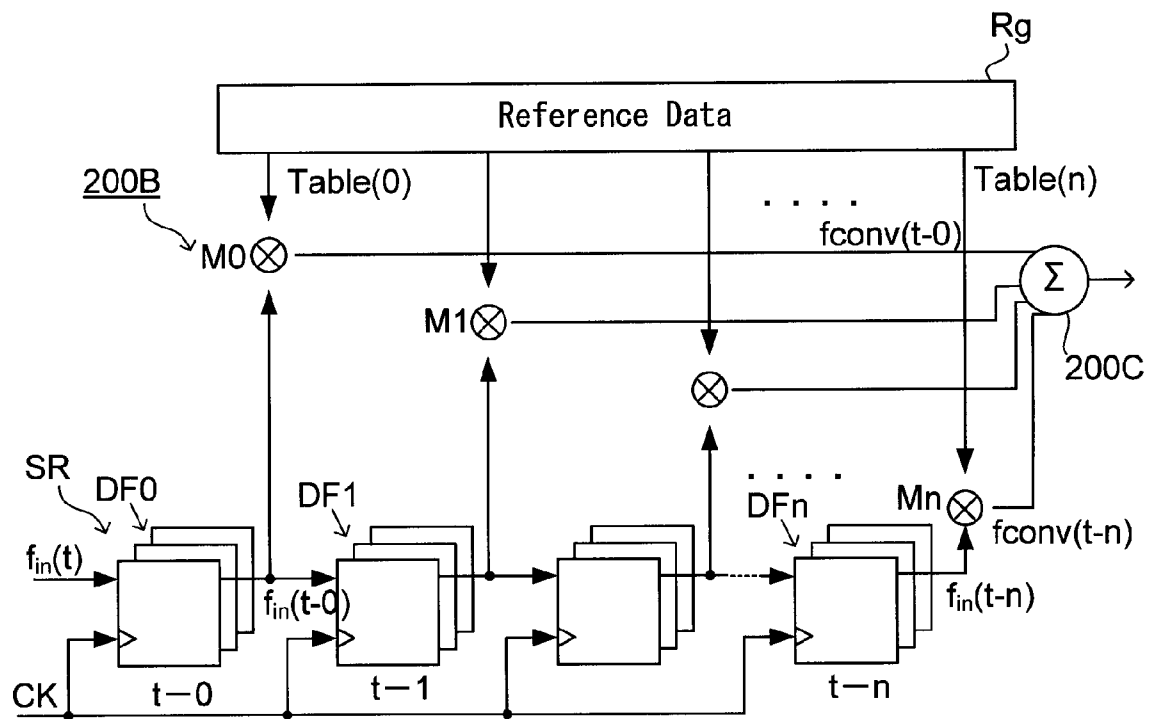
[図45]



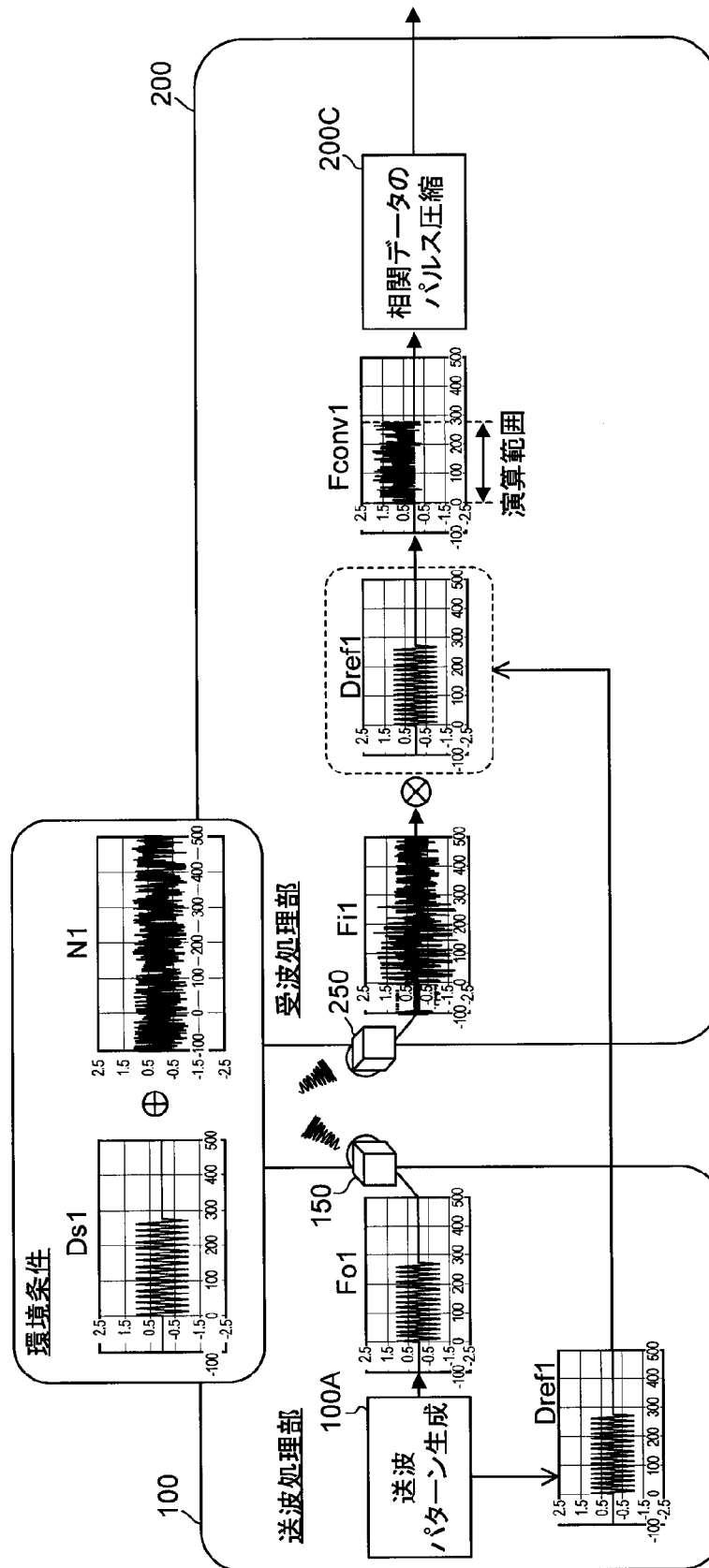
[図46]



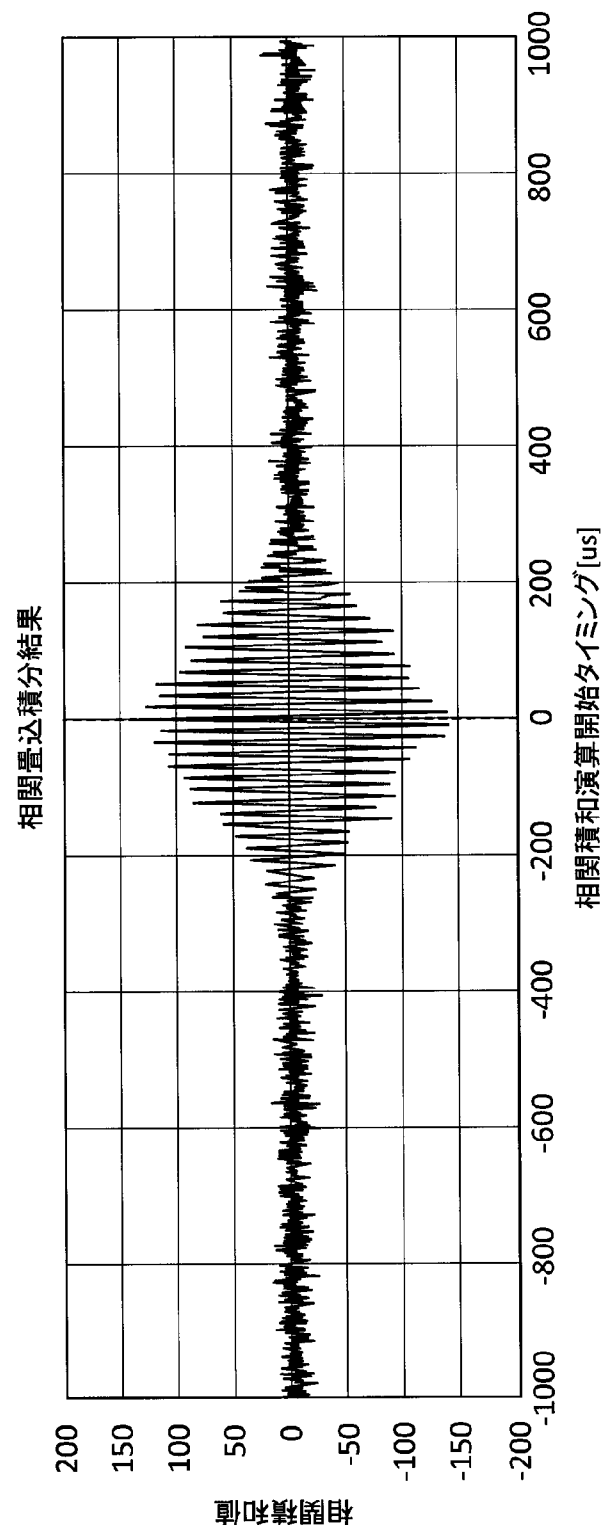
[図47]



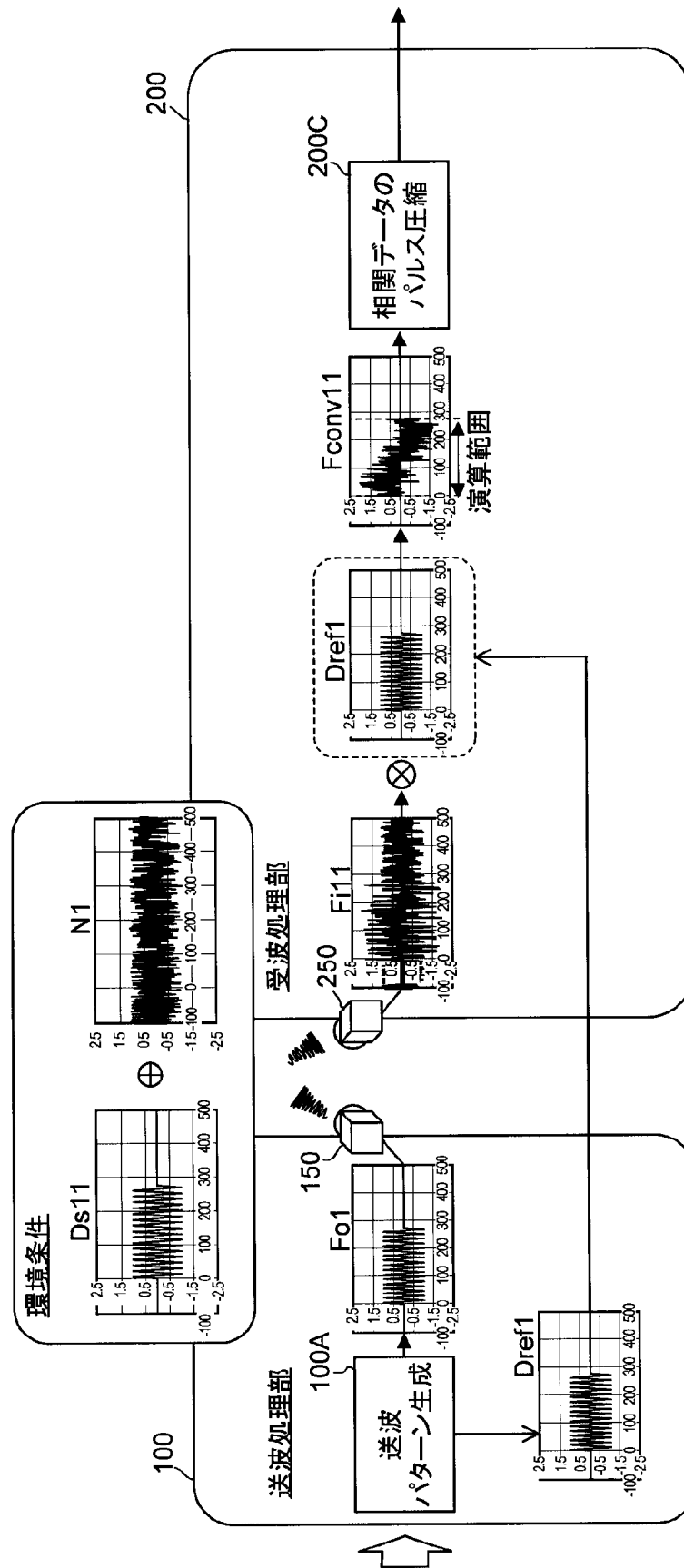
[図48]



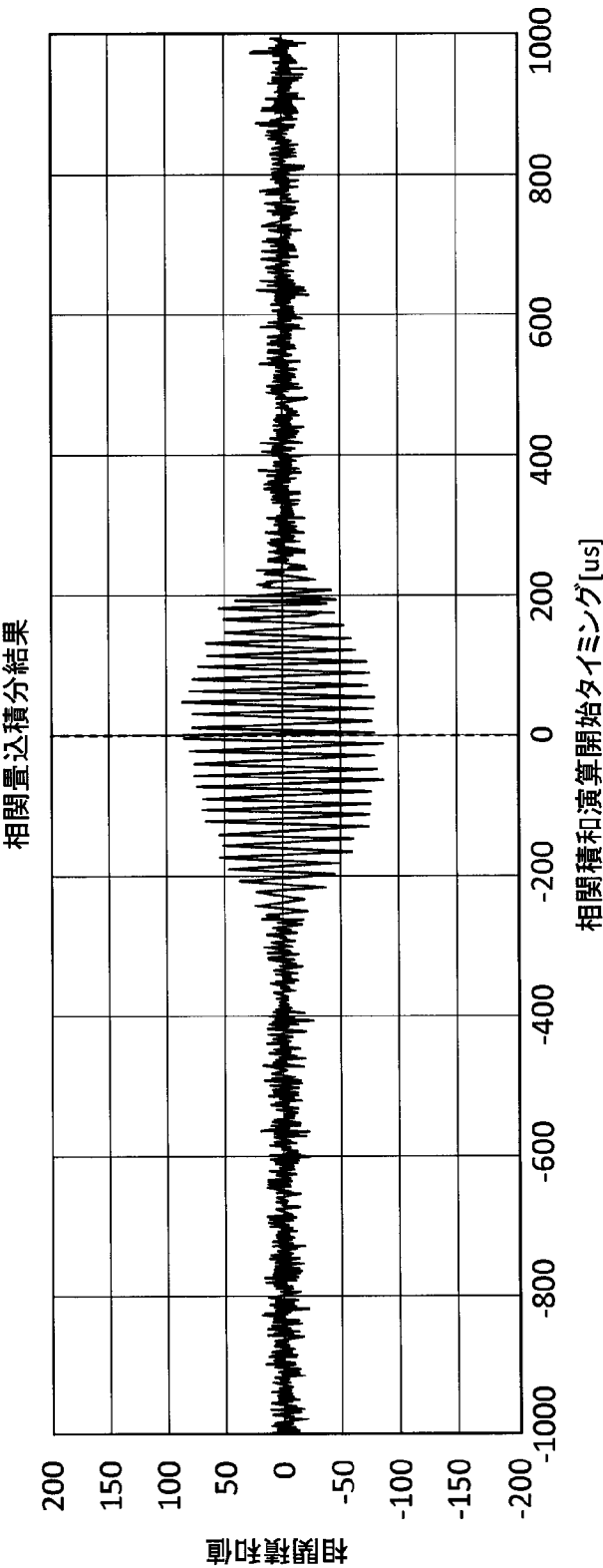
[図49]



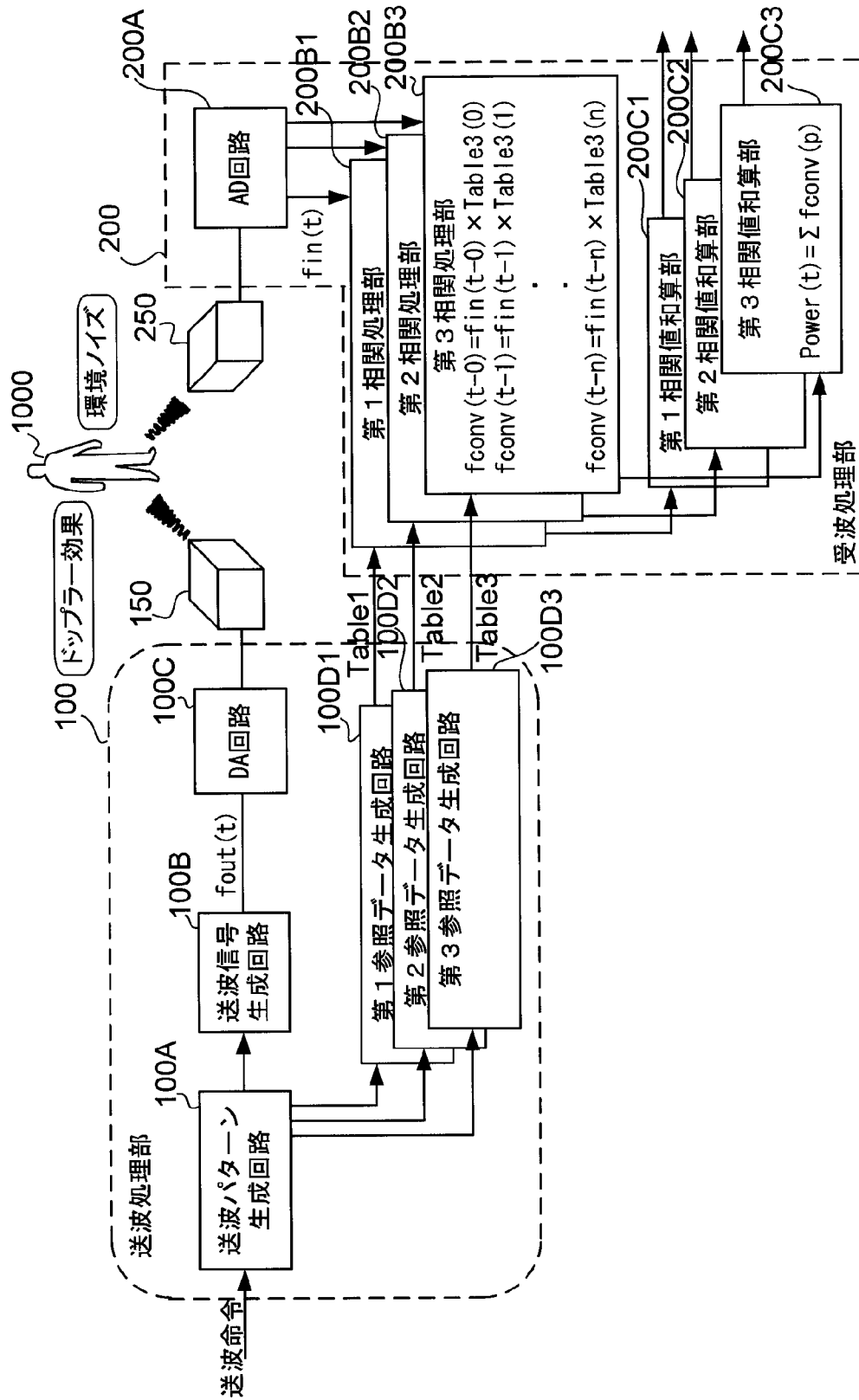
[図50]



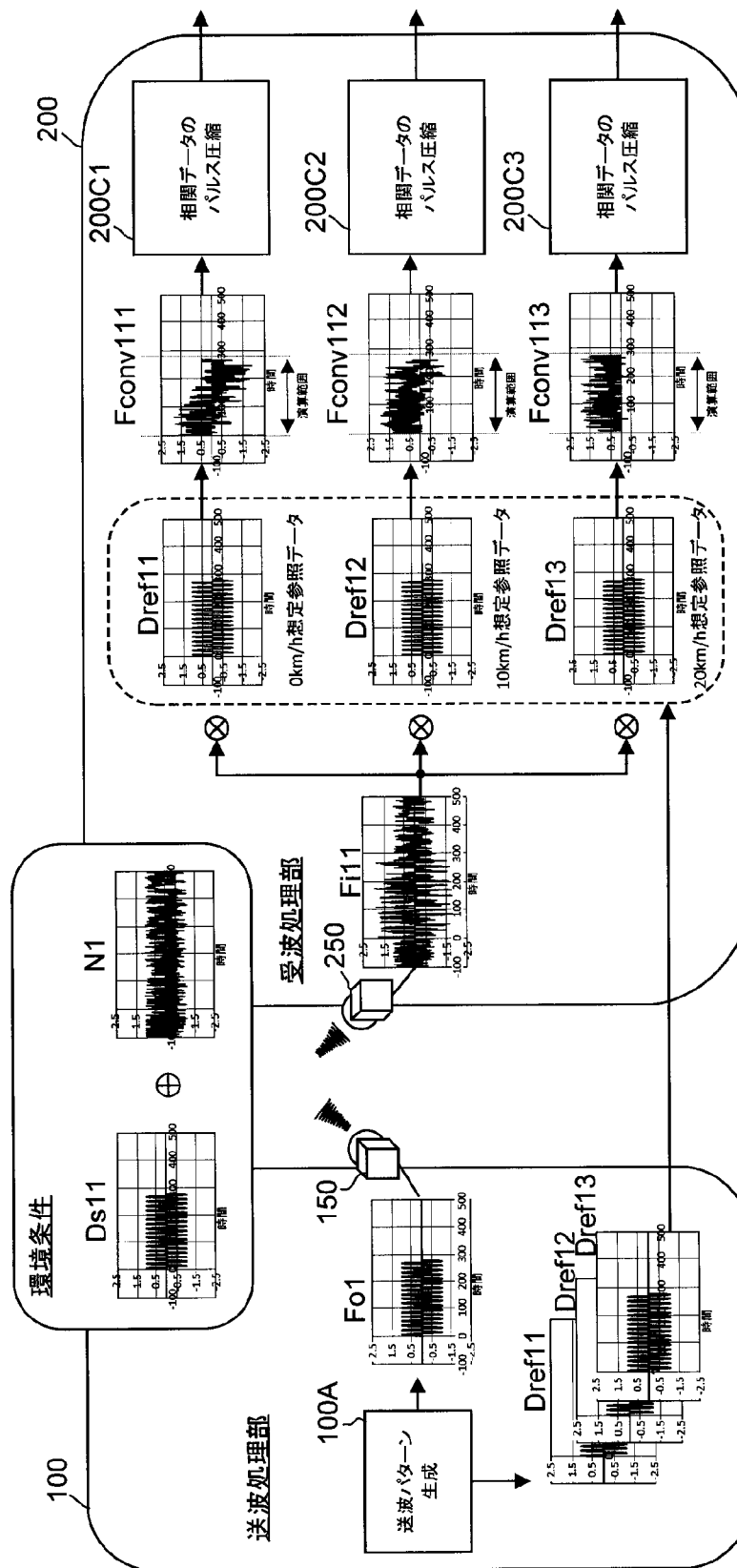
[図51]



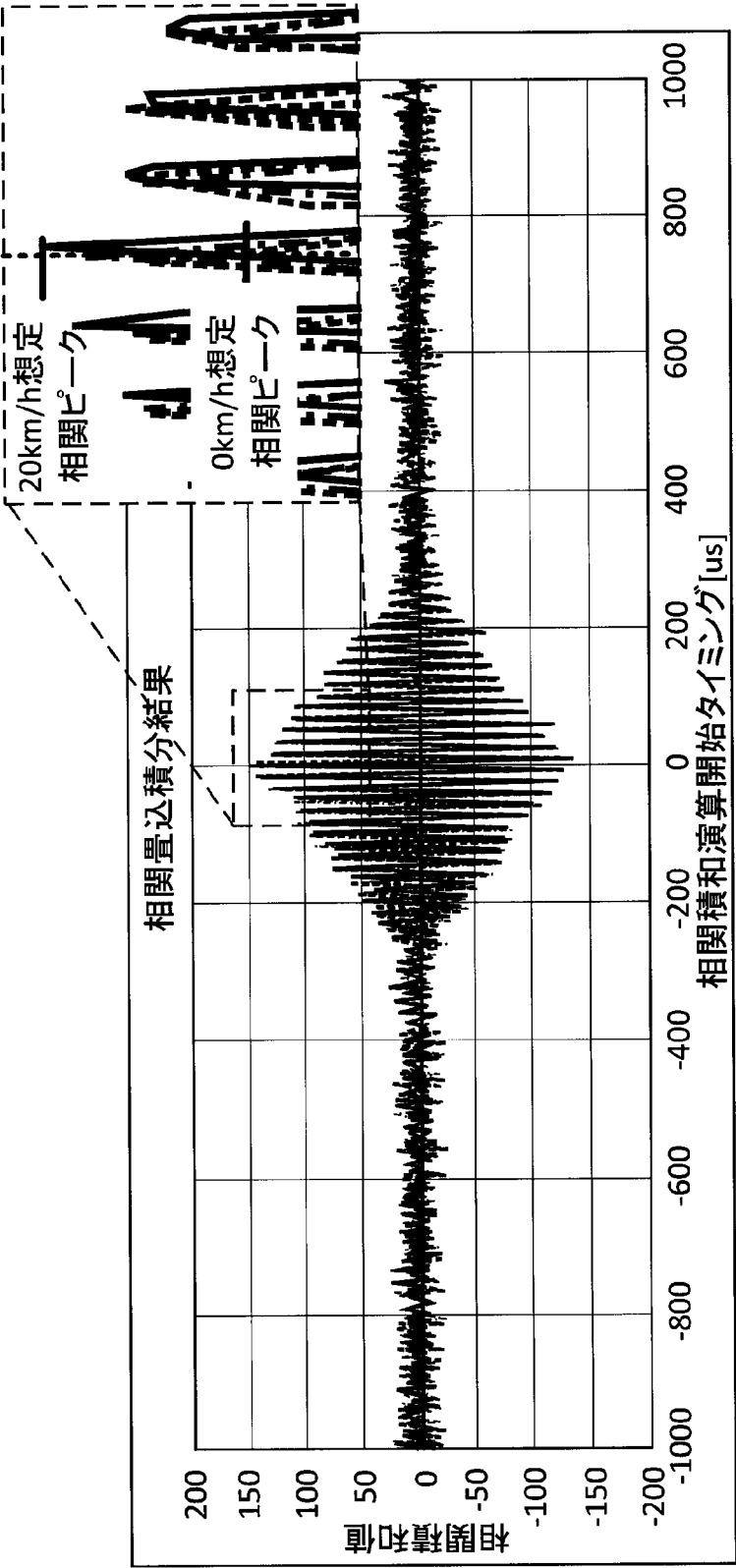
[図52]



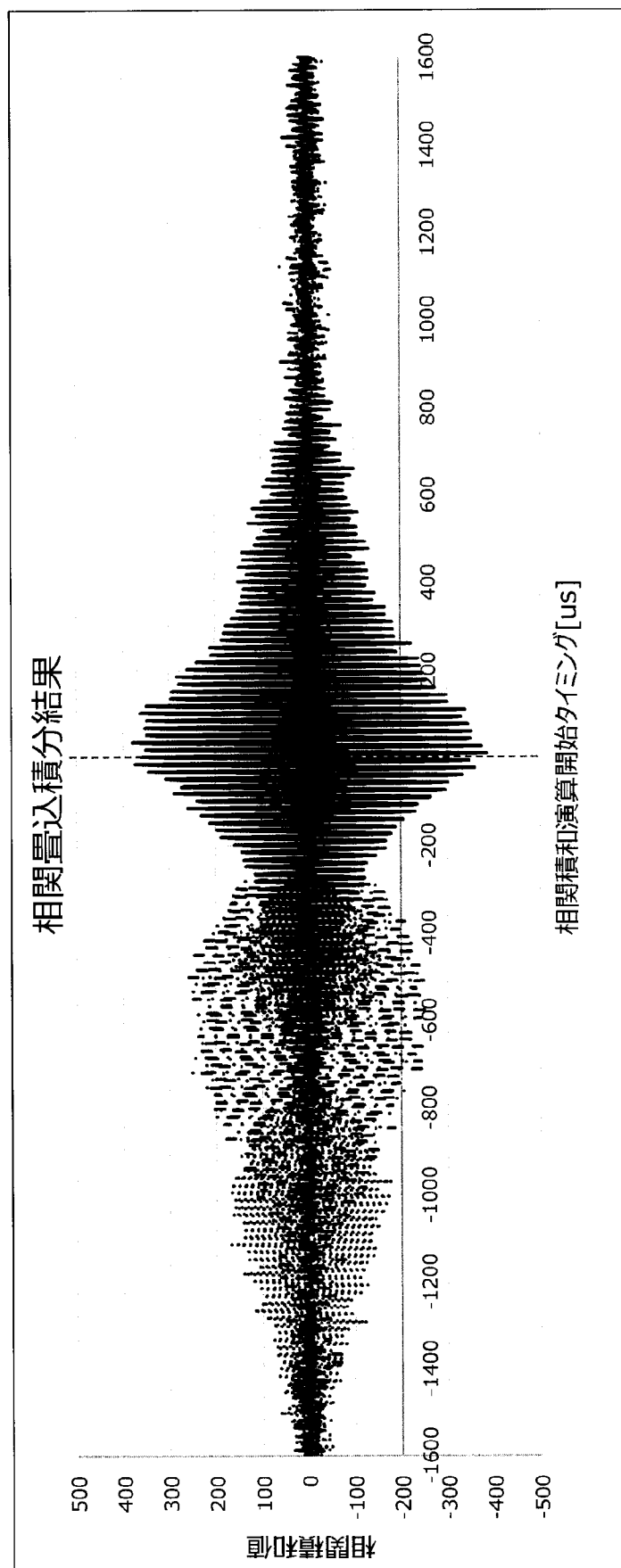
[図53]



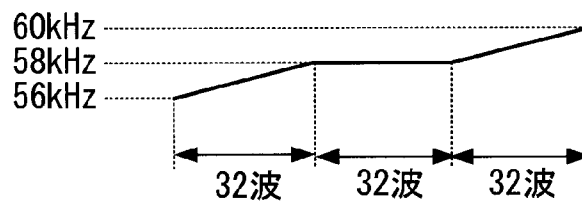
[図54]



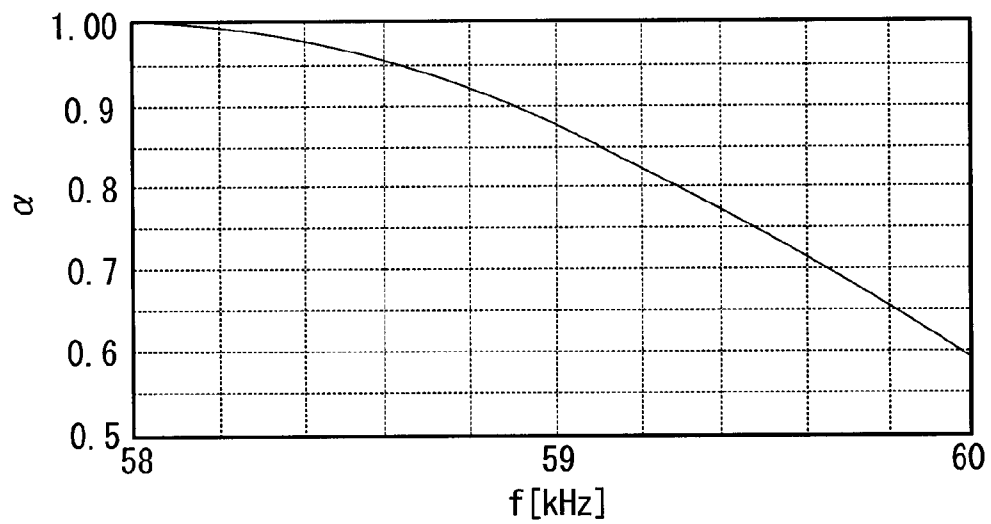
[図56]



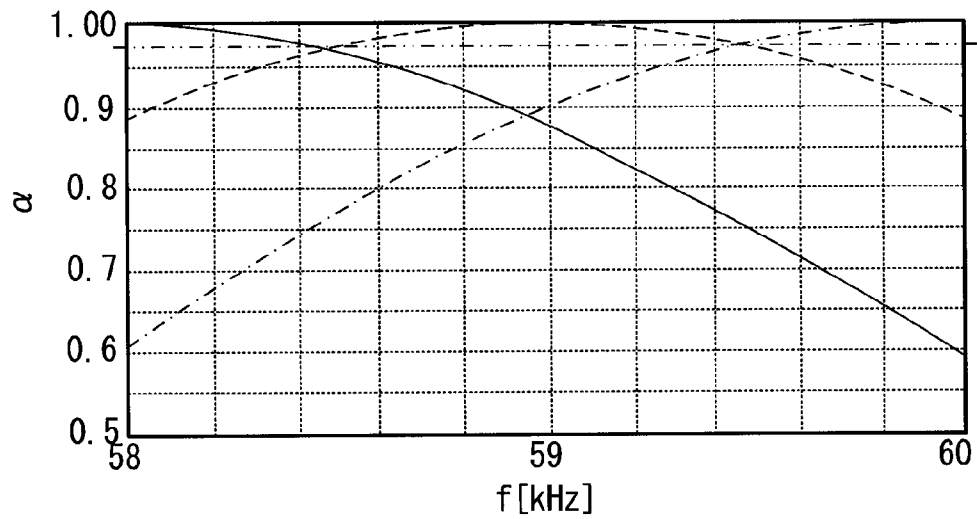
[図57]



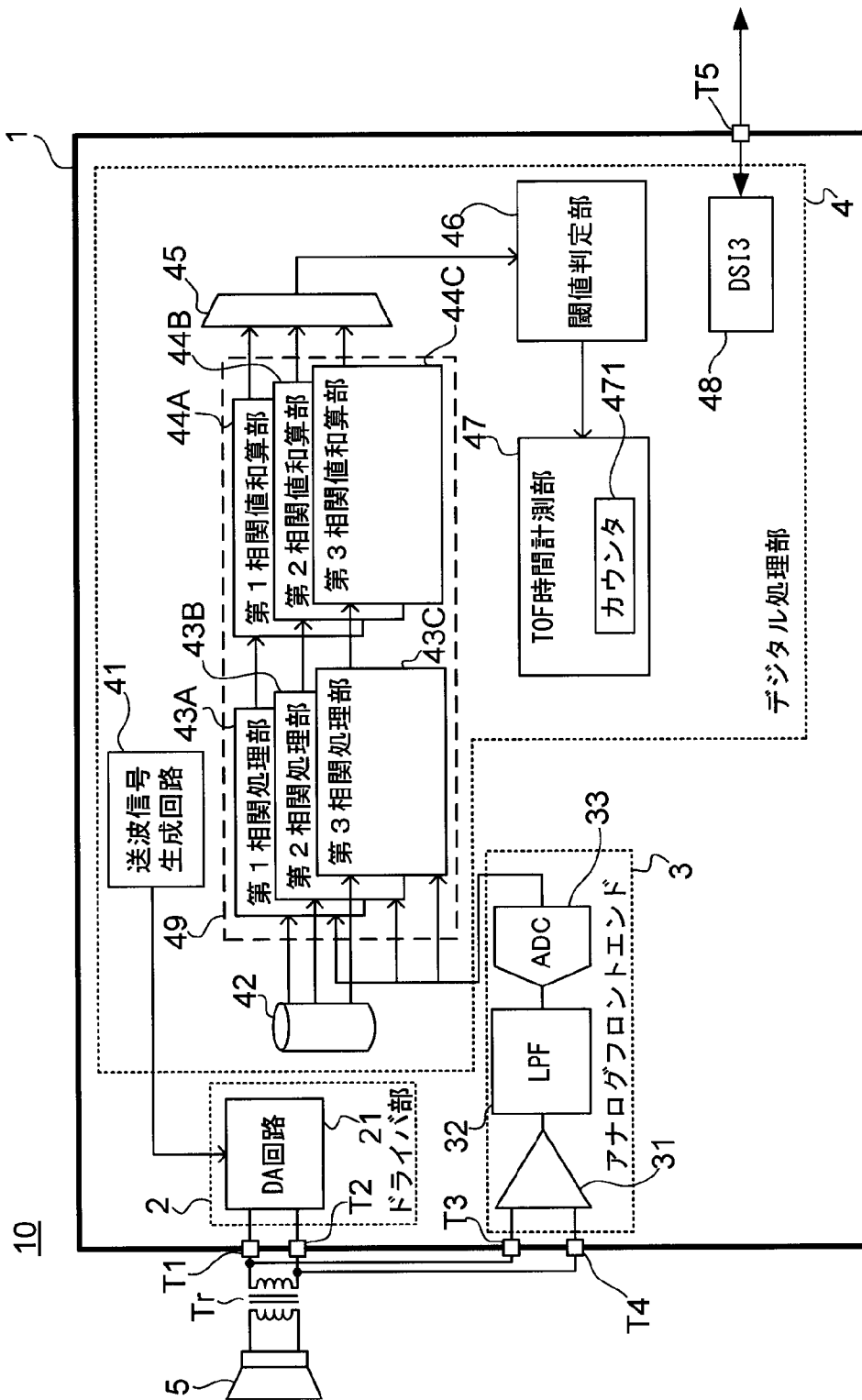
[図58]



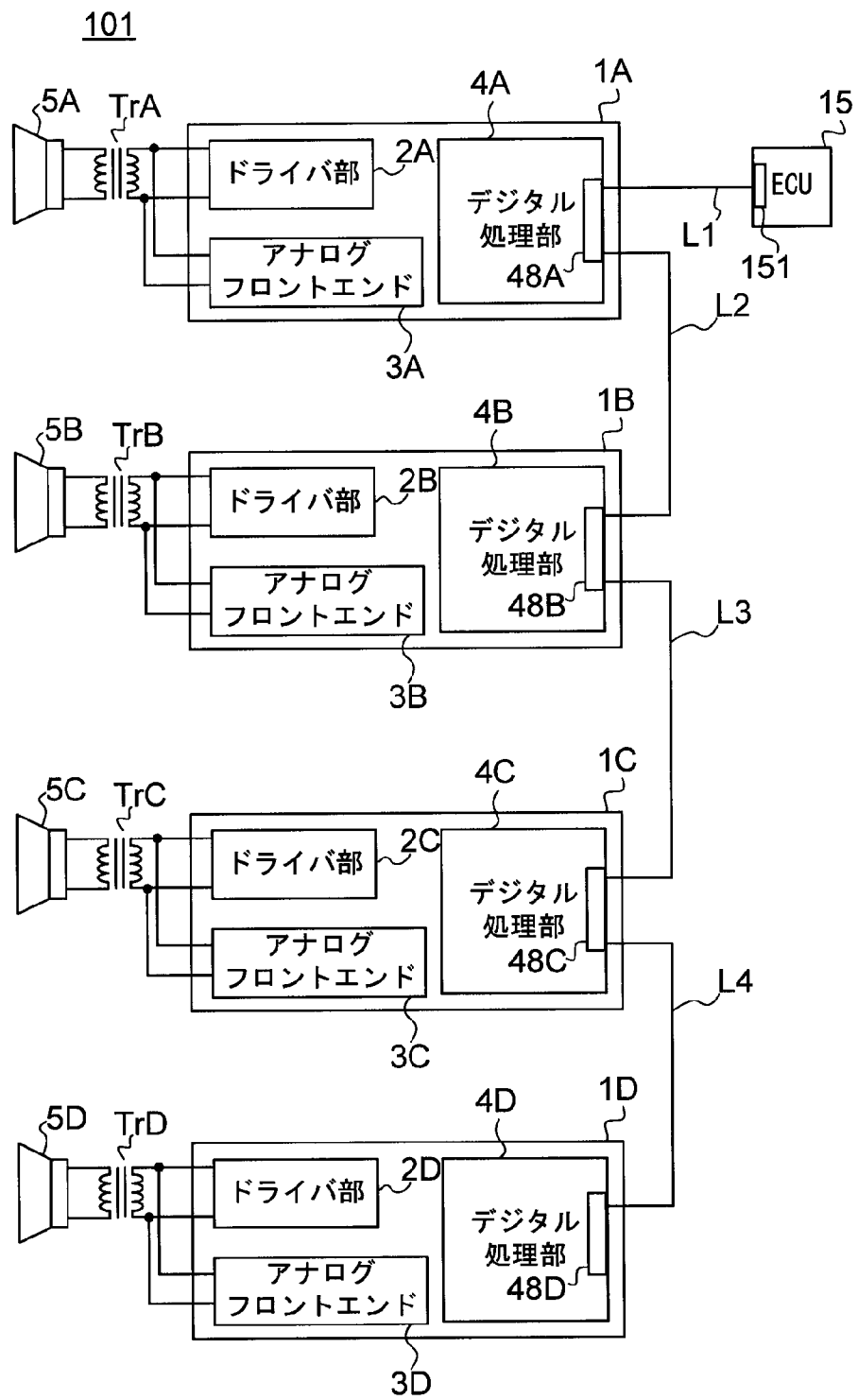
[図59]



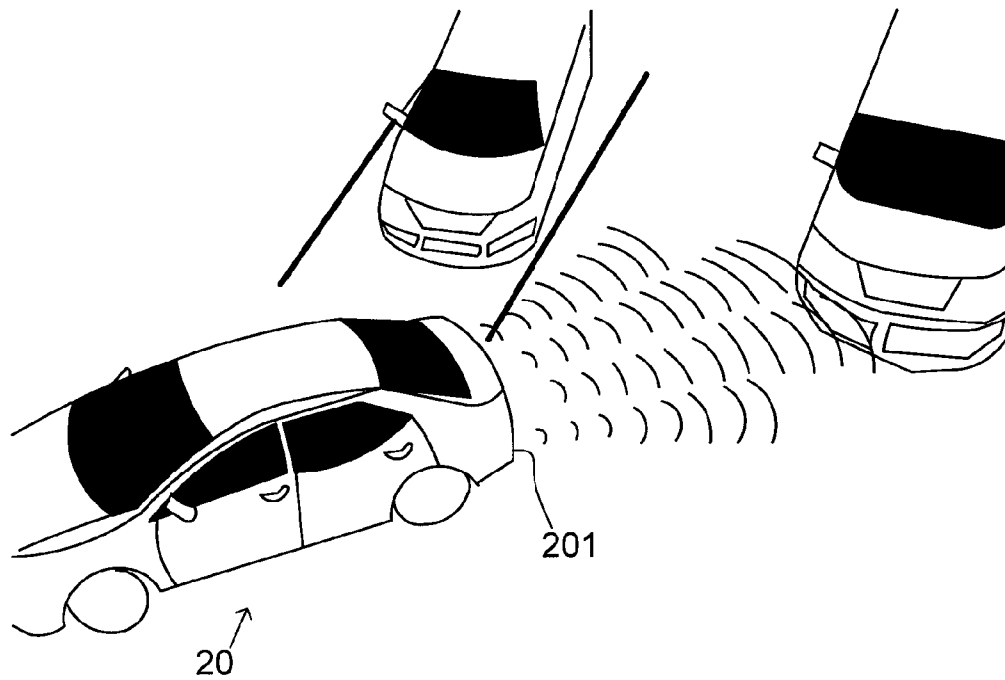
[図60]



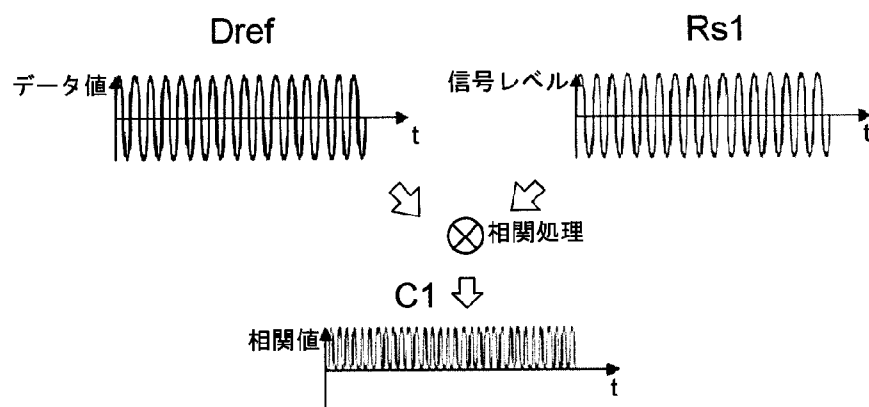
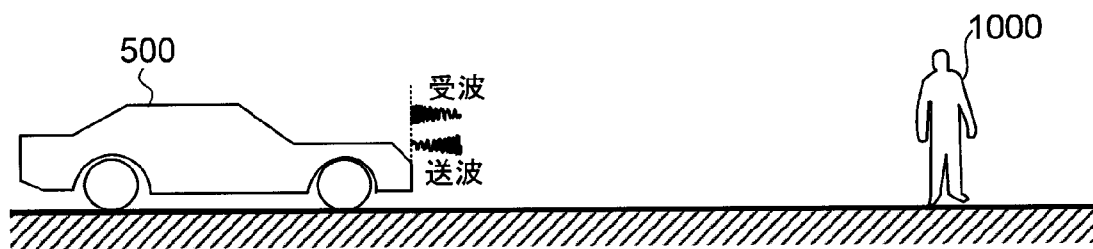
[図61]



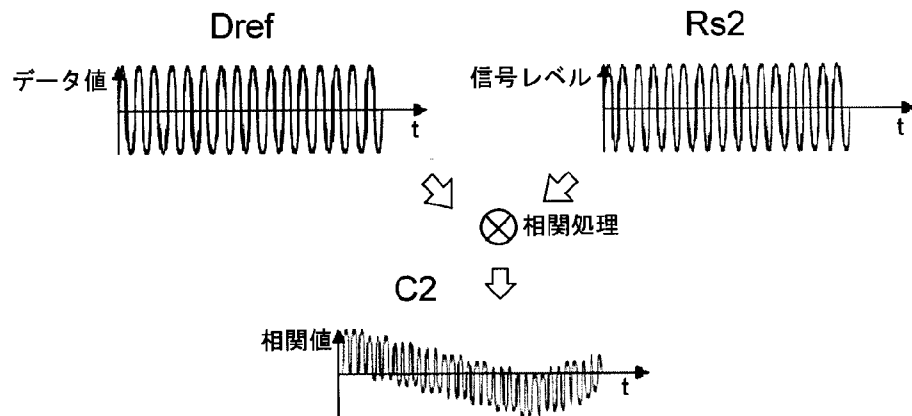
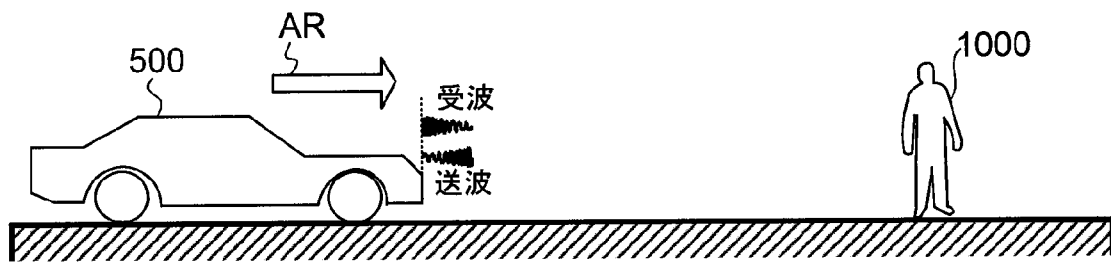
[図62]



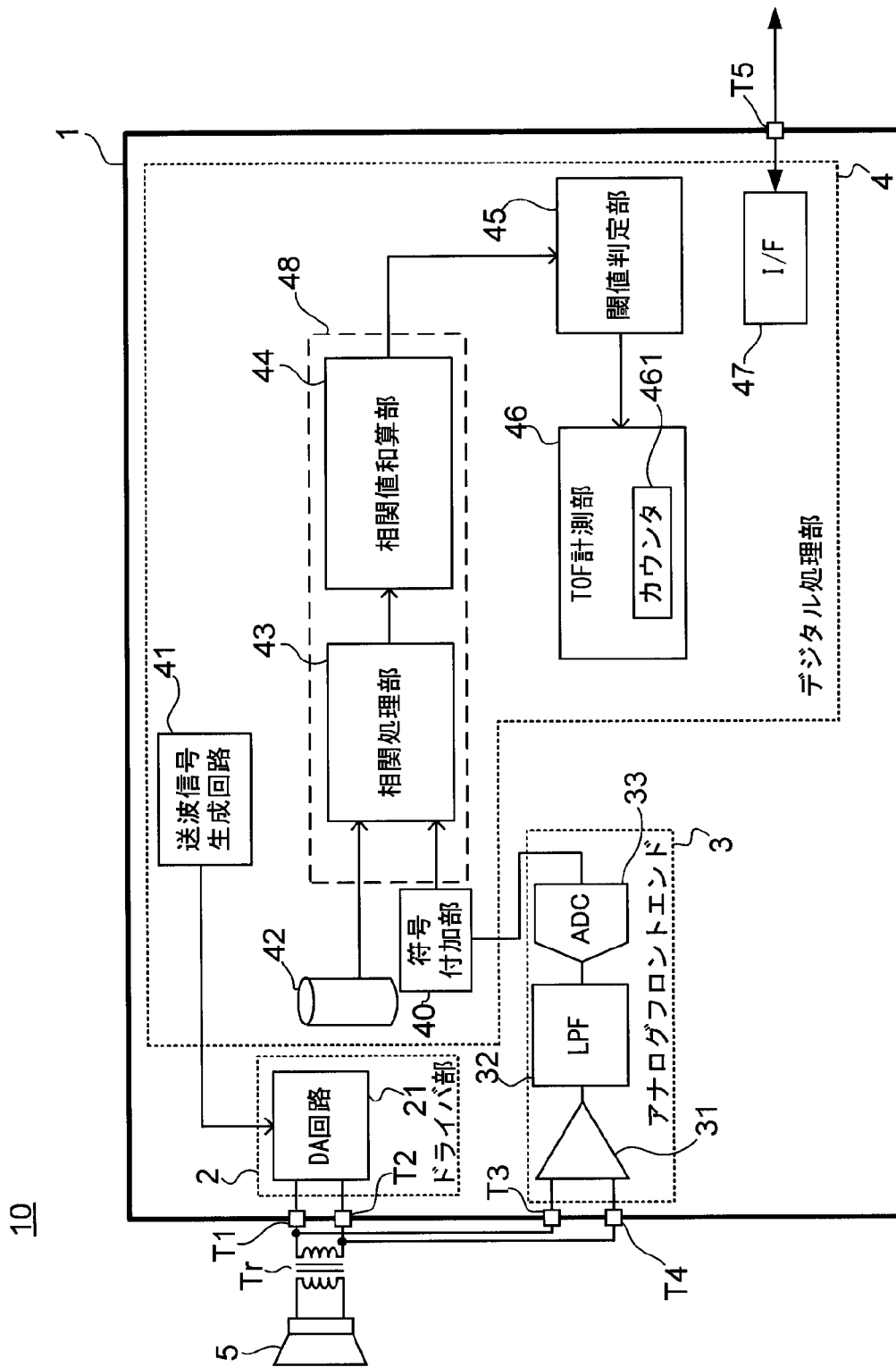
[図63]



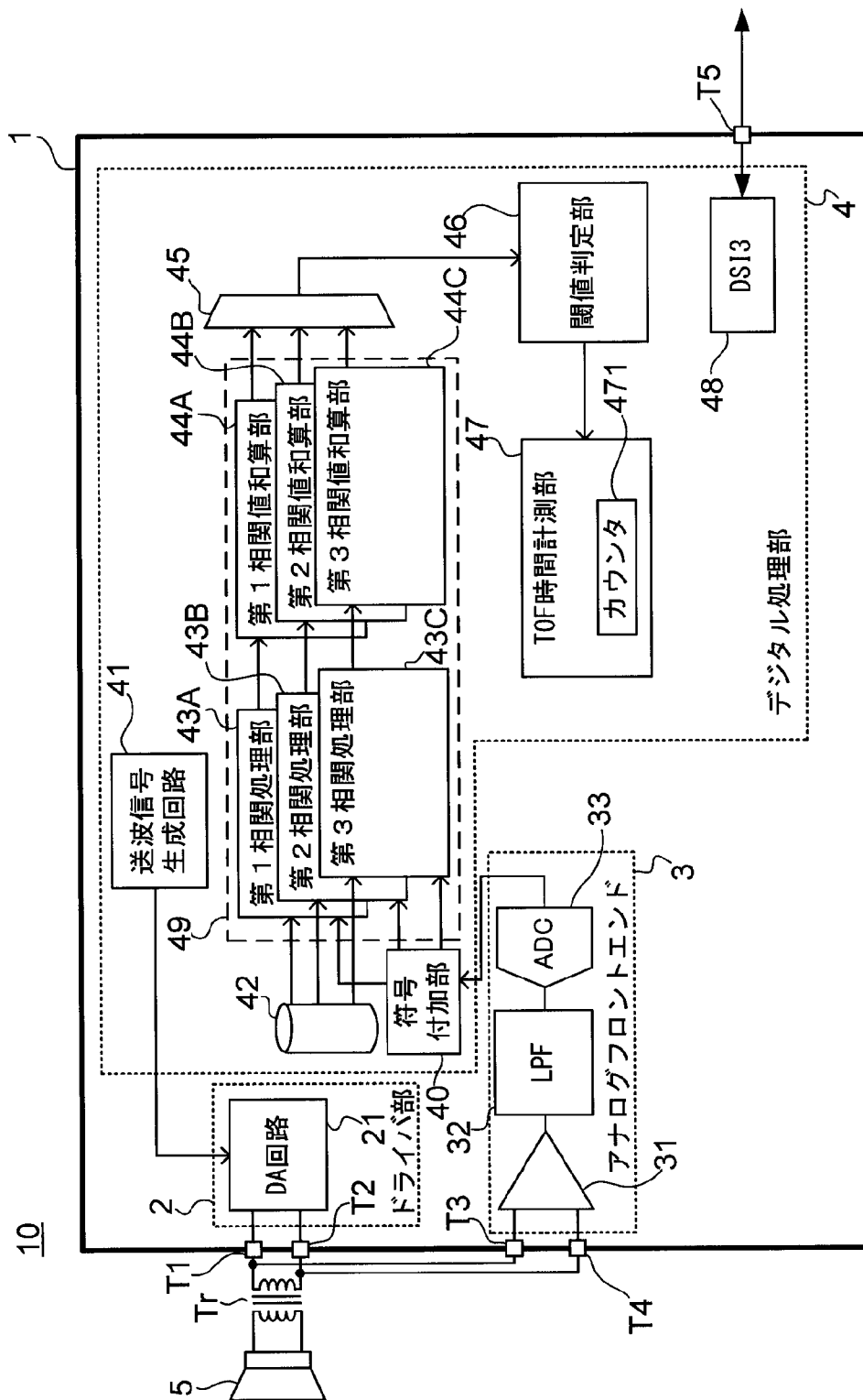
[図64]



[図65]



[図66]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2019/025772

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl. G01S15/32 (2006.01) i, G01S7/537 (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)

Int.Cl. G01S7/52-G01S7/64, G01S15/00-G01S15/96

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

Published examined utility model applications of Japan	1922-1996
Published unexamined utility model applications of Japan	1971-2019
Registered utility model specifications of Japan	1996-2019
Published registered utility model applications of Japan	1994-2019

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	US 4998224 A (HUNDT, Michael M.) 05 March 1991, column 3, lines 50-59, column 4, lines 17-37, column 5, lines 7-65, fig. 3-5 (Family: none)	1, 4-6, 16-17, 25, 29-30, 33, 36 2-3, 7-15, 18-24, 26-28, 31-32, 34-35



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
18 September 2019 (18.09.2019)

Date of mailing of the international search report
01 October 2019 (01.10.2019)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2019/025772

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 2008-544228 A (WINDBIDCO PTY LTD.) 04 December 2008, entire text, all drawings & WO 2006/135955 A1	1-36
A	JP 63-045579 A (TOKYO KEIKI INC.) 26 February 1988, entire text, all drawings (Family: none)	1-36
A	JP 2006-284257 A (NEC CORP.) 19 October 2006, entire text, all drawings (Family: none)	1-36

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. G01S15/32(2006.01)i, G01S7/537(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（IPC））

Int.Cl. G01S7/52-G01S7/64, G01S15/00-G01S15/96

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2019年
日本国実用新案登録公報	1996-2019年
日本国登録実用新案公報	1994-2019年

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

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
X	US 4998224 A (HUNDT, Michael M.) 1991.03.05, 第3欄第50-59行, 第4欄第17-37行, 第5欄第7-65行, 図3-5	1, 4-6, 16-17, 25, 29-30, 33, 36
A	(ファミリーなし)	2-3, 7-15, 18- 24, 26-28, 31- 32, 34-35

☒ 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

18.09.2019

国際調査報告の発送日

01.10.2019

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（ISA/J P）

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

安井 英己

2S

6001

電話番号 03-3581-1101 内線 3216

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
A	JP 2008-544228 A (ウインドビッドコ ピーティールワイ エルティ ーダー) 2008. 12. 04, 全文, 全図 & WO 2006/135955 A1	1-36
A	JP 63-045579 A (株式会社東京計器) 1988. 02. 26, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-36
A	JP 2006-284257 A (日本電気株式会社) 2006. 10. 19, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-36