

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-230069

(P2004-230069A)

(43) 公開日 平成16年8月19日(2004.8.19)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

A61B 8/00

F I

A61B 8/00

テーマコード (参考)

4C601

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2003-25093 (P2003-25093)

(22) 出願日 平成15年1月31日 (2003.1.31)

(71) 出願人 390029791

アロカ株式会社

東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号

(74) 代理人 100075258

弁理士 吉田 研二

(74) 代理人 100096976

弁理士 石田 純

(72) 発明者 中尾 建一

東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号 アロカ株式会社内

Fターム(参考) 4C601 EE04 EE09 EE12 HH01 HH04  
JB11

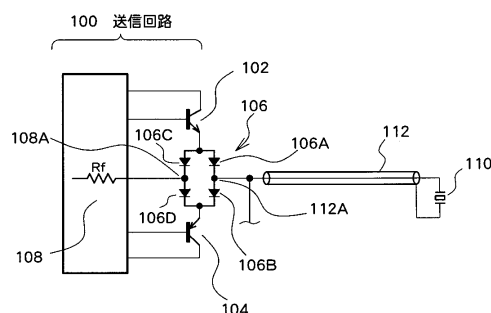
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

## (57) 【要約】

【課題】超音波診断装置の送信回路において、送信時には送信信号を歪ませずに受信時において送信回路を受信回路から分離できるようにする。

【解決手段】トランジスタ102と104との間に分離回路106が設けられる。送信時においては、トランジスタ102、104にバイアス電流が流される。この場合において分離回路106は送信信号を通過させる。受信時においては各ダイオード素子106A~106Dによってトランジスタ102、104が受信回路から分離され、帰還回路108も分離される。

【選択図】 図3



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

超音波振動子に対して送信信号を供給する送信回路と、  
前記超音波振動子からの受信信号を処理する受信回路と、  
を有する超音波診断装置において、  
前記送信回路は、  
第 1 電源ラインと前記送信信号の出力点との間に設けられた第 1 出力トランジスタ素子と、  
第 2 電源ラインと前記出力点との間に設けられた第 2 出力トランジスタ素子と、  
前記第 1 出力トランジスタ素子と前記出力点との間に設けられた第 1 出力用ダイオード素子と、  
前記第 2 出力トランジスタ素子と前記出力点との間に設けられた第 2 出力用ダイオード素子と、  
前記第 1 出力トランジスタ素子と当該送信回路に設けられた負帰還回路への入力点との間に設けられた第 1 負帰還用ダイオード素子と、  
前記第 2 出力トランジスタ素子と前記入力点との間に設けられた第 2 負帰還用ダイオード素子と、  
を含み、  
前記第 1 出力トランジスタ素子及び前記第 2 出力トランジスタ素子には、送信時にバイアス電流が流され、受信時に前記バイアス電流が遮断され、  
前記受信時に、前記第 1 及び第 2 出力用ダイオード素子並びに前記第 1 及び第 2 負帰還用ダイオード素子によって前記送信回路と前記受信回路とが電氣的に分離されることを特徴とする超音波診断装置。

## 【請求項 2】

請求項 1 記載の装置において、  
前記送信回路はリニアアンプであり、  
前記送信時にバイアス電流を流すための時間幅をもった一対のペDESTALクランプパルス  
を生成する回路が設けられたことを特徴とする超音波診断装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

## 【発明の属する技術分野】

本発明は超音波診断装置に関し、特に受信時における送信回路と受信回路との電氣的分離に関する。

## 【0002】

## 【従来の技術】

図 6 には、従来の超音波診断装置における送受信回路の構成例が示されている。送信時において、送信回路 200 からの出力信号は、分離ダイオード回路 204 を介して、更にケーブル 208 を介して振動子 210 へ送られる。受信時においては、振動子 210 からの受信信号がケーブル 208 を介して、更にダイオードブリッジなどの構成を有する入力保護回路 206 を介して受信回路 202 へ伝送される。送信時においては、入力保護回路 206 によって、送信信号の受信回路 202 への回り込みを防止できる。受信時においては、分離ダイオード回路 204 によって、受信回路から送信回路 200 を切り離すことができる。

## 【0003】

分離ダイオード回路 204 について更に説明すると、送信時には、ダイオードの障壁電圧よりも送信信号の電圧が高いために、分離ダイオード回路 204 を送信信号が通過する。受信時には、微弱な受信信号の電圧がダイオードの障壁電圧よりも低いために、受信信号は送信回路 200 側へは流れない。

## 【0004】

仮に、分離ダイオード回路 204 が設けられていない場合、送信回路 200 が有するイン

ピーダンスによって受信信号が減衰したり、送信回路 200 側からのノイズが受信回路 202 へ回り込んだりし、結局、S/N 比が悪化する。つまり、受信時には、送信回路 200 がオフしていても、その出力段の大電力用トランジスタが有する大きな静電容量の影響が生じる。また、送信回路 200 に負帰還が設けられている場合には、送信回路 200 の入力側からのノイズも影響を与える。分離ダイオード回路 202 はこのような問題に対処するためのものである。

【0005】

【特許文献 1】

特開 2001-87263 号公報

【特許文献 2】

米国特許第 6028484 号明細書

【特許文献 3】

特開 2000-152930 号公報

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、図 6 に示したような回路構成において、分離ダイオード回路は、信号の大小によってオンオフ動作が決まるスイッチであるために、通過させる信号を歪めるという問題がある。送信回路が単純なスイッチング動作を行う場合においてはあまり信号波形の歪みは問題とならないかも知れないが、特に任意波形送信を行うような場合には送信信号の波形の歪みはできる限り避けなければならない。

【0007】

上記特許文献 1 には、超音波診断装置の送信回路が示されているが、上記のような問題に対処する具体的構成は示されていない。上記特許文献 2（特に図 4）には、超音波診断装置の送信回路において、最終段の 2 つのトランジスタと出力点との間に 2 つのダイオードを設けて、それらのトランジスタを送信時に分離すると思われる構成が示されている。しかし、帰還回路については示されておらず、つまり帰還経路の分離についてはまったく開示されていない。特許文献 3 には、超音波診断装置の送信回路の一般的な構成例が示されている。

【0008】

本発明の目的は、超音波診断装置において、送信信号の歪みを小さくしつつも、受信時に 30 おいて送信回路を受信回路から分離できるようにすることにある。

【0009】

本発明の他の目的は、超音波診断装置において、送信時にのみバイアス電流が流される送信回路という特有の構成を前提とし、受信時に 30 おいて送信回路を受信回路から分離できるようにすることにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】

本発明は、超音波振動子に対して駆動送信信号を供給する送信回路と、前記超音波振動子からの受信信号を処理する受信回路と、を有する超音波診断装置において、前記送信回路は、第 1 電源ラインと前記駆動送信信号の出力点との間に設けられた第 1 出力トランジスタ素子と、第 2 電源ラインと前記出力点との間に設けられた第 2 出力トランジスタ素子と、前記第 1 出力トランジスタ素子と前記出力点との間に設けられた第 1 出力用ダイオード素子と、前記第 2 出力トランジスタ素子と前記出力点との間に設けられた第 2 出力用ダイオード素子と、前記第 1 出力トランジスタ素子と当該送信回路に設けられた負帰還回路への入力点との間に設けられた第 1 帰還用ダイオード素子と、前記第 2 出力トランジスタ素子と前記入力点との間に設けられた第 2 帰還用ダイオード素子と、を含み、前記第 1 出力トランジスタ素子及び前記第 2 出力トランジスタ素子には、送信時にバイアス電流が流され、受信時に前記バイアス電流が遮断され、前記受信時に、前記第 1 及び第 2 出力用ダイオード素子並びに前記第 1 及び第 2 負帰還用ダイオード素子によって前記送信回路と前記 40 受信回路とが電氣的に分離されることを特徴とする。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 1 1 】

上記構成によれば、受信時において、第 1 出力用ダイオード素子によって第 1 出力トランジスタが受信回路から分離され、第 2 出力用ダイオード素子によって第 2 出力トランジスタが受信回路から分離され、第 1 帰還用ダイオード素子及び第 2 帰還用ダイオード素子によって、帰還経路を受信回路から分離できる。

## 【 0 0 1 2 】

望ましくは、前記送信回路はリニアアンプであり、前記送信時にバイアス電流を流すための時間幅をもった一对のペDESTALクランプパルスを生成する回路が設けられる。

## 【 0 0 1 3 】

上記構成によれば、送信時には、各ダイオード素子にバイアス電流が流れ、低歪の送信信号を出力でき、受信時には、各ダイオード素子にバイアス電流は流されず、ダイオード素子の障壁電圧を利用して、送信回路を受信回路から分離できる。 10

## 【 0 0 1 4 】

## 【 発明の実施の形態 】

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

## 【 0 0 1 5 】

図 1 は、本実施形態に係る送信回路の概略構成図である。なお、この構成自体は、特許文献 1（特開 2 0 0 1 - 8 7 2 6 3 号公報）の図 1 に記載された内容と同一である。図 1 において、この実施形態では各振動子（あるいは各送信信号）ごとに一对のペDESTALクランプ回路 3 0 及び疑似リニアアンプ 3 2 が設けられている。 20

## 【 0 0 1 6 】

ペDESTALクランプ回路 3 0 は、図示されない制御部から、超音波ビームを収束させる送信フォーカシングおよびスタンバイ時間を勘案した送信制御信号 P D を入力し、それに基づいて正負対称のペDESTALクランプパルス V b 1 および V b 2 を発生し、それぞれを疑似リニアアンプ 3 2 へ送出する。図 2（A）～（C）（特許文献 1 の図 5 と同一）には送信制御信号 P D と、ペDESTALクランプパルス V b 1 および V b 2 の波形が例示されている。ここで、送信制御信号 P D とそれに連動するペDESTALクランプパルス V b 1 および V b 2 は、図 2 の（D）に示す原送信波形の全期間 1 0 0 よりも前後に長い期間を有し、すなわち、原送信波形の開始点よりも期間 1 0 2 だけ先行して立ち上がり、原送信波形の終了点よりも期間 1 0 4 だけ遅く立ち下がるように設定されている。 30

## 【 0 0 1 7 】

疑似リニアアンプ 3 2 は、入出力全段直流結合で無バイアスの相補対称形回路構成を有するドライブ回路であり、無信号時の消費電力は零（0）である。疑似リニアアンプ 3 2 は、ペDESTALクランプ回路 3 0 から送出されたペDESTALクランプパルス V b 1 および V b 2 により、ペDESTALクランプパルスの発生期間中のみ、回路の動作点が線形動作領域に固定され高速負帰還形増幅器として動作し、送信制御信号 P D に同期して入力された超音波探触子駆動用任意波形信号（原送信信号）T x i n を線形に増幅し、T x o u t を図示されない振動子へ送出する。図 2 の（D）には上記の通り原送信波形が示され、図 2 の（E）には出力信号 T x o u t の波形が示されている。 40

## 【 0 0 1 8 】

T x i n は、図示されない制御部から送出される送信フォーカシング、送信レベルおよび送信重み付け（アポダイゼーション）を勘案したパルス波、サイン波およびガウシアン波等の任意波形であり、送信制御信号 P D に同期して発生されたものである。

## 【 0 0 1 9 】

T x o u t は、疑似リニアアンプ 3 2 がペDESTALクランプパルス V b 1 および V b 2 の発生期間中に T x i n を線形増幅した後の出力信号であり、それは図示されない振動子へ出力される。なお、送信期間後の受信期間において、ケーブルを介して伝送される受信信号は図示されていない受信回路へ送られる。

## 【 0 0 2 0 】

図 1 において、V c c および V e e はペDESTALクランプ回路 3 0 の電源であり、例えば 50

正負対称の $\pm 5 \sim \pm 15 \text{ V}$ の中の所定電圧値が用いられる。HV1およびHV2は疑似リニアアンプ32の高圧電源で、正負対称の電圧値を有し、例えば表示モード等により自動的に又は手動で $\pm 10 \text{ V} \sim \pm 100 \text{ V}$ の範囲内で可変設定可能である。

#### 【0021】

以上のように、ドライブ回路を疑似リニアアンプ32で構成すると、ドライブ回路の無信号時の消費電力を零(0)とすることができるので、送信回路の発熱の問題が解消される。ペDESTALクランプパルスの発生期間中は高速負帰還増幅器として動作させることができるので、高周波化、高速応答化、波形の低歪み率化および回路の安定化ができる。また、ドライブ回路へ供給する高圧電源を可変しても、ペDESTALクランプパルスにより動作点を所定の値に保つことができるので、Bモード、ドプラ(CW)モード、CFM(カラ・フロ・マツピング)モード等の各モードにおける高圧電源を適切な値に可変することによって、ドライブ回路および高圧電源の消費電力を最低限に抑えながら、任意波形、(例えばパルス波、サイン波、およびガウシャン波等)の入力波を低歪み率で所定の値に線形に増幅し、図示されない振動子を駆動することができる。

10

#### 【0022】

図3は、送信回路100の部分的な詳細図である。この送信回路100は、図1に示した疑似リニアアンプ32に相当するものである。送信回路100は、ケーブル112を介して振動子110に接続されている。また、ケーブル112を介して伝送されてくる受信信号は受信回路へ送られる。

#### 【0023】

送信回路100の最終段には、2つの電源ライン間に直列接続された2つのトランジスタ102, 104が設けられている。その中間には、分離回路106が設けられている。具体的には、分離回路106は、トランジスタ102のエミッタとケーブル112の一端(出力点)112Aとの間に設けられたダイオード106Aと、ケーブル112の一端112Aとトランジスタ104のエミッタとの間に設けられたダイオード106Bと、トランジスタ102のエミッタと帰還回路108への入力点である帰還点108Aとの間に設けられたダイオード106Cと、帰還点108Aとトランジスタ104のエミッタとの間に設けられたダイオード106Dと、を含む。

20

#### 【0024】

このような分離回路106によれば、送信時には、送信回路100がオンして各ダイオード106A~106Dにバイアス電流が流れるため、出力信号の歪みを小さくできる。受信時には、送信回路100がオフしてバイアス電流がゼロになるため、ダイオードの障壁電圧以下の微弱な受信信号に対して送信信号が切り離される、つまり、受信時において、受信信号がトランジスタ102, 104へ回り込むことを防止でき、しかも帰還経路へ受信信号が回り込むことを防止できる。

30

#### 【0025】

図4および図5には、送信回路100(図1の疑似リニアアンプ32に相当)の具体例が示されている。なお、図4および図5において、分離回路106以外の構成は上記特許文献1の図3及び図4に示した構成と同一である。以下においては、念のため、公知の部分についてもその説明を行うこととする。

40

#### 【0026】

まず図4において、Q1~Q14はトランジスタ、R1~R24は抵抗器、C1~C3はコンデンサである。この回路は、抵抗R1~R14およびトランジスタQ1~Q8からなる相補対称形カレントミラー回路、抵抗R15~R17およびトランジスタQ9、Q9からなるフローティング形シャントレギュレータ回路、抵抗R18~R22、コンデンサC2, C3およびトランジスタQ11~Q14からなる相補対称形シングルエンドトプッシュアップ回路、抵抗R23、R24およびコンデンサC1を有する帰還回路、並びに、分離回路106で構成されている。そして、この回路は入出力全段直流結合で無信号時の消費電力は零バイアスのために零(0)である。以下、その動作を詳細に説明する。

#### 【0027】

50

送信制御信号に基づいてペDESTALクランプパルス  $V_{b1}$  および  $V_{b2}$  が発生し、それぞれが疑似リニアアンプの送信制御信号入力端である  $R_2$  および  $R_3$  の両端に送出される。すると、抵抗  $R_1 \sim R_{14}$  およびトランジスタ  $Q_1 \sim Q_8$  からなる正負対称の相補対称形カレントミラー回路の動作点が  $A B_1$  級に固定される。

【0028】

トランジスタ  $Q_1 \sim Q_8$  からなる正負対称の相補対称形カレントミラー回路の動作点が  $A B_1$  級に固定されると、トランジスタ  $Q_7$ 、 $Q_8$  のコレクタ電流により抵抗  $R_{15}$ 、 $R_{16}$  に発生する電圧に基づいてトランジスタ  $Q_{10}$  のコレクタおよびエミッタに、次段のトランジスタ  $Q_{11} \sim Q_{14}$  からなる相補対称形シングルエンデットプッシュプル回路の動作点を  $A B_1$  級に固定する電圧が送出される。

10

【0029】

この電圧により、トランジスタ  $Q_{11} \sim Q_{14}$  からなる相補対称形シングルエンデットプッシュプル回路の動作点が  $A B_1$  級に固定される。ここで、コンデンサ  $C_2$ 、 $C_3$  は位相補正用で、数  $pF \sim$  数十  $pF$  の値が用いられる。

【0030】

以上の手順で入出力全段直流結合で無バイアスのドライブ回路の動作点が固定され、その際、抵抗  $R_{23}$ 、 $R_{24}$  とコンデンサ  $C_1$  で構成された帰還回路により、入出力に負帰還がかかり入出力同相の高速負帰還形増幅器となる。ここで、コンデンサ  $C_1$  は位相補正用で、数  $pF$  の値が用いられる。

【0031】

回路の増幅率  $A_v$  は次式であらわされる。

20

【0032】

$$A_v = R_{24} / R_{23}$$

ペDESTALクランプパルスを正負対称の  $V_{b1}$  および  $V_{b2}$  とし、入出力全段直流結合無バイアスのドライブ回路を、上記の全段正負対称の相補形回路とすることによって、ペDESTALクランプパルスの立ち上がりおよび立ち下がりでの過度応答時におけるスパイクノイズを抑圧することができる。過度応答時のスパイクノイズの抑圧効果は、入力無信号時において高圧電源  $HV_1$  および  $HV_2$  を可変した場合にも同様に作用する。

【0033】

一般のリニアアンプでは、ドライブ回路の  $Q_1 \sim Q_8$  からなる回路は差動増幅回路で構成され、無信号時の動作点は  $A$  級で、無信号時のバイアス電流は数百  $mA$  である。ドライブ回路は数十から数百個用いられるため、その発熱が問題となる。

30

【0034】

また図示していないが、生体内反射波を増幅する受信時において、リニアアンプは動作中であるので、リニアアンプから発生する雑音が  $S/NR$  の観点より問題となる。

【0035】

本実施形態の回路においては、前記ドライブ回路を入出力全段直流結合無バイアスの回路構成とすることによって無信号時の消費電力が零 (0) であるので、発熱および雑音上の問題は生じない。また、本実施例では、ドライブ回路の  $Q_1 \sim Q_8$  が正負対称の相補対称形カレントミラー回路で構成され、ペDESTALクランプパルスにより動作点が  $A B_1$  級に固定されるが、動作時のバイアス電流は前記  $A$  級バイアス無信号時の数十分の一であるので、図示されない振動子を駆動する送信時においても熱的に有利に作用する。

40

【0036】

本実施形態では、分離回路 106 が設けられているため、図 3 を用いて説明したように、受信時において、送信回路を受信回路から分離することが可能であり、送信回路が存在することに起因する問題を未然に防止することができる。

【0037】

次に図 5 の回路構成例について説明する。図 5 において、 $Q_1 \sim Q_{12}$  はトランジスタ、 $R_1 \sim R_{19}$  は抵抗器、 $C_1 \sim C_3$  はコンデンサである。この回路は、抵抗  $R_1 \sim R_{10}$  およびトランジスタ  $Q_1 \sim Q_6$  からなる相補対称形カレントミラー回路、抵抗  $R_{11} \sim R$

50

13 およびトランジスタ Q7、Q8 からなるフローティング形シャントレギュレータ回路、抵抗 R14 ~ R18、コンデンサ C2、C3 およびトランジスタ Q9 ~ Q12 からなる相補対称形シングルエンドトプッシュプル回路、抵抗 R19 およびコンデンサ C1 からなる帰還回路、並びに、分離回路 106 で構成され、入出力全段直流結合無バイアスで、無信号時の消費電力は零(0)である。以下、その動作を詳細に説明する。

#### 【0038】

送信制御信号に基づいてペDESTアルクランプパルス Vb1 および Vb2 が発生し、それぞれが疑似リニアアンプの送信制御信号入力端である R2 および R3 の両端に送出されると、抵抗 R1 ~ R10 およびトランジスタ Q1 ~ Q6 からなる正負対称の相補対称形カレントミラー回路の動作点が AB1 級に固定される。トランジスタ Q1 ~ Q6 からなる正負対称の相補対称形カレントミラー回路の動作点が AB1 級に固定されると、トランジスタ Q5、Q6 のコレクタ電流により抵抗 R11、R12 に発生する電圧に基づいてトランジスタ Q8 のコレクタおよびエミッタに、次段のトランジスタ Q9 ~ Q12 からなる相補対称形シングルエンドトプッシュプル回路の動作点を AB1 級に固定する電圧が送出される。

10

#### 【0039】

この電圧により、トランジスタ Q9 ~ Q12 からなる相補対称形シングルエンドトプッシュプル回路の動作点が AB1 級に固定される。ここで、コンデンサ C2、C3 は位相補正用で、数 pF ~ 数十 pF 程度である。

#### 【0040】

以上の手順で、入出力全段直流結合無バイアスのドライブ回路の動作点が固定されると、抵抗 R1、R19 とコンデンサ C1 とで構成された帰還回路により、入出力に負帰還がかかり入出力逆相の高速負帰還形増幅器となる。ここで、コンデンサ C1 は位相補正用で、数 pF 程度である。回路の増幅率 Av は次式であらわされる。

20

#### 【0041】

$$A_v = - (R_{19} / R_1)$$

ペDESTアルクランプパルスを正負対称の Vb1 および Vb2 とし、入出力全段直流結合無バイアスドライブ回路を、上記の全段正負対称の相補形回路とすることによって、ペDESTアルクランプパルスの立ち上がりおよび立ち下りの過度応答時のスパイクノイズを抑圧することができる。その他の動作は図4の場合と同様なので省略する。

30

#### 【0042】

この図5に示す構成においても、分離回路 106 が設けられているため、受信時において、送信回路を受信回路から分離することが可能であり、送信回路が存在することに起因する問題を未然に防止することができる。

#### 【0043】

上記の図4及び図5に示した構成はもちろん一例であって、例えば分離回路 106 を特許文献3に示されたような送信回路に設けるようにしてもよい。

#### 【0044】

#### 【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、送信信号の歪みを小さくしつつ、受信時において送信回路を受信回路から分離することが可能となる。

40

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る送信回路の実施形態を示す回路図である。

【図2】図1に示す回路の動作を説明するための図である。

【図3】本発明の原理を説明するための図である。

【図4】送信回路の構成例を示す図である。

【図5】送信回路の他の構成例を示す図である。

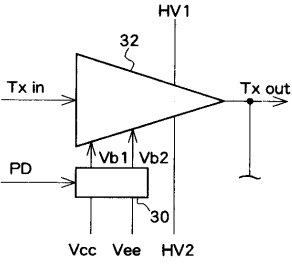
【図6】従来例を説明するための図である。

#### 【符号の説明】

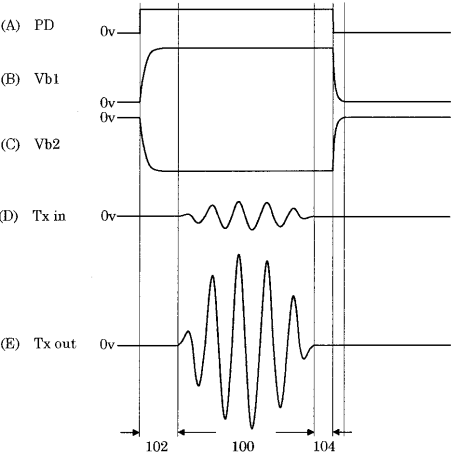
100 送信回路、106 分離回路、106A ~ 106B ダイオード。

50

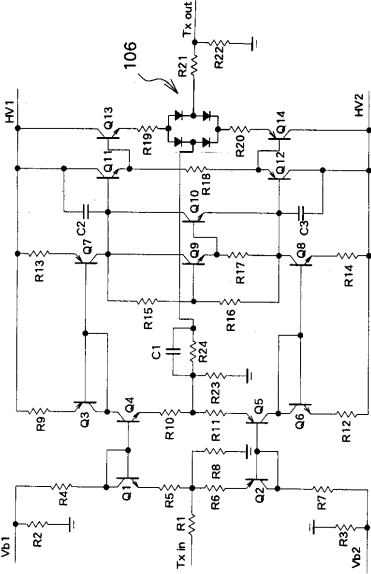
【図 1】



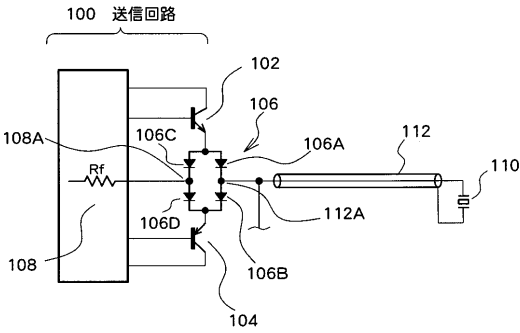
【図 2】



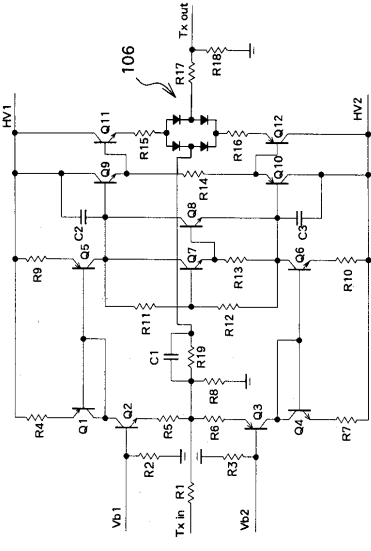
【図 4】



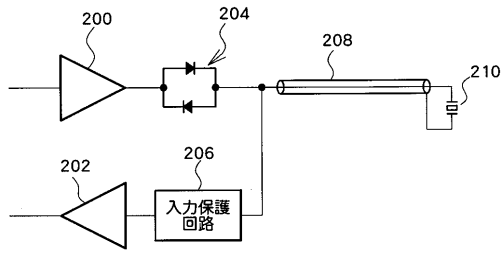
【図 3】



【図 5】



【図 6】



従来例

|                |                                                                   |         |            |
|----------------|-------------------------------------------------------------------|---------|------------|
| 专利名称(译)        | 超声诊断设备                                                            |         |            |
| 公开(公告)号        | <a href="#">JP2004230069A</a>                                     | 公开(公告)日 | 2004-08-19 |
| 申请号            | JP2003025093                                                      | 申请日     | 2003-01-31 |
| [标]申请(专利权)人(译) | 日立阿洛卡医疗株式会社                                                       |         |            |
| 申请(专利权)人(译)    | 阿洛卡有限公司                                                           |         |            |
| [标]发明人         | 中尾建一                                                              |         |            |
| 发明人            | 中尾 建一                                                             |         |            |
| IPC分类号         | A61B8/00                                                          |         |            |
| FI分类号          | A61B8/00                                                          |         |            |
| F-TERM分类号      | 4C601/EE04 4C601/EE09 4C601/EE12 4C601/HH01 4C601/HH04 4C601/JB11 |         |            |
| 代理人(译)         | 吉田健治<br>石田 纯                                                      |         |            |
| 其他公开文献         | JP4205962B2                                                       |         |            |
| 外部链接           | <a href="#">Espacenet</a>                                         |         |            |

#### 摘要(译)

解决的问题：在超声波诊断装置的发送电路中，在接收时将发送电路与接收电路分离，并且在发送时不使发送信号失真。在晶体管102和104之间提供分离电路。在传输期间，偏置电流流经晶体管102和104。在这种情况下，分离电路106使发送信号通过。在接收期间，晶体管102和104通过二极管元件106A至106D与接收电路分离，并且反馈电路108也分离。[选择图]图3

