

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4680555号
(P4680555)

(45) 発行日 平成23年5月11日(2011.5.11)

(24) 登録日 平成23年2月10日(2011.2.10)

(51) Int.Cl.

F 1

A 6 1 B 8/00 (2006.01)

A 6 1 B 8/00

請求項の数 6 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2004-268001 (P2004-268001)	(73) 特許権者	000153498
(22) 出願日	平成16年9月15日(2004.9.15)		株式会社日立メディコ
(65) 公開番号	特開2006-81647 (P2006-81647A)		東京都千代田区外神田四丁目14番1号
(43) 公開日	平成18年3月30日(2006.3.30)	(74) 代理人	110000350
審査請求日	平成19年9月3日(2007.9.3)		ポレール特許業務法人
		(74) 代理人	100068504
			弁理士 小川 勝男
		(74) 代理人	100086656
			弁理士 田中 恭助
		(72) 発明者	坂本 光造
			茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株
			式会社日立製作所 日立研究所内
		(72) 発明者	篠村 隆一
			東京都千代田区内神田一丁目1番14号
			株式会社日立メディコ内
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波診断装置及びその半導体集積回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送波信号を増幅する送波アンプ回路と該送波アンプ回路から出力された電圧が印加される超音波振動子を有する超音波診断装置において、

前記送波アンプ回路は負帰還回路により電圧利得が制御され、前記送波アンプ回路の電源電圧が高く電圧利得が高い第1モードと、該第1モードに比べ前記送波アンプ回路の電源電圧が低く、電圧利得が低い第2モードとを切り替えるモード切替部を有するとともに、前記送波アンプ回路はその入力電圧値とその出力端子側の電源電圧値を掛け算した電圧値に比例する出力電圧となるリニア増幅特性を備えることを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2】

請求項 1 において、

前記第1モード及び前記第2モードは、前記負帰還回路の回路定数を変えることにより電圧利得が制御されることを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 3】

請求項 1 において、

前記送波アンプ回路は送波信号用のDACを設け、

前記送波アンプ回路と前記送波信号用DACとの間に前段送波アンプ回路を設け、

前記送波アンプ回路の入力端子と出力端子の間に超音波振動子から戻ってくる受波信号を通過させるか遮断させるか制御可能な送受分離回路を前記送波アンプ回路と並列に設け

、

10

20

前記送波アンプ回路の入力回路部には前記送波信号用DACから前記前段送波アンプ回路を経て伝わってくる送波信号のみならず、前記送受分離回路を経て戻ってくる受波信号も遮断することが可能なスイッチ回路を設け、

さらに、前記送波アンプ回路の出力トランジスタをオフ制御することが可能なスイッチ回路を設けたことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 4】

請求項 3 において、

前記第 1 モード及び前記第 2 モードは、前記負帰還回路の回路定数を変えることにより電圧利得が制御されることを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 5】

請求項 3 において、

前記入力端子へ入射する信号の伝達を防ぐために入力側トランジスタをオフさせる第 1 のスイッチング機能と、前記送波アンプ回路の出力トランジスタもオフさせるための第 2 のスイッチング機能を有することを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 6】

請求項 4 において、

前記入力端子へ入射する信号の伝達を防ぐために入力側トランジスタをオフさせる第 1 のスイッチング機能と、前記送波アンプ回路の出力トランジスタもオフさせるための第 2 のスイッチング機能を有することを特徴とする超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、小型・高周波化に適した超音波診断装置とその送波アンプ回路の半導体集積回路に関する。

【背景技術】

【0002】

超音波診断装置の送波信号はDAC (Digital Analog Converter) により生成されて送波アンプ回路により増幅される。診断モードの種類やプローブに内蔵されている超音波振動子の種類により、150V程度から10V程度の広範囲にわたる電圧範囲の送波信号を超音波振動子に印加したいという要望がある。送波アンプ回路の電圧利得が固定の場合に、低い電圧振幅の送波を印加するには、DACの出力電圧が低い範囲だけ利用して電圧増幅した信号を送波信号として使用することになる。このため、本来のDACの精度より約1桁精度の低い送波信号しか発生させることができないという問題があった。

【0003】

この対策として、特許文献1に記載のように、送波アンプとして使われるパルス波用増幅回路と連続波用増幅回路を並列に接続し、診断目的に応じて増幅回路を使い分ける方法が提案されている。また、並列に配置した送波アンプ用増幅回路のうち、動作させる増幅回路を選択する方法として、使用してない送波アンプ回路の出力トランジスタを遮断させることが開示されている。

【0004】

一方、特許文献2には、送波アンプ回路の電源電圧を変えることにより超音波振動子に電圧を印加する方法も提案されている。この場合の送波アンプ回路は入力電圧の値により高電圧か低電圧かを出力するスイッチ回路である。

【0005】

【特許文献1】特開2002-65672号公報

【特許文献2】特開2001-258889号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

上記従来技術において、特許文献1に記載のものは、送波アンプ回路の素子数が多くな

10

20

30

40

50

り、小型化や低コスト化に問題があった。また、二つの増幅回路には送波用の入力信号が入るため、出力トランジスタを遮断させている方の増幅回路でも前段回路部は動作するため、半導体集積回路で複数個の送波アンプ回路を同一チップ上に形成する場合には、送波アンプ回路間の干渉が問題になる。

【0007】

特許文献2に記載のものは、入力電圧信号に対して固定の電圧利得を有するリニアアンプではなかった。また、超音波ビームを絞り解像度を向上するために、超音波振動子アレイに印加する電圧を微妙に変化させるような信号処理ができなかった。すなわち、超音波振動子アレイから被写体への送波波形の振幅に自由な重みを付けてビーム全体を絞ることはできなかった。あるいは、パースト波の各パルスの電圧振幅を自由に変化させることにより雑音が低い送波・受波信号処理ができなかった。

10

【0008】

本発明の目的は、上記従来技術の問題点に鑑み、超音波診断装置の診断モードやプローブの変更に伴い、送波信号の電圧振幅を変えた場合にも超音波振動子の解像度等の性能を最良の条件に保つことが可能な超音波診断装置を提供することにある。また、その超音波送波回路を小型の送波アンプ回路として構成する半導体集積回路を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0009】

本発明は、高圧で高帯域の送波アンプ回路、とりわけ、出力電圧振幅の最大値が高いモードの場合にも低いモードの場合にも出力波形が飽和することなく、電源電圧いっぱいに出る出力電圧を出力できるリニアアンプ型の送波アンプ回路を備える超音波診断装置を提供する。

20

【0010】

リニアアンプ型を用いることにより、超音波診断装置の送波信号の最大振幅が高い診断モードの場合には送波アンプ回路の電源電圧を高く、電圧利得も高くし、送波信号の最大振幅が低い診断モードの場合には送波アンプ回路の電源電圧を低く、電圧利得も低くなるよう動作させることを特徴とする。

【0011】

さらに、リニアアンプ型として構成される送波アンプ回路を、超音波診断装置本体とプローブとの間に中継ポイント部を設け、そこに送波アンプ回路や送受分離回路を半導体集積回路にしてコンパクトに設けることを特徴とする。

30

【発明の効果】

【0012】

本発明の超音波診断装置は、診断モードの種類やプローブに内蔵されている超音波振動子の種類により送波アンプ回路の電源電圧と電圧利得を変えられる高圧広帯域の送波アンプ回路を使用するため、DACの精度を最大限に生かした高精度な送波出力信号を伝達できる効果がある。

【0013】

また、送波アンプ回路の負荷が軽くなるため送波アンプ回路の高周波化が容易になり、出力トランジスタも小型になるため、送波アンプ回路のIC化が容易になるという利点がある。さらに、超音波診断装置のプローブの操作性も妨げないという利点がある。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

本発明の超音波診断装置では、診断モードの種類やプローブに内蔵されている超音波振動子の種類が変わった場合に、送波アンプ回路の高圧電源電圧を変えるだけでなく、送波アンプ回路の電圧利得も最適化させる。これにより、送波を生成するDACの精度を最大限に生かしたりリニア型送波アンプ回路を実現し、超音波診断装置の精度を向上させた。

【0015】

また、超音波診断装置の本体とプローブとの間に中継ポイント部を設け、そこに送波アンプ回路や送受分離回路を半導体集積回路にして設けることにより、送波アンプ回路の小

50

型・低コスト化を容易にした。さらに、超音波診断装置のプロープの操作性を向上させた。

【 0 0 1 6 】

また、本発明の送波アンプ回路では絶縁物分離であるSOI (Silicon On Insulator) デバイス技術を用いることにより、高耐圧、広帯域で素子間の干渉雑音が小さいリニアアンプ回路を実現した。

【実施例 1】

【 0 0 1 7 】

図 1 は、本発明による超音波診断装置の実施例 1 のブロック回路図である。超音波診断装置の本体 3 には、送波信号を生成する DAC (Digital Analog Converter) 8 や診断画像を生成するために受波信号を増幅する受波アンプ回路 9 が内蔵されている。超音波振動子 3 4 が内蔵されているプロープハウジング 1 と超音波診断装置の本体 3 との間に、中継ポイント 2 が配置されている。中継ポイント 2 には送波アンプ回路 2 1 や送受分離回路 1 1 のみならず、前段受波アンプ回路 1 2 や結合コンデンサ 2 5、2 4 ならびにインピーダンス 3 2 が内蔵されている。4 7 は送波アンプ回路 2 1 の入力端子、4 8 は出力端子である。なお、本実施例では受波信号を増幅するために、前段受波アンプ回路 1 2 と受波アンプ回路 9 を用いているが、前段受波アンプ回路 1 2 を用いずに受波アンプ回路 9 のみで増幅しても良い。

【 0 0 1 8 】

基準電圧 7 はグランドである。高圧電源 (高圧送波用) 1 5、1 6 は 6 0 V 程度、高圧電源 (低圧送波用) 1 7、1 8 は高圧送波用より低く例えば 1 0 V 程度である。これらの電源は送波アンプ回路 2 1 の出力トランジスタ用に使われる電源で、診断モードやプロープの種類によりスイッチ 1 3、1 4 で送波アンプ回路 2 1 の電源電圧端子 4 0、4 1 の電圧値を変えることができる。

送波アンプ回路 2 1 の電圧利得は帰還回路 2 2 を構成するインピーダンス 2 7、2 8 により決定するが、このインピーダンス 2 7、2 8 の比率を変えて電圧利得を変えるために送波アンプ用帰還回路制御信号 3 3 を用いている。

【 0 0 1 9 】

送波信号は DAC 8 で生成され、前段送波アンプ回路 2 3 で電圧を 1 ~ 1 0 倍程度に電力増幅 (電圧利得が 1 の場合に前段送波アンプ回路 2 3 は電流を増幅するバッファ回路として働く) する。その後、ケーブル 6、4 を経て、送波アンプ回路 2 1 で、更に電圧振幅を出力電圧レベルに応じ 1 ~ 1 0 0 倍程度に電力増幅する。なお、本実施例では送波信号を増幅するために前段送波アンプ回路 2 3 と送波アンプ回路 2 1 を用いているが、送波アンプ回路 2 1 だけを用いて増幅しても良い。

【 0 0 2 0 】

送波信号を送る場合には、スイッチ回路 4 2 はオンでスイッチ回路 4 3 はオフ、受波信号を受ける場合にはスイッチ回路 4 2 はオフでスイッチ回路 4 3 はオンにする。また、送波アンプ回路 2 1 にはアンプに入力信号を通すかどうかを制御するスイッチ回路 2 6 (イネーブル信号 3 0 により制御される) と、送波アンプ回路 2 1 の出力トランジスタが動作可能な状態にするかどうかを制御するイネーブル信号 2 9 を設けてある。送受分離回路 1 1 は高電圧の送波電圧は遮断し、振動子 3 4 から戻ってくる受波信号を通すか、送波信号のみならず受波信号さえも通さないように制御するディスイネーブル信号 3 1 を設けてある。この送受分離回路 1 1 には特開平 1 0 - 3 2 8 1 8 6 号公報で開示されている回路が使用できる。

【 0 0 2 1 】

図 1 では 1 つの振動子 3 4 に対応する DAC 8、送波アンプ回路 2 1、送受分離回路 1 1、受波アンプ回路 9 を 1 組分だけ示してある。実際には、複数個の振動子がプロープハウジング 1 の中にアレイ状に配置され、個々の振動子に対応する DAC8 や、送波アンプ回路 2 1 や、送受分離回路 1 1 や、受波アンプ回路 9 などが中継ポイント 2 や超音波診断装置の本体 3 に各々設けてある。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 2 】

本実施例の第 1 の特徴は送波アンプ回路の高圧電源として $\pm 60\text{V}$ 程度の最大振幅を得るための高圧送波用電源 15, 16 と、 $\pm 10\text{V}$ 程度の最大振幅を得るための低圧送波用電源 17, 18 を、スイッチ回路 13、14 で切り替えることが可能な構成である。さらに、送波アンプ回路 21 はリニア増幅回路で電圧利得を帰還回路 22 のインピーダンス 27、28 の比により決定されるように構成している。送波アンプ用帰還回路制御信号 33 により、高圧送波用電源電圧が高い場合には送波アンプ回路の電圧利得を高く、高圧送波用電源電圧が低い場合には送波アンプ回路の電圧利得を低く制御する。

【 0 0 2 3 】

図 2 に送波アンプ回路の特性を示す。増幅特性はリニアであり入力信号にほぼ比例した出力信号を送信でき、さらに診断モードの切り替えやプローブ交換などにより電源電圧を変える必要がある場合には電圧利得も変えられる。

10

【 0 0 2 4 】

本実施例では、診断モードの種類やプローブに内蔵されている超音波振動子の種類により送波信号の電圧レベルを変える場合には、送波アンプ回路 21 の電源電圧のみならず電圧利得も変えられるため、送波アンプ用の DAC の精度を最大限に生かした高精度な送波信号をプローブに印加できるという効果がある。また、電源電圧を送波振動の最大振幅電圧に合わせて調整できるため消費電力を格段に低減できるという効果がある。

【 0 0 2 5 】

また、送波アンプ回路としてリニア型アンプを使用しているため、超音波ビームを絞り解像度を向上するために超音波振動子アレイに印加する電圧を微妙に変化させるような信号処理ができる。すなわち、超音波振動子アレイから被診断対象へ送る送波の振幅に重みを付けてビーム全体を絞ったり、パースト波の各パルスの電圧振幅を変化させることにより低い雑音で信号処理できる送波を発生することが可能になるという効果がある。

20

【 0 0 2 6 】

本実施例の第 2 の特徴は次の点にある。超音波診断装置の本体 3 に前段送波アンプ回路 23 を設け、中継ポイント部 2 に送波アンプ回路 21 を設け、送波と受波の信号はケーブル 4 の中に設けた共通の配線を使用し、送波アンプ回路 21 の入力にはスイッチ回路 26 と出力トランジスタを動作させるか否か選択するディスイネーブル信号 31 を設ける。さらに、送波アンプ回路 21 が動作するときには、その動作させている送波アンプ回路に接続されている送受分離回路を通して、送波アンプ回路の入力に信号が伝わらないように、送受分離回路 11 にディスイネーブル信号 31 を設けている。

30

【 0 0 2 7 】

なお、ディスイネーブル信号 31 の機能は送受分離回路 11 にではなく、前段受波アンプ回路 12 に設けても構わない。あるいは、送受分離回路 11 や前段受波アンプ回路 12 と直列にスイッチ回路を設けて、ディスイネーブル信号 31 で制御しても構わない。

【 0 0 2 8 】

このように、本実施例ではパースト波のような非連続の送波に対しては 1 つの振動子 34 に対する送波と受波の伝達のために 1 本の共通配線を使用できるため、ケーブル 4 の配線数を抑制できるという効果がある。

40

【 0 0 2 9 】

また、送波が非連続の場合には送波を送るときに使用した振動子と同じ振動子で受波を受けて、送受分離回路 11 を経て、送波に使用した配線と同じ配線を通して受波アンプ回路 12 に信号を戻す。この受波信号が送受分離回路 11 を通るときには送波アンプ回路 21 の入力に設けてあるスイッチ回路 26 を遮断し、かつ送波アンプ回路 21 の出力トランジスタを遮断するためにディスイネーブル信号 31 を用いる。これにより、送受分離回路 11 を経て送波アンプ回路 21 の入力端子に戻ってきた受波信号を再度、送波アンプ回路 21 が増幅してしまうという誤動作を確実に防止できる。

【 0 0 3 0 】

すなわち、送波アンプ回路 21 はスイッチ回路 26 とディスイネーブル信号 29 により

50

、送波アンプ回路 2 1 の低圧回路部と高圧回路部の主要部分をオフさせることが可能となる。このため、送波アンプ回路 2 1 を遮断しようとする場合に確実に出力端子へ漏れ電圧を抑制できるという効果がある。

【 0 0 3 1 】

例えば、スイッチ回路 2 6 だけの場合は、送波アンプ回路 2 1 の出力端子電圧が変動する場合に帰還回路を経て再び出力端子に信号が伝わるため、出力端子電圧が変動し雑音の原因となる。一方、出力トランジスタだけをオフにした場合は、アンプ回路内の前段回路部に信号が伝わると前段回路が動作し、さらに、帰還回路を介して出力端子にも信号が伝わるという問題がある。本実施例のように入力端子にスイッチ回路 2 6 を設けて送波アンプ回路 2 1 への入力を遮断し、なおかつ、出力トランジスタもディスイネーブル信号 2 9 により遮断することにより、雑音も確実に抑えて信号を遮断することが可能となる。

10

【 0 0 3 2 】

一方、連続の送波に対しては送波を増幅している送波アンプ回路 2 1 と接続されている送受分離回路 1 1 はディスイネーブル信号 3 1 で遮断状態に設定し、受波信号は送波を送っている振動子とは別の振動子で受ける。そして、送波とは別の組の送受分離回路や配線を通して超音波診断装置の本体 3 に信号が伝わる。この時、信号の通路とならない送波アンプ回路はディスイネーブル信号 2 9 により出力トランジスタを遮断した状態にし、さらに入力端子のスイッチ回路を遮断状態にすることにより、動作させる必要のない送波アンプ回路を確実に遮断できる。このため、特に半導体集積回路で 2 チャンネル以上の送波アンプ回路を実現した場合の送波アンプ回路間の干渉防止や低消費電力化に効果がある。

20

【 0 0 3 3 】

本実施例の第 3 の特徴は送波アンプ回路 2 1 をプローブ 1 の近くに配置した中継ポイント部の中に形成し、第 2 の送波アンプ回路である前段送波アンプ回路 2 3 を超音波診断装置本体 3 の中に設けたことにある。前段送波アンプ回路 2 3 の出力振幅は 1 0 V p p 程度にし、送波アンプ回路 2 1 の出力振幅を 1 2 0 V p p ~ 1 0 V p p 程度にしている。

【 0 0 3 4 】

例えば、中継ポイント部からプローブハウジング 1 までのケーブル 5 の長さは 1 5 c m ~ 1 0 0 c m 程度と、従来の超音波診断装置の送波アンプから振動子までの長さ甚至比半分程度以下に短くしてある、中継ポイント部 2 から超音波診断装置の本体 3 の中にある DA C 8 までのケーブル長は 5 0 c m ~ 2 0 0 c m 程度である。

30

【 0 0 3 5 】

このように本実施例では、送波信号は前段送波アンプ回路 6 と送波アンプ回路 2 1 からなる 2 段増幅回路で電圧増幅させることができるため、各々の増幅回路の電圧利得は低くできる。一般に、増幅回路の電圧利得を低くすると高周波特性が得られやすい。このため、送波アンプ全体の電圧利得を高くしても高周波動作がさせ易いという効果がある。

【 0 0 3 6 】

また、送波アンプ回路 2 1 と超音波振動子 3 4 の距離を短くできるため送波アンプ回路 2 1 の負荷となるケーブル 5 の寄生成分が小さくなり、さらに、送波アンプ回路 2 1 の出力トランジスタの電流駆動能力を大きくする必要がなくなる。このため、送波アンプの高周波化と小型化が容易になるという効果がある。

40

【 0 0 3 7 】

また、プローブハウジング 1 の中に送波アンプ回路 2 1 を入れる場合に比べ、プローブのサイズを小型化できるため、使い勝手も向上するという効果がある。

【実施例 2】

【 0 0 3 8 】

図 3 は、本発明の超音波診断装置の実施例 2 による回路図であって、図 1 の送波アンプ回路 2 1 と帰還抵抗 2 7 , 2 8 の部分の具体的な回路を示している。MN1 ~ MN 1 3、MN 1 4 x、MN14 y は n チャンネル MOSFET または n p n トランジスタである。MP1 ~ MP 1 3 は p チャンネル MOSFET または p n p トランジスタである。

【 0 0 3 9 】

50

本回路の基本構成はMN11とMP11のゲート端子を正相入力端子、MN10とMP10のソース端子を逆相入力端子とする電流帰還型オペアンプ回路となっている。INV 1、INV 2 はインバータ回路、SW 1 はスイッチ回路である。GAINは図 1 に示した送波アンプ用帰還回路制御信号 2 3 で制御される端子で、R 1 はインピーダンス 2 7、R 2 x と R 2 y はインピーダンス 2 8 に対応する。

【 0 0 4 0 】

また、VDDH端子は正の高圧電源 1 5、1 7 へ、VDDL端子は正の低圧電源 1 9 へ、VSSH端子は負の高圧電源 1 6、1 8 へ、VSSL端子は負の低圧電源 2 0 へ接続し、GND端子はグラウンド 7 に接続する。また、ENABLE端子はイネーブル端子で、イネーブル信号 2 9 とイネーブル信号 3 0 の機能を 1 本化した信号に接続し、IN端子は入力端子 4 7、OUT端子は出力端子 4 8 である。

10

【 0 0 4 1 】

本実施例の第 1 の特徴は送波アンプの電圧利得を制御するためにGAIN端子を設け、このGAIN端子により帰還回路を構成するインピーダンス 2 7、2 8 の比をスイッチ回路SW 1 により切り替えて送波アンプ回路 2 1 の電圧利得を制御できるようにしたことである。

【 0 0 4 2 】

高電圧を出力する場合（例えば、出力電圧 $\pm 6.0\text{V}$ ）には高圧の電源電圧を $\pm 7.5\text{V}$ とし、MN14 x と MN 1 4 y がオンするため電圧利得を $(R1 + R2x) / R2x$ にする。また、低電圧を出力する場合（例えば、出力電圧 $\pm 1.0\text{V}$ ）には高圧の電源電圧を $\pm 1.2\text{V}$ とし、MN14 x と MN 1 4 y がオフするため電圧利得を $(R1 + R2x + R2y) / (R2x + R2y)$ にする。例えば、 $R1 = 3\text{ k}\Omega$ 、 $R2x = 50\Omega$ 、 $R2y = 250\Omega$ ならば電圧利得は各々約 6.0 と約 1.0 に制御できる。

20

【 0 0 4 3 】

従って、例えば入力電圧が最大 $\pm 1\text{V}$ としたままで、高電圧を出力する場合は電源電圧を $\pm 7.5\text{V}$ とし出力電圧を $\pm 6.0\text{V}$ に、また、低電圧を出力する場合は電源電圧を $\pm 1.2\text{V}$ とし出力電圧を $\pm 1.0\text{V}$ にすることができる。つまり、本発明のリニアアンプ回路では電源電圧の比は 2 倍以上、電圧利得も 2 倍以上に設定できる。

【 0 0 4 4 】

このように、送波アンプ回路の電源電圧が変わった場合に帰還回路の定数制御を実施する。実施例 1 と同様に、診断モードの種類やプローブに内蔵されている超音波振動子の種類により送波信号の電圧レベルを変える場合には、送波アンプ回路の電圧利得も変えられるため、送波アンプ用のDACの精度を最大限に生かした送波信号をプローブに印加できる。また、電源電圧を送波振動の最大振幅電圧に合わせて調整できるため、消費電力を格段に低減できるという効果がある。

30

【 0 0 4 5 】

本実施例の第 2 の特徴は、スイッチ回路にはMN14 x と MN14 y という二つのMOSFETを逆向き直列に接続した構成とし、インピーダンス 2 8 のうちインピーダンス値を変える成分であるインピーダンス R 2 y の両端に接続している。これにより、インピーダンス R 2 y の両端の電圧範囲以上にMN14 x と MN14 y のゲート電圧を上げることで、インピーダンス R 2 y を短絡させる。

40

【 0 0 4 6 】

このため、インピーダンス R 2 y の両端の電圧は基準電位（グラウンド）に対し正負に電圧が変化するが、インピーダンス 2 8 のインピーダンス値を R 2 x または R 2 x + R 2 y に制御できる。このため、入力電圧や出力電圧が基準電位（グラウンド）に対し正負に変化する送波アンプ回路 2 1 の電圧利得を制御できるという効果がある。

【 0 0 4 7 】

本実施例の第 3 の特徴は、イネーブル端子ENABLEを低電位にするとMP10 と MN10 をオフできるため、入力端子INから信号を遮断（図 1 のスイッチ 2 6）でき、さらに、MP 4 と MN 4 もオフできるため、送波アンプ回路の出力トランジスタMN1、MP1をオフさせることができる。このため、出力端子に雑音が入力しても出力素子MN1、MP1が誤動作することがない

50

。すなわち、イネーブル端子ENABLEは図1の29, 30の役割を果たしている。

【0048】

これにより、実施例1と同様に半導体集積回路において特に問題となる回路間の雑音発生防止や干渉防止が十分に図れ、低消費電力化も図れるという効果がある。

【実施例3】

【0049】

図4は、本発明の超音波診断装置の実施例3による回路図であって、図1に示した送波アンプ回路21を実現する他の回路例である。

【0050】

本実施例の特徴は、実施例2のように帰還回路に使われるインピーダンスにSW1を接続せずに、帰還回路をA回路とB回路の二組を設けている。そして、イネーブル信号ENABLE_aを高電位に、イネーブル信号ENABLE_bを低電位にした場合にはA回路が動作し、電圧利得はインピーダンスR1a, R2aからなる帰還回路45で決まる。また、イネーブル信号ENABLE_aを低電位にし、イネーブル信号ENABLE_bを高電位にした場合にはB回路が動作し、電圧利得はインピーダンスR1b, R2bからなる帰還回路46で決まる。このため、送波アンプ回路の電源電圧の値により、イネーブル信号ENABLE_a、ENABLE_bを用いて電圧利得を変えることができる。

【0051】

本実施例では帰還回路にスイッチを追加することによる寄生容量の増加を避けられるため、帰還回路部での周波数特性低下が生じないという効果がある。また、送波アンプ回路の帰還回路部や前段回路部はA、B毎に設けているが、半導体集積回路にした場合に広いチップ面積が必要となる送波アンプ回路の出力トランジスタ(MN2, MN1, MP1, MP2)は共通にしているので、送波アンプ回路の小型化と低コスト化が可能である。

【0052】

本実施例によれば、実施例1や実施例2と同様に、診断モードの種類やプローブに内蔵されている超音波振動子の種類が変わっても、送波アンプ用のDACの精度を最大限に生かした高精度な送波アンプ回路を提供できるという効果がある。

【実施例4】

【0053】

図5は本発明の超音波診断装置の実施例4によるブロック回路図であって、送波アンプ回路の電圧利得を送波アンプ回路の電源電圧の値と一緒に自動的に変動できるように、送波アンプ回路に掛算回路を用いた例である。

【0054】

送波アンプ回路38は電圧V1と電圧V2の積に比例した電圧が出力される。本実施例の送波アンプ回路38には、差動-シングルエンド変換回路として電圧利得が固定の帰還回路を有するオペアンプ回路を使用することができる。なお、本実施例の記号と実施例1の記号が同じ場合には同様の要素を示す。

【0055】

本実施例の特徴はDAC8から前段送波アンプ回路23を介した送波信号を電圧V1として送波アンプ回路38に入力し、インピーダンス35、36からなる電源電圧モニタ回路37により送波アンプ回路の電源電圧に比例した電圧がV2として印加されるようにしている。

【0056】

これにより、送波信号V1は電源電圧の値に比例して電圧利得が増加して出力電圧Vout ($=k \cdot V1 \cdot V2$)として出力される。ここで、kは比例定数である。乗算回路21としては例えば、P. R. グレイ著の「アナログ集積回路設計技術(下)」(2003年7月10日第4版発行: 培風館)の266ページから269ページに記載されている、ギルバート型の掛算器を用いることにより実現できる。

【0057】

本実施例によれば、送波アンプ回路38の電源電圧端子40、41の電圧を変えるだけ

10

20

30

40

50

で、自動的に電圧利得も変えられるため制御回路が簡単になるという効果がある。このため、本実施例ではスイッチ 13, 14 を使用せずに電源 40、41 の電圧を自由に変えるだけで、送波アンプ用の DAC の精度を最大限に生かした高精度な送波信号をプローブに印加できるため、実施例 1 の場合に比べ、更にさまざまな出力電圧振幅の波形に対し、最適な駆動が可能になるという効果がある。また、実施例 1 と同様に電源電圧を送波振動の最大振幅電圧に合わせて調整できるため消費電力を格段に低減できるという効果がある。

【0058】

また、スイッチ回路 26 (イネーブル信号 30 により制御される) とイネーブル信号 29 により、実施例 1 と同様に動作させる必要のない送波アンプ回路を確実に遮断できるため、半導体集積回路で送波アンプ回路 (本実施例では掛算回路を利用して構成する) を実現した場合の雑音発生や送波アンプ間の干渉防止や低消費電力化に効果がある。

10

【実施例 5】

【0059】

図 6 は本発明の超音波診断装置の外観図を示す。超音波診断装置の本体 3、送波アンプ回路 (実施例 1 の 21、実施例 4 の 38) が収めてある中継ポイント部 2、プローブハウジング 1 から構成されている。4、5 はケーブル、107 は非検診者、108 はベッドである。表示部 101 は診断結果を表示する。

【0060】

本実施例の特徴は送波アンプ回路が収めてある中継ポイント部 2 がプローブハウジング 1 の近くに設けられ、中継ポイント部 2 と超音波診断装置本体 3 を接続するケーブル 4 を伸縮支持部 106 で支持している。伸縮支持部 106 は必要に応じ伸縮して移動が可能になるように設けてある。

20

【0061】

このため、本実施例では送波アンプ回路の負荷成分となるケーブル 5 を短くでき、送波アンプ回路の高周波化と小型化が可能になるという効果がある。

【0062】

また、送波アンプ回路が内蔵された中継ポイント部 2 は検査の邪魔にならないように伸縮支持部 106 により暫定的に固定され、必要に応じある程度移動も可能にしてある。このため、使い勝手がよくなるという効果がある。

【実施例 6】

30

【0063】

図 7 は、本発明の第 6 の実施例であり、図 3 に示した送波アンプ回路のリニア型アンプの基本回路図である。リニア型アンプの逆相側に使用される図 3 の高耐圧 MOSFET MN10、MP10 は、各々高耐圧 n チャネル MOSFET MN10H と低耐圧 n チャネル MOSFET MN10L のカスコード接続、高耐圧 p チャネル MOSFET MP10H と低耐圧 p チャネル MOSFET MP10L のカスコード接続にしている。ここで、VDDM、VSSM は VDDH、VSSH と VDDL、VSSL の間の電源端子であり、電圧がほぼ固定となるように回路の内部で設定するか、または外部電源を使用している。

【0064】

本実施例では、高周波特性が優れた低耐圧 MOSFET の使用による広帯域化と、高耐圧 MOSFET の使用による高電圧化が同時に実現できるという効果がある。

40

【0065】

これらリニア型アンプの逆相端子側に接続される 4 つの MOSFET のみならず、アンプの正相端子側に接続された低耐圧 n チャネル MOSFET MN11 と低耐圧 p チャネル MOSFET MP11 のソース端子とボディ端子は、基板バイアスが掛からないように全て接続した構造にしている。すなわち、通常の MOSFET 回路のように、n チャネル MOSFET のボディ端子は最低電圧端子、p チャネル MOSFET のボディ端子は最高電圧端子に接続する構成ではない。

【0066】

本実施例では、ソース端子とボディ端子が逆バイアスされることによる基板バイアス効果がないため、MOSFET のしきい電圧がソース端子電圧の値により変化したり、相互コンダ

50

クタンス g_m が低下するという問題がなくなるという効果がある。

【実施例 7】

【0067】

図 8 は、本発明の第 7 の実施例であり、図 7 と同様に図 3 に示した送波アンプ回路のリニア型アンプの特徴を説明する基本回路図である。I1、I2 は電流源である。

【0068】

本実施例では正相端子に接続される MN11 と MP11 の接続方法が図 7 と異なるだけであり、その他の構成ならびに効果は実施例 6 と同じである。

【実施例 8】

【0069】

図 9 と図 10 は、本発明の第 8 の実施例であり、本発明による送波アンプ回路のリニア型アンプを示す半導体集積回路図である。

【0070】

図 9 には、高耐圧 n チャンネル MOSFET (例えば MN10H)、高耐圧 p チャンネル MOSFET (例えば MP10H)、低耐圧 n チャンネル MOSFET (例えば MN10L)、低耐圧 p チャンネル MOSFET (例えば MP10L) の平面図と平面図 a - a' の断面図を示す。

【0071】

また、図 10 には、コンデンサ (例えば Ca、Cb)、高耐圧抵抗 (例えば R1a) の平面図と平面図 b - b' の断面図を示す。

【0072】

リニア型アンプは、高周波高耐圧特性を得るために適した SOI (Silicon On Insulator) 構造である。SOI 構造ではシリコン基板 55 上の二酸化珪素のような絶縁層 56 の上にシリコン層を設け、ここに半導体素子を形成している。半導体層には素子分離のためのトレンチ溝を絶縁層 56 まで到達するように形成して個々の素子を絶縁層で分離できる。

【0073】

本実施例では絶縁用のトレンチ溝は二酸化珪素のような絶縁層 58 と多結晶シリコン 59 からなる構造を示してある。57a は素子が形成される n 型半導体領域、57c は固定電位に接続されている n 型半導体領域 (p 型半導体にしてもよい)、57b は半導体領域 57c と半導体領域 57a との間に設けた電位が固定されていないフローティングの n 型半導体領域 (p 型半導体にしてもよい) である。このように 57c と 57a の間にフローティング領域 57b を設けることにより、素子分離領域の寄生容量を低くできる。このため、回路の高周波化が可能となり、さらに素子間の干渉を低減できるという効果がある。

【0074】

60 は n ウエル半導体層、61 は p ウエル半導体層、62 は n 型半導体層、63 は p 型半導体層、64 は n 型チャンネル拡散層、65 は p 型チャンネル拡散層、66 は p 型半導体層、67 は n 型半導体層、68 はゲート酸化膜、69 は多結晶シリコンゲート層である。51、52、53、54 は図 7、図 8 の結線に対応している。各素子は絶縁層で分離されているため各 MOSFET はソースとボディを直接接続して図 3、図 4、図 7、図 8 に示すリニア型アンプである送波アンプ回路を構成できる。

【0075】

また、コンデンサは n 型拡散層側の端子とゲート電極側の端子をもつ構造であるが、絶縁耐圧を確保するために直列接続し、また、正逆電圧に対する容量を正負方向で対称に近づけられるように端子の接続方向を変えるようにして直列接続させている。さらに、高耐圧抵抗はトレンチ溝により分離された島に形成された p 型領域 63 で形成されている。

【0076】

ここで、p 型半導体層 63 の下で絶縁層 56 の上にはフローティングの n 型領域 57a が残っているが、トレンチ溝に分離されているために、抵抗端子の電位が正負に変動しても寄生素子が発しない高耐圧の抵抗が実現できる。このため、帰還用の抵抗 R1、R2 などに好適である。

【0077】

10

20

30

40

50

本実施例のリニア型アンプは実施例 1 - 4 で説明した送波アンプ回路の半導体集積回路化を可能にする。したがって、送波アンプ回路の小型化、低コスト化、高周波化が容易であり、ひいては超音波診断装置の小型化、低コスト化が実現できる。

【 0 0 7 8 】

なお、本実施例で述べたリニア型アンプは、他の高耐圧広帯域分野の増幅に使用することが可能であることはいうまでもない。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 7 9 】

【図 1】本発明の超音波診断装置の一実施例によるブロック回路図。

【図 2】本発明による送波アンプ回路部のリニア特性図。

10

【図 3】送波アンプ回路部の一例を示す回路図。

【図 4】送波アンプ回路部の他の例を示す回路図。

【図 5】本発明の超音波診断装置の他の実施例によるブロック回路図。

【図 6】本発明の超音波診断装置の外観図。

【図 7】送波アンプ回路部の具体的構成を示すリニア型アンプの回路図。

【図 8】送波アンプ回路部の他の具体的構成を示すリニア型アンプの回路図。

【図 9】リニア型アンプの半導体集積回路断面図と平面図。

【図 10】リニア型アンプのコンデンサ、高耐圧抵抗の半導体集積回路断面図と平面図。

【符号の説明】

【 0 0 8 0 】

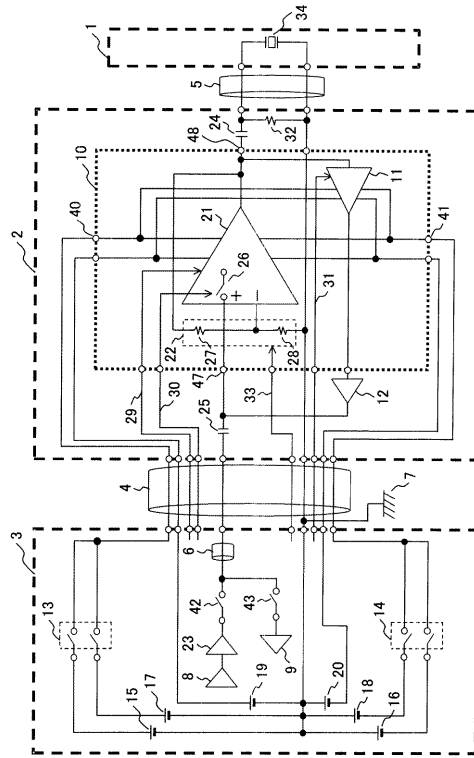
20

1 ... プローブハウジング、2 ... 中継ポイント部、3 ... 超音波診断装置本体、4 , 5 , 6 ... ケーブル、7 ... 基準電圧 (グランド)、8 ... DAC、9 ... 受波アンプ回路、12 ... 前段受波アンプ回路、11 ... 送受分離回路、13 , 14 ... 高圧スイッチ回路、15 , 16 ... 送波回路用高圧電源 (高圧送波用)、17 , 18 ... 送波回路用高圧電源 (低圧送波用)、19 , 20 ... 送波回路用低圧電源、21 ... 送波アンプ回路、22 ... 送波アンプ用帰還回路、23 ... 前段送波アンプ回路、24 , 25 ... 結合コンデンサ、26 , 39 ... 入力スイッチ、27 , 28 ... 帰還回路用インピーダンス、29 ... 送波アンプ用ディスイネーブル制御ライン、30 ... 入力スイッチイネーブル制御ライン、31 ... 送受分離回路用ディスイネーブル制御ライン、32 , 35 , 36 ... インピーダンス、33 ... 送波アンプ用帰還回路制御信号、34 ... 超音波振動子、37 ... 電源電圧モニタ回路、38 ... 乗算回路、40 , 41 ... 送波回路用高圧電源、55 ... シリコン基板、56 ... SiO₂層、57a... n 型半導体領域、57b... フローティングの n 型半導体領域、57c... n 型半導体領域、58 ... 絶縁層、59 ... 多結晶シリコン、60 ... n ウエル半導体層、61 ... p ウエル半導体層、62 ... n 型半導体層、63 ... p 型半導体層、64 ... n 型チャネル拡散層、65 ... p 型チャネル拡散層、66 ... p 型半導体層、67 ... n 型半導体層、68 ... ゲート酸化膜、69 ... 多結晶シリコンゲート層。

30

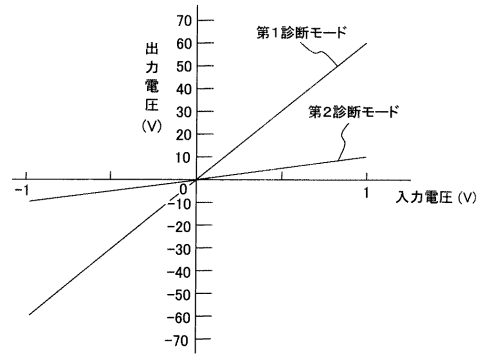
【図 1】

図 1



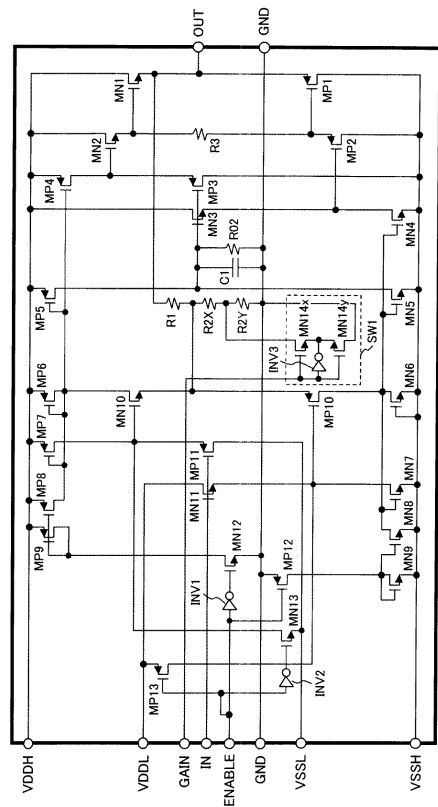
【図 2】

図 2



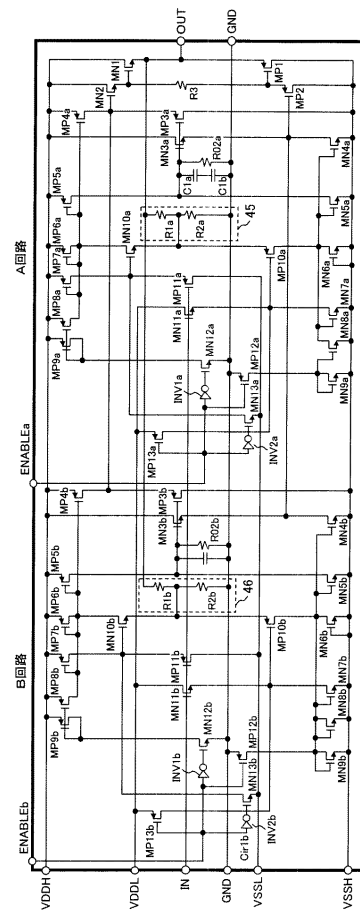
【図 3】

図 3



【図 4】

図 4



5 ☒

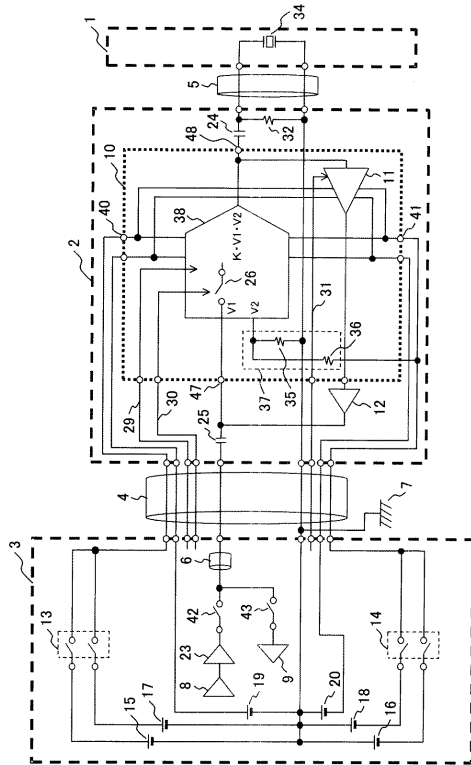


図 8

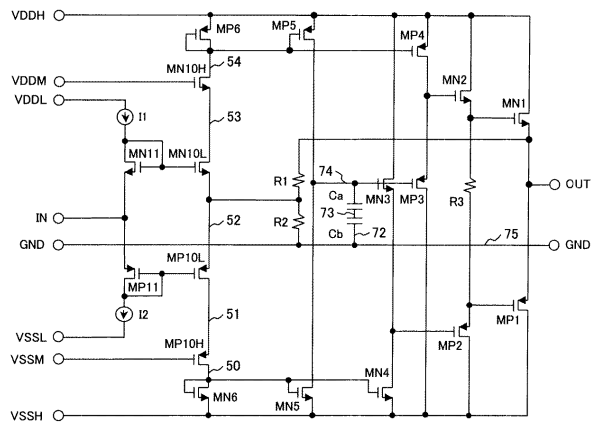


圖 6

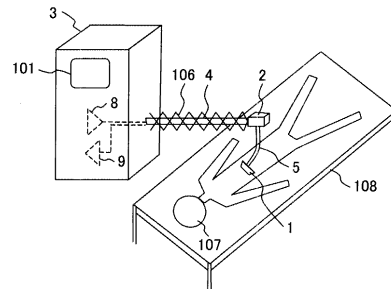
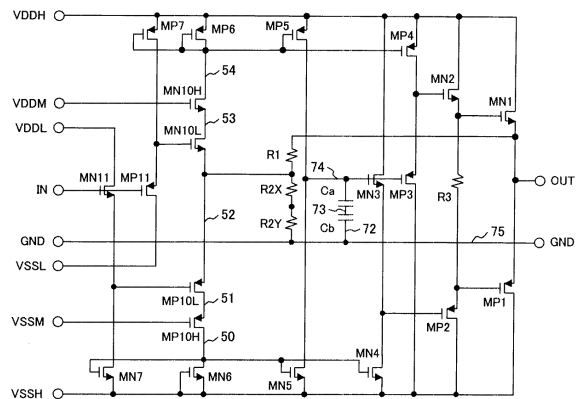
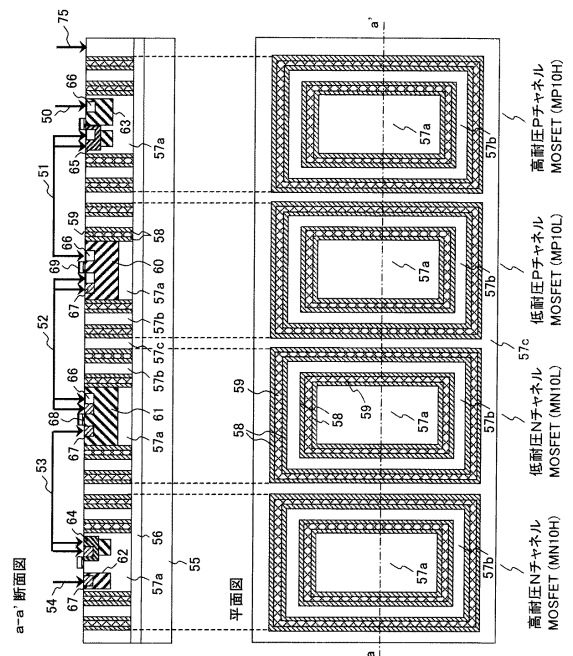


圖 7



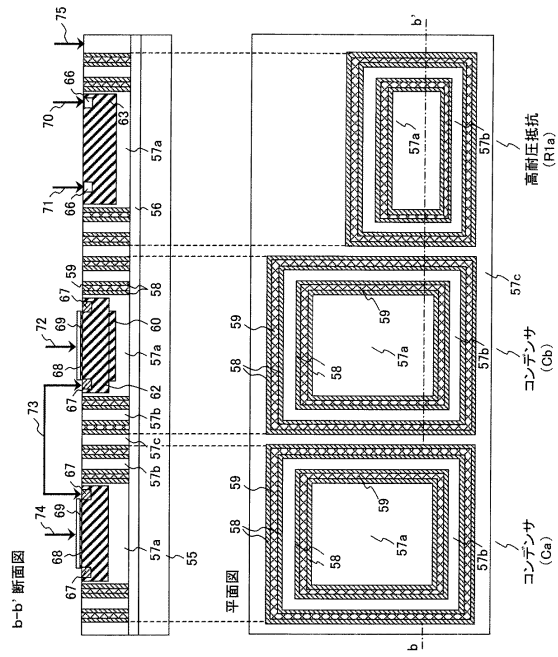
9

☒



【図 10】

図 10



フロントページの続き

(72)発明者 浅房 勝徳

東京都千代田区内神田一丁目1番14号 株式会社日立メディコ内

審査官 後藤 順也

(56)参考文献 特開2000-152930(JP,A)

特開2003-275203(JP,A)

実開昭58-139108(JP,U)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

A61B 8/00

专利名称(译)	超声波诊断装置及其半导体集成电路		
公开(公告)号	JP4680555B2	公开(公告)日	2011-05-11
申请号	JP2004268001	申请日	2004-09-15
[标]申请(专利权)人(译)	株式会社日立医药		
申请(专利权)人(译)	株式会社日立メディコ		
当前申请(专利权)人(译)	株式会社日立メディコ		
[标]发明人	坂本光造 篠村隆一 浅房勝徳		
发明人	坂本 光造 篠村 隆一 浅房 勝徳		
IPC分类号	A61B8/00		
FI分类号	A61B8/00 H01L27/04.C H01L27/04.R H01L27/08.102.A H01L27/08.331.E H01L27/088.A H01L27/088.331.E		
F-TERM分类号	4C601/EE01 4C601/EE09 4C601/EE15 4C601/GD12 4C601/HH01 4C601/HH05 4C601/HH08 5F038/AC03 5F038/AR01 5F038/AR27 5F038/CA09 5F038/DF01 5F038/EZ06 5F038/EZ20 5F048/AA05 5F048/AC04 5F048/AC10 5F048/BA16 5F048/BB05 5F048/BC07 5F048/BC16 5F048/BE03 5F048/BE09 5F048/BG05 5F048/BG13		
代理人(译)	小川胜男		
其他公开文献	JP2006081647A5 JP2006081647A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：即使根据超声波诊断装置和探头的诊断模式改变波传输信号的电压幅度，也要在最佳条件下保持诸如超声波振动器的分辨率的性能。
ŽSOLUTION：该超声波诊断装置具有探头壳体1，具有波传输放大器电路21的中继点部分2，具有DAC（数字模拟转换器）8的主体1，以及在高压波之间切换的开关13和14传输电源15和16以及低压波传输电源17和18。波传输放大器电路21是线性放大器电路，其中电压增益由负反馈电路22控制并且具有高的第一模式。电源电压和高电压增益，以及与第一模式相比具有较低的波发送放大器电路的电源电压和低电压增益的第二模式，用于根据期望的输出切换波发送放大器电路的电源电压电压。
Ž

図 1

