

(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2016-64074

(P2016-64074A)

(43) 公開日 平成28年4月28日(2016.4.28)

(51) Int.Cl.

A61B 8/12 (2006.01)

F1

A61B 8/12

テーマコード(参考)

4C601

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願2014-195754 (P2014-195754)
 (22) 出願日 平成26年9月25日(2014.9.25)

(71) 出願人 000109543
 テルモ株式会社
 東京都渋谷区幡ヶ谷二丁目4番1号
 (74) 代理人 100076428
 弁理士 大塚 康徳
 (74) 代理人 100112508
 弁理士 高柳 司郎
 (74) 代理人 100115071
 弁理士 大塚 康弘
 (74) 代理人 100116894
 弁理士 木村 秀二
 (74) 代理人 100130409
 弁理士 下山 治
 (74) 代理人 100134175
 弁理士 永川 行光

最終頁に続く

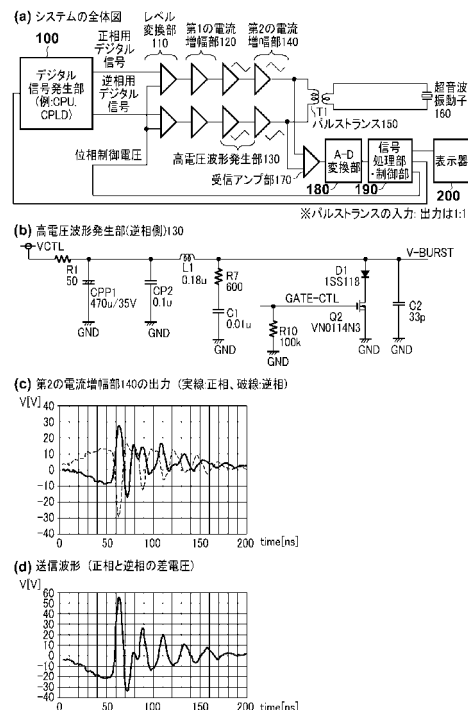
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置及びその制御方法

(57) 【要約】

【課題】 目標周波数の送信信号を生成するために求められる従来の耐圧に対し、実質的に半分の耐圧の性能のトランジスタでそれを実現する技術を提供する。

【解決手段】 超音波振動子を励振させるための信号の元になる正相のデジタル信号、及び、当該正相のデジタル信号に対して逆相のデジタル信号を発生するデジタル信号発生回路と、正相のデジタル信号のレベルを変換する第1のレベル変換回路と、逆相のデジタル信号のレベルを変換する第2のレベル変換回路と、第1、第2のレベル変換回路によって得られた正相、逆相のそれぞれの信号を電流増幅する第1の電流増幅部と、第1の電流増幅部からの出力から超音波振動子の励振に必要な高電圧波形信号を発生する高電圧波形発生部と、高電圧波形発生部の出力を、励振に必要な電流に電流増幅する第2の電流増幅部と、第2の電流増幅部で得られた正相、逆相の波形のピークのずれ量に基づき、前記第1、第2のレベル変換回路の少なくとも一方の電源電圧を調整する調整部とを有する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

被検体に向けて超音波を出射するため、並びに、前記被検体から反射した超音波を受信するための超音波振動子をカテーテルに収容し、前記超音波振動子が受信した信号から、被検体の像を生成する超音波診断装置であって、

前記超音波振動子を励振させるための信号の元になる正相のデジタル信号、及び、当該正相のデジタル信号に対して逆相のデジタル信号を発生するデジタル信号発生回路と、

前記正相のデジタル信号のレベルを変換する第 1 のレベル変換回路と、

前記逆相のデジタル信号のレベルを変換する第 2 のレベル変換回路と、

該第 1、第 2 のレベル変換回路によって得られた正相、逆相のそれぞれの信号を電流増幅する第 1 の電流増幅手段と、

該第 1 の電流増幅手段からの出力から前記超音波振動子の励振に必要な高電圧波形信号を発生する高電圧波形発生手段と、

該高電圧波形発生手段の出力を、励振に必要な電流に電流増幅する第 2 の電流増幅手段と、

該第 2 の電流増幅手段で得られた正相、逆相の波形のピークのずれ量に基づき、前記第 1、第 2 のレベル変換回路の少なくとも一方の電源電圧を調整する調整手段と、

を有することを特徴とする超音波診断装置。

10

【請求項 2】

前記調整手段は、前記正相、逆相それぞれの波形のピークを示すデジタル信号を生成し、正相のピーク位置を示すタイミングで、逆相のピーク位置になったか否かの論理レベルに基づき、前記第 1、第 2 のレベル変換回路の少なくとも一方の電源電圧を調整することを特徴とする請求項 1 に記載の超音波診断装置。

20

【請求項 3】

前記調整手段は、

前記正相、逆相それぞれの信号の差電圧を全波整流・分圧する手段と、

該手段で得られた出力レベルが予め設定した閾値以上であるか否かを判定する判定手段と、

該判定手段の判定結果が、前記出力レベルが予め設定した閾値以上であることを示す場合、前記正相、逆相それぞれの信号の位相差は許容範囲内にあると判定し、前記閾値未満であることを示す場合には、前記第 1、第 2 のレベル変換回路の少なくとも一方の電源電圧を変動させて、前記閾値以上となる電源電圧を求め、当該求めた電源電圧を設定する設定手段と

30

を含むことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 4】

前記設定手段は、

予め設定した初期電圧から、徐々に電圧を上げていく過程で、最初に閾値以上となった電圧を V_{min} 、最後に閾値以上となった電圧を V_{max} としたとき、 $\{V_{min} + V_{max}\} / 2$ を、前記第 1、第 2 のレベル変換回路の調整対象の一方又は両方に設定することを特徴とする請求項 3 に記載の超音波診断装置。

40

【請求項 5】

超音波振動子を励振させるための信号の元になる正相のデジタル信号、及び、当該正相のデジタル信号に対して逆相のデジタル信号を発生するデジタル信号発生回路と、前記正相のデジタル信号のレベルを変換する第 1 のレベル変換回路と、前記逆相のデジタル信号のレベルを変換する第 2 のレベル変換回路と、前記超音波振動子を収容するカテーテルとを有し、前記超音波振動子が受信した信号から、被検体の像を生成する超音波診断装置の制御方法であって、

該第 1、第 2 のレベル変換回路によって得られた正相、逆相のそれぞれの信号を電流増幅する第 1 の電流増幅工程と、

該第 1 の電流増幅工程からの出力から前記超音波振動子の励振に必要な高電圧波形信号

50

を発生する高電圧波形発生工程と、

該高電圧波形発生工程の出力を、励振に必要な電流に電流増幅する第2の電流増幅工程と、

該第2の電流増幅工程で得られた正相、逆相の波形のピークのずれ量に基づき、前記第1、第2のレベル変換回路の少なくとも一方の電源電圧を調整する調整工程と、

を有することを特徴とする超音波診断装置の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は超音波診断装置及びその制御方法、特に同装置における超音波振動子の駆動技術に関するものである。 10

【背景技術】

【0002】

従来より、体腔内の患部等を診断するための体腔内超音波診断装置（IntraVascular Ultra Sound：以下、単にIVUSという）が知られている（特許文献1）。

【0003】

このIVUSを用いた診断では、血管内および脈管内に挿入するカテーテルの先端に装着されている超音波振動子から超音波を血管内腔面に向けて送波し、血管組織で反射されたエコーをこの超音波振動子で受波し、増幅・検波等の信号処理を行った後に、画像化して表示器に表示する。 20

【0004】

一般に、IVUSに採用される超音波振動子の共振周波数は20～40[MHz]程度である。また、超音波振動子に送波を行う電氣的な送信信号には、共振周波数と同じサイン波によるパースト波がよく用いられており、その電圧は100[Vpp]程度と高い。このため、送信信号を出力するアンプには高耐圧・高速のトランジスタが用いられる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】米国特許第7905838 B2 30

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

超音波振動子への送信信号の周波数は、今後ますます高くなっていくものと考えられる。理由は、周波数が高いほど超音波の波長が短くなり空間分解能が向上し、結果的に画質の分解能も向上するためである。しかしながら、今、以上に高耐圧・高速のトランジスタを見つけることは困難になってきている。これは高速に応答するトランジスタは一般に耐圧が低く、逆に高耐圧のトランジスタは高速には応答できないためである。また、近年、ブラウン管テレビが製造中止になって高耐圧・高速のトランジスタの需要が少なくなったことも、この状況に拍車をかけている。 40

【0007】

本発明は係る問題点に鑑みなされたものであり、目標周波数の送信信号を生成するために求められる従来の耐圧に対し、実質的に半分の耐圧の性能のトランジスタでそれを実現する技術を提供しようとするものである。

【課題を解決するための手段】

【0008】

係る課題を解決するため、例えば本発明の超音波診断装置は以下の構成を有する。すなわち、

被検体に向けて超音波を出射するため、並びに、前記被検体から反射した超音波を受信するための超音波振動子をカテーテルに収容し、前記超音波振動子が受信した信号から、 50

被検体の像を生成する超音波診断装置であって、

前記超音波振動子を励振させるための信号の元になる正相のデジタル信号、及び、当該正相のデジタル信号に対して逆相のデジタル信号を発生するデジタル信号発生回路と、

前記正相のデジタル信号のレベルを変換する第1のレベル変換回路と、

前記逆相のデジタル信号のレベルを変換する第2のレベル変換回路と、

該第1、第2のレベル変換回路によって得られた正相、逆相のそれぞれの信号を電流増幅する第1の電流増幅手段と、

該第1の電流増幅手段からの出力から前記超音波振動子の励振に必要な高電圧波形信号を発生する高電圧波形発生手段と、

該高電圧波形発生手段の出力を、励振に必要な電流に電流増幅する第2の電流増幅手段と、

該第2の電流増幅手段で得られた正相、逆相の波形のピークのずれ量に基づき、前記第1、第2のレベル変換回路の少なくとも一方の電源電圧を調整する調整手段とを有する。

【発明の効果】

【0009】

本発明によれば、目標周波数の送信信号を生成するために求められる従来の耐圧の指標に対し、実質的に半分の耐圧性能のトランジスタでそれを実現することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】システムの全体図と出力波形を示す図である。

【図2】図1におけるレベル変換部の回路構成を示す図である。

【図3】実施形態における方式1のスライス回路、微分回路、コンパレータの波形例を示す図である。

【図4】実施形態における方式1の正相と逆相の送信波形、各フリップフロップ出力の例を示す図である。

【図5】実施形態における方式2の回路例と各波形を示す図である。

【図6】実施形態における方式2の正相と逆相の代表的な三つの位相関係におけるピーク一致/不一致の例を示す図である。

【図7】実施形態における信号処理部における方式1の処理手順を示すフローチャートである。

【図8】実施形態における信号処理部における方式2の処理手順を示すフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0011】

以下、添付図面に従って本発明に係る実施の形態を詳細に説明する。

【0012】

初めに本実施形態の原理を簡単に説明する。本実施形態では必要な送信信号を正相と逆相の二つのアンプ出力によって得る。この方式は正相側と、位相が180度異なる逆相側の振幅を各々 V_o とすると、その差電圧は2倍の $2V_o$ になることを利用するものである。換言すれば、目標とする電圧の $1/2$ の電圧信号を生成する2つのアンプを利用し、且つ、一方が正相、もう一方が逆相の電圧信号を生成する。この方式は平衡伝送方式とも呼ばれる既知の技術である。アンプの個数はこれまでの2倍となるが、各々のアンプの出力電圧が半分で済むのでアンプの電源電圧は1個のアンプで出力する場合に比べ半分で済む、したがって、トランジスタの耐圧も半分で済むという利点がある。しかしながら、20~40[MHz]の周波数、または、それ以上の周波数では正相に対し逆相を、180度異なる位相で安定して出力することは難しい。

【0013】

本実施形態では、トランジスタやICの応答速度、具体的には伝播遅延時間等が電源電圧によって変化することを利用して、電圧により位相を制御し逆相を安定に出力させるものである。また、この位相制御電圧を用いた位相一致の制御方式は二つある。

【 0 0 1 4 】

一つは、ピークを検出し、そのピークが一致するように、あるいは一定範囲内に収まるように、位相制御電圧を送信のタイミングごとに制御する方式である。以下、これを方式1と呼ぶ。もう一つは、送信電圧をコンパレータ等によりモニタし、閾値よりも低くなったら、位相制御電圧を再設定するモードに入り、位相制御電圧をたとえば低電圧側から高電圧側に掃引して、送信電圧が閾値を越えた電圧範囲を検出し、その中間の電圧値を設定する方式である。以下、これを方式2と呼ぶ。方式2は一度そのモードに入ると電圧設定に時間がかかるが、方式1に比較して回路と制御が簡単に済むという利点がある。これら2つの方式はいずれか一方を用いても、または併用してもかまわない。

【 0 0 1 5 】

以下、本実施形態を更に詳しく説明する。なお、本明細書の主眼とする点は、超音波振動子の駆動に係る構成とその動作である。従って、超音波診断装置における断層像を構築する処理等は公知の手順を経るものとし、その説明は省く。

【 0 0 1 6 】

図1はカテーテル内に収容される超音波振動子160への駆動信号の送信と、超音波振動子160で検出したエコー信号を受信するシステム構成と、主要部位の出力波形を示す図である。図2は図1中のレベル変換部110の回路構成図、図3は方式1のスライス回路、微分回路、コンパレータの波形例（正相側）であり、図4は方式1の正相と逆相の送信波形、各フリップフロップ（FF）出力を示す図である。図5は、方式2を実現する回路例と各波形を示す図であり、図6は方式2の正相と逆相の代表的な三つの位相関係におけるピーク一致/不一致の例を示す図である。

【 0 0 1 7 】

はじめに位相を電圧で制御する方式について述べる。

【 0 0 1 8 】

図1(a)に示すデジタル信号発生部100は、正相用と逆相用のデジタル信号として各々、パルス幅2500[ns]、62.5[ns]のパルスを出力する。ここで、パルス幅はいずれもHighの期間でありその繰り返し周波数は送信の繰り返し周波数（例：15.75[kHz]）である。また、High/Lowレベルは3.3/0[V]である。

【 0 0 1 9 】

図1に示す2つのレベル変換部110は図2の回路構成となっている。デジタル信号発生部100から供給された正相、逆相の信号を高速ロジックICである74ACT86（ここではインバータとして使用）とトランジスタにより、正相は5/-15[V]レベル、逆相は15/-5[V]レベルに変換する。トランジスタ部が5/0[V]レベルを5/-15[V]レベル、または15/-5[V]レベルに変換するので、この5[V]レベルを決定する電源電圧5[V]（図2中のP5）を調整することで伝播遅延時間が変化し位相を制御できる。ここで電圧の増加あるいは減少に応じて位相は一方向に変化する。この電源電圧5[V]が位相制御電圧になる。なお、位相制御電圧は、正相、逆相の一方、もしくは両方の回路に印加する。

【 0 0 2 0 】

具体的には、正相と逆相共通の電源電圧（P5端子）に印加する電圧である位相制御電圧を4.75～5.25[V]に変化させることで、40[ns]以上、位相を変化させることができる。送信周波数は20[MHz]（周期は50[ns]）以上なので40[ns]以上、位相を変化させることができれば、ピークを一致させることができる。もし、さらに広く位相を変化させたいならばデジタル信号発生部100にて正相用と逆相用のデジタル信号に位相差を持たせればよい。デジタル信号発生部100では、そのクロック周期単位で位相差を持たせることができる。このレベル変換部110の出力を電流増幅するのが第1の電流増幅部120である。なお、電流増幅なので波形は変わらない。この第1の電流増幅部120の出力は高電圧波形発生部130（図1(b)参照）に入力され、MOS-FETをスイッチングし、インダクタL1とコンデンサC2による共振にて高電圧波形を発生する。この高電圧波形を第2の電流増幅部140に入力し絶縁用のパルストランス150を介して超音波振動子160を駆動する。図1(c)と図1(d)はその波形を示している。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 1 】

次に、方式 1 について述べる。

【 0 0 2 2 】

方式 1 では、0[V] 付近のノイズを含まない閾値以上の波形を切り出すスライス回路、微分回路、コンパレータにより、正相と逆相の波形のピーク点をそれぞれ求め、そのピーク点が両者一定範囲内（一定時間区間内）に収まるように、すなわち時間軸に対してピーク点が一致するように、位相制御電圧を制御する。ここで、スライス回路への入力は第 2 の電流増幅部 1 4 0 の出力の分圧波形である。

【 0 0 2 3 】

図 3 に、ピーク点検出に係るスライス回路、微分回路、コンパレータの波形例を示す。図 3 は正相側の波形例であるが、スライス回路で入力信号（図 3 中の一番上の信号：CH 1）の正電圧の信号を出力（図 3 中の上から 2 番目の信号：CH 2、図 3 では反転されている）として得る。そして、それを微分回路で微分し、ゼロクロスコンパレータを通すことで、微分回路出力（図 3 中の上から 3 番目の信号：CH 3）がゼロクロスする位置で Low から High に立ち上がる信号を得ることができる。これを見ると、一番上の入力信号のピーク点で一番下のコンパレータ出力が Low から High に立ち上がっていることがわかる。この信号を D 型フリップフロップに入力することで、正相と逆相の位相関係を単純に把握することができる。フリップフロップの具体的な設定は、送信が終了し、次の送信期間が始まるときにフリップフロップ出力を Low にリセットし、Data（フリップフロップ入力）は High に設定しておき、送信波形の出力によるコンパレータ出力を CLK（フリップフロップ入力）に入力する。これによりフリップフロップ出力はコンパレータ出力の立ち上がりで Low から High になる。

【 0 0 2 4 】

ここで、図 4 を例に説明する。同図には、正相と逆相の信号波形、並びに、各波形に対して上記のフリップフロップの信号（ピーク位置を特定する信号）を示している。実施形態の場合、位相制御電圧の制御は次のようになる。

【 0 0 2 5 】

正相のフリップフロップ（FF）の出力の立ち上がりにおいて、

（イ）逆相のフリップフロップ出力が Low のとき（まさに図 4 の場合）

これは、正相のピーク後に逆相のピークが来ていることを意味する。従って、位相制御電圧を下げ、正相を時間軸に対して遅れるようにする。

（ロ）逆相のフリップフロップ出力が High のとき（図示せず）

これは、正相のピーク前に逆相のピークが来ていることを意味する。従って、位相制御電圧を上げ、正相を時間軸に対して早めるようにする。

【 0 0 2 6 】

以上の処理を行えば、正相、逆相のピーク点を一致、もしくは、近い位置に維持させることができる。具体的には、

P制御：位相誤差に比例した位相制御電圧操作

I制御：位相誤差の時間積分に比例した位相制御電圧操作

D制御：位相誤差の時間微分（時間変化）に比例した位相制御電圧操作

を組み合わせればよい（例：P制御とI制御の二つ、または、上記三つ）。

【 0 0 2 7 】

上記を実現するための信号処理部・制御部 1 9 0 の具体的な処理内容を図 7 のフローチャートに従って説明する。なお、以下の説明で V は正の値であるものとする。

【 0 0 2 8 】

信号処理部・制御部 1 9 0 は超音波スキャンの開始指示があった場合、ステップ S 1 にて、位相制御電圧を初期値 V_0 に設定する。初期値 V_0 は、例えば 5 V で良い。次のステップ S 2 で、送信継続か否かを判定し、送信終了と判断されるまで以下の処理を繰り返す。

【 0 0 2 9 】

10

20

30

40

50

ステップS3では、信号処理部・制御部190は、正相FF出力の立ち上がりにおける逆相FFの出力が論理レベルを判定する。逆相FFの出力がLowの場合、先に示した状態(イ)を示す。従って、ステップS4にて、信号処理部・制御部190は位相制御電圧をVだけ減少させる。

【0030】

一方、ステップ3にて、逆相FFの論理がHighであると判定した場合、処理はステップ5に進む。このステップS5では、信号処理部・制御部190は位相制御電圧をVだけ増加させる。

【0031】

以上が方式1の実現例の説明である。なお、増減するVは0.01V程度で良いであろう。

【0032】

次に、方式2について述べる。図5は方式2を実現する回路例と各波形を示している。正相と逆相、各々の送信信号V1、V2をバッファで受けて、その差電圧を全波整流・分圧する。正相と逆相のピークが一致したとき、全波整流出力V3のピークも最大になる。このV3のピーク値を閾値と比較して、閾値以下になったら、ピークが不一致と判断して位相制御電圧を再設定するモードに入る。このモードに入ったら、位相制御電圧を4.75から5.25[V]へ掃引し、閾値以上になる制御電圧範囲を調べる。そしてその範囲内の電圧値を再設定する。具体的には閾値以上となる範囲の中間値を再設定することがのぞましい。

【0033】

図6(a)は、正相のピーク前に逆相のピークが来てピークが不一致の場合を示している。同図(b)は、正相と逆相のピークが一致している場合を示している。そして、同図(c)は、正相のピーク後に逆相のピークが来てピークが不一致の場合を示している。

【0034】

図6(b)の場合、送波期間内にコンパレータ出力V4がLowになっている期間があることから、送信電圧は閾値以上であることがわかる。この信号とD型フリップフロップを用いれば、

(i) 閾値以上のとき：コンパレータ出力V4がHighからLowになり、その時点からフリップフロップ出力がHighになる

(ii) 閾値未満のとき：コンパレータ出力V4は常にHighで、フリップフロップ出力はLowのままである

というフリップフロップ出力が得られる。故に、閾値以上か閾値未満か、すなわち、ピークが一致か、不一致かの判断を簡単にできる。したがって、位相制御電圧の再設定モードに入るか否かを判別できる。再設定するモードに入ったら位相制御電圧を低電圧側から高電圧側に掃引して、送信電圧が閾値を越えた電圧範囲を検出し、その中間の電圧値を設定すればよい。

【0035】

こうして出力された送信信号により得られたエコーによる受信信号は受信アンプ部170で増幅され、その後、A-D変換部180、信号処理部・制御部190を経て表示器200に表示される。ここで、信号処理部・制御部190はデジタル信号発生部の制御に加え、ピークの検知も含めた位相制御電圧の制御も行う。

【0036】

上記を実現するための信号処理部・制御部190の具体的な処理内容を図8のフローチャートに従って説明する。

【0037】

信号処理部・制御部190は超音波スキヤンの開始指示があった場合、ステップS11にて、正相の位相制御電圧を初期値V0に設定する。初期値V0は、例えば5Vで良い。次のステップS12で、送信継続か否かを判定し、送信終了と判断されるまで以下の処理を繰り返す。

【0038】

10

20

30

40

50

ステップ S 1 3 では、全波整流出力 V3 のピークと閾値とを比較する。そして、ステップ S 1 4 にて、『全波整流出力 V3 のピーク 閾値』の関係が成立するか否かを判定する。この関係が成立している場合、正相と逆相のピークは、時間軸に対して実質的に一致していると思わせるので、ステップ S 1 2 に処理を戻す。

【 0 0 3 9 】

一方、『全波整流出力 V3 のピーク 閾値』ではない、すなわち、全波整流出力 V3 のピークが閾値未満であると判定された場合、正相と逆相のピークの時間軸に対するずれ量が許容範囲を超えていることになるので、ステップ S 1 5 に処理を進めて、位相制御電圧を修正すべく再設定モードに移行する。ステップ S 1 6、S 1 7 では、信号処理部・制御部 1 9 0 は、位相制御電圧を 4 . 7 5 V から始め、例えば 0 . 0 1 V 増加させては、全波整流出力 V3 のピークと閾値とを比較する。そして、最初に全波整流出力 V3 ピーク 閾値となった際の位相制御電圧を V_{min} 、最後に全波整流出力 V3 ピーク 閾値となった位相制御電圧を V_{max} として決定する。こうして、 V_{min} と V_{max} が求めると、処理はステップ 1 8 に進み、 $\{ V_{min} + V_{max} \} / 2$ を、位相制御電圧として設定し、ステップ S 1 2 に処理を戻す。

10

【 0 0 4 0 】

以上説明したように、本実施形態に従えば、超音波振動子 1 6 0 に印加する送信信号を正相と逆相の二つのアンプ出力によって得る。その結果、各々のアンプの出力電圧が半分で済むのでアンプの電源電圧は 1 個のアンプで出力する場合に比べ半分で済み、トランジスタの耐圧も半分で済む。更に、正相、逆相の位相差も、許容範囲内で一致させることもできる。換言すれば、目標周波数の送信信号を生成するために求められる従来の耐圧の指標に対し、実質的に半分の耐圧性能のトランジスタでそれを実現することが可能となる。故に、今後ますます高くなっていくものと考えられる超音波の駆動周波数に対しても、十分に応えることができるようになる。

20

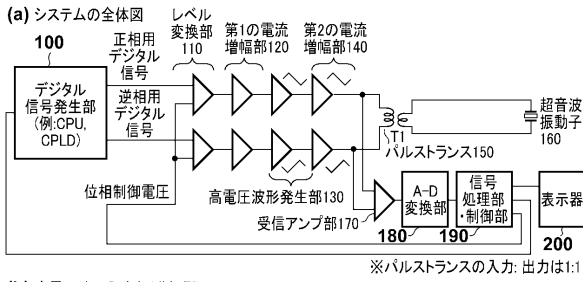
【 符号の説明 】

【 0 0 4 1 】

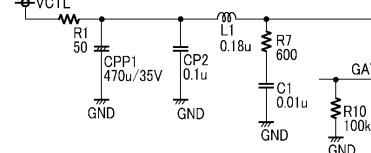
1 0 0 ... デジタル信号発生部、 1 1 0 ... レベル変換部、 1 2 0 ... 第 1 の電流増幅部、 1 3 0 ... 高電圧波形発生部、 1 4 0 ... 第 2 の電流増幅部、 1 5 0 ... パルストランス、 1 6 0 ... 超音波振動子、 1 7 0 ... 受信アンプ部、 1 8 0 ... A-D 変換部 1 8 0、 1 9 0 ... 信号処理部・制御部、 2 0 0 ... 表示器

30

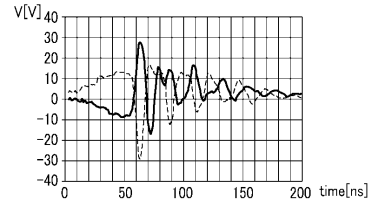
【 図 1 】



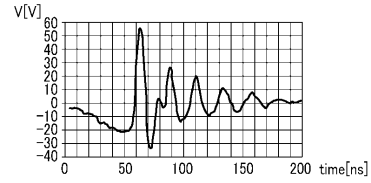
(b) 高電圧波形発生部(逆相側)130



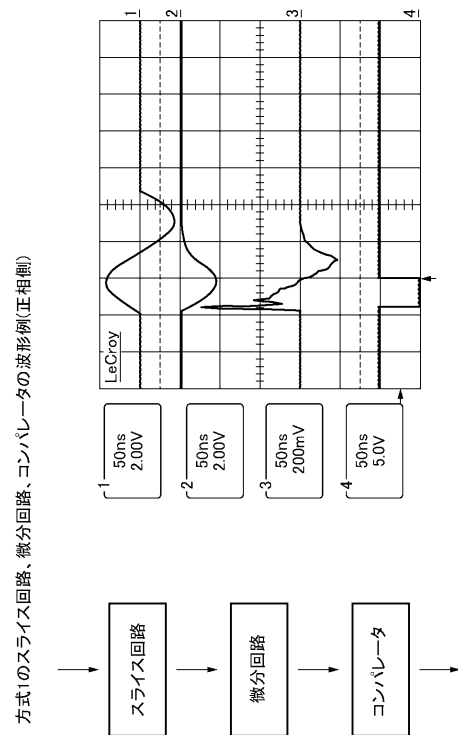
(c) 第2の電流増幅部140の出力 (実線正相、破線逆相)



(d) 送信波形 (正相と逆相の差電圧)



【 図 3 】



【 図 2 】

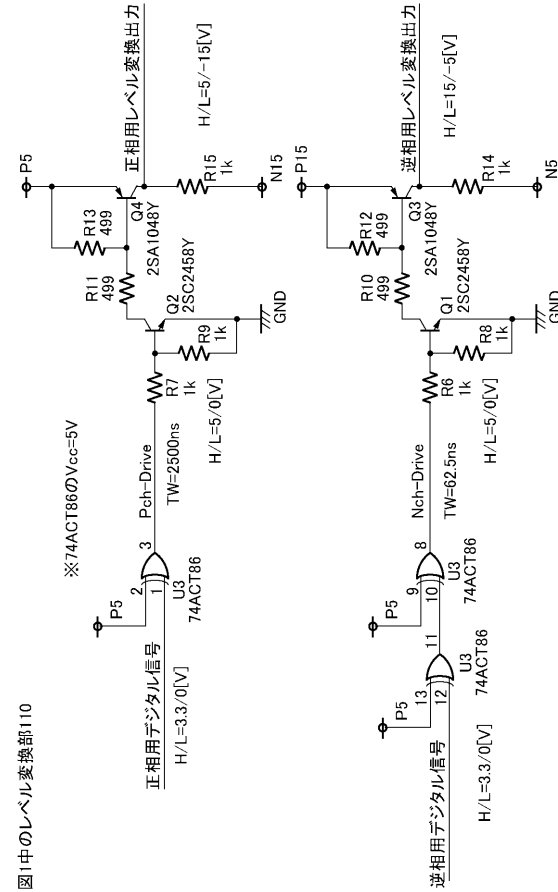
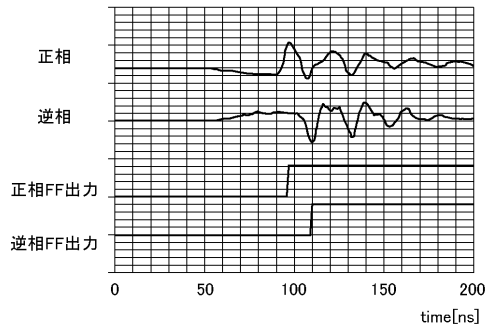


図1中のレベル変換部110

【 図 4 】

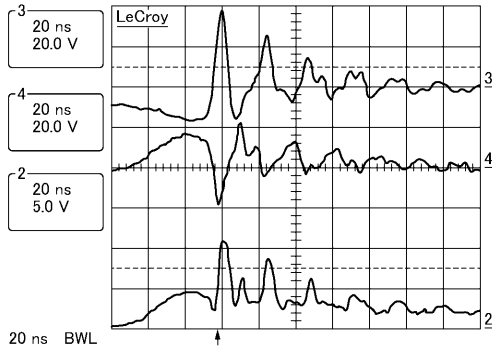
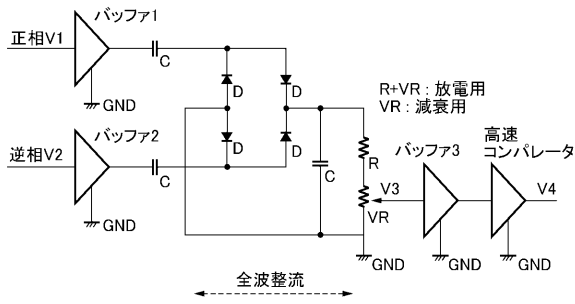
方式1の正相と逆相の送信波形、各フリップフロップ



※FF：フリップフロップ

【 図 5 】

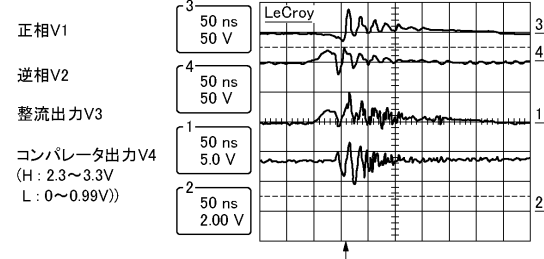
方式2を実現する回路と各波形



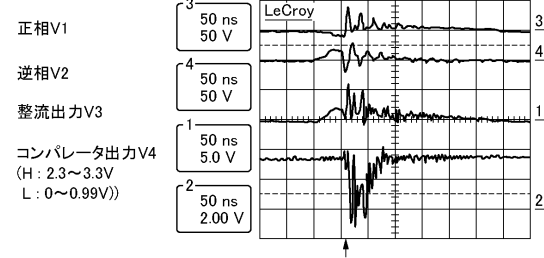
【 図 6 】

方式2の正相と逆相の代表的な三つの位相関係におけるピーク一致の区別

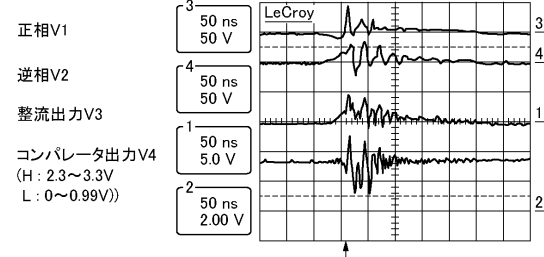
(a) 正相のピーク前に逆相のピークが来てピークが不一致の場合



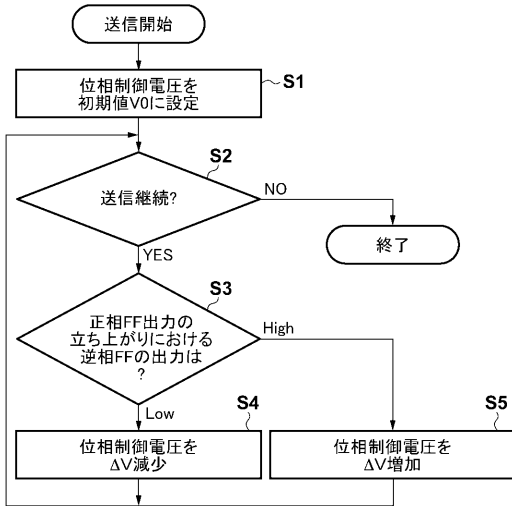
(b) 正相の逆相のピークが一致している場合



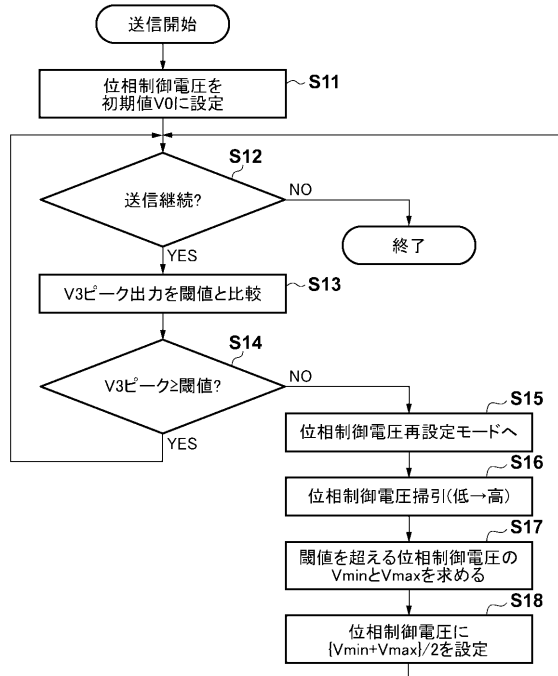
(c) 正相のピーク後に逆相のピークが来てピークが不一致の場合



【 図 7 】



【 図 8 】



フロントページの続き

(72)発明者 八重樫 光俊

神奈川県足柄上郡中井町井ノ口 1 5 0 0 番地 テルモ株式会社内

Fターム(参考) 4C601 FE03 FE04 HH04 HH05 HH06 JB37

专利名称(译)	超声波诊断装置及其控制方法		
公开(公告)号	JP2016064074A	公开(公告)日	2016-04-28
申请号	JP2014195754	申请日	2014-09-25
[标]申请(专利权)人(译)	泰尔茂株式会社		
申请(专利权)人(译)	泰尔茂株式会社		
[标]发明人	八重樫光俊		
发明人	八重樫 光俊		
IPC分类号	A61B8/12		
FI分类号	A61B8/12		
F-TERM分类号	4C601/FE03 4C601/FE04 4C601/HH04 4C601/HH05 4C601/HH06 4C601/JB37		
代理人(译)	大冢康弘 下山 治 永川 行光		
其他公开文献	JP6338991B2		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

解决的问题：提供一种用晶体管实现该技术的技术，该晶体管的性能基本上是产生目标频率的传输信号所需的常规耐压的耐压的一半。作为用于激励超声换能器的信号源的正相数字信号，以及相对于该正相数字信号生成负相数字信号和正信号的数字信号生成电路 由第一和第二电平转换电路获得的用于转换相位数字信号的电平的第一电平转换电路，用于转换反相数字信号的电平的第二电平转换电路和正相。；第一电流放大单元，其放大每个反相信号；以及高压波形产生单元，其从第一电流放大单元的输出中产生激励超声换能器所需的高压波形信号。并且，由第二电流放大单元和第二电流放大单元获得的正和负相位波形的峰值的偏移量，该第二电流放大单元和第二电流放大单元将高压波形生成单元的输出电流放大到励磁所需的电流。基于第一和第二电平转换电路中的至少一个的电功率。具有调整电压调整单元。[选型图]图1

(21) 出願番号	特願2014-195754 (P2014-195754)	(71) 出願人	000109543
(22) 出願日	平成26年9月25日 (2014. 9. 25)		テルモ株式会社 東京都渋谷区幡ヶ谷二丁目4 4番1号
		(74) 代理人	100076428 弁理士 大塚 康弘
		(74) 代理人	100112508 弁理士 高柳 司郎
		(74) 代理人	100115071 弁理士 大塚 康弘
		(74) 代理人	100116894 弁理士 木村 秀二
		(74) 代理人	100130409 弁理士 下山 治
		(74) 代理人	100134175 弁理士 永川 行光

最終頁に続く