

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

超音波を対象物に送信し、前記対象物から反射された超音波を受信する超音波振動子と

、

前記超音波振動子に位相が 180 度異なる正負に振動する 2 種類の駆動信号を印加するパルス発生回路とを備え、

前記パルス発生回路は、P チャネル MOSFET および N チャネル MOSFET を含むプッシュ・プル回路を有し、前記 P チャネル MOSFET のドレインと、前記 N チャネル MOSFET のドレインが前記超音波振動子に接続され、前記プッシュ・プル回路が前記駆動信号を生成する超音波診断装置において、

10

前記 2 種類の駆動信号におけるそれぞれ最初の半波を比較して立ち上がりの遅延時間を検出する時間差モニタ回路と、

前記時間差モニタ回路により検出された前記遅延時間に応じて前記 P チャネル MOSFET または、前記 N チャネル MOSFET をスイッチング制御するタイミングを調整するタイミング調整部を備えたことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2】

前記時間差モニタ回路は、駆動信号の電圧値を積分する積分回路と、前記積分回路の積分値の最大値を保持するピークホールド部と、前記ピークホールド部により保持された値を保存するメモリを有し、前記メモリに保存された値、および前記ピークホールド部に保持された値を比較して、立ち上がりの遅延時間を検出する請求項 1 記載の超音波診断装置。

20

【請求項 3】

前記タイミング調整部は、前記 P チャネル MOSFET のゲートまたは、前記 N チャネル MOSFET のゲートに配置された遅延素子を有し、前記 2 種類の駆動信号の立ち上がりの遅延時間が等しくなるように前記遅延素子を調整する請求項 1 または 2 記載の超音波診断装置。

【請求項 4】

前記タイミング調整部は、前記 P チャネル MOSFET のゲートまたは、前記 N チャネル MOSFET のゲートに配置された可変抵抗を有し、前記 2 種類の駆動信号の立ち上がりの遅延時間が等しくなるように前記可変抵抗を調整する請求項 1 または 2 記載の超音波診断装置。

30

【請求項 5】

前記可変抵抗は、複数の抵抗と、マルチプレクサとを有し、

前記タイミング調整部は、前記マルチプレクサにより前記複数の抵抗を切り替え可能である請求項 4 記載の超音波診断装置。

【請求項 6】

前記可変抵抗は、JFET を有し、

前記タイミング調整部は、前記 JFET のゲートに印加する電圧を可変可能である請求項 4 記載の超音波診断装置。

【請求項 7】

前記可変抵抗は、スイッチト・キャパシタを有し、前記タイミング調整部は、前記スイッチト・キャパシタのスイッチング制御を行う請求項 4 記載の超音波診断装置。

40

【請求項 8】

超音波を対象物に送信し、前記対象物から反射された超音波を受信する超音波振動子と

、

前記超音波振動子に位相が 180 度異なる正負に振動する 2 種類の駆動信号を印加するパルス発生回路とを備え、

前記パルス発生回路は、PNP バイポーラトランジスタおよび NPN バイポーラトランジスタを含むプッシュ・プル回路を有し、前記 PNP バイポーラトランジスタのコレクタと、前記 NPN バイポーラトランジスタのコレクタが前記超音波振動子に接続され、前記

50

プッシュ・プル回路が前記駆動信号を生成する超音波診断装置において、

前記２種類の駆動信号におけるそれぞれ最初の半波を比較して立ち上がりの遅延時間を検出する時間差モニタ回路と、

前記時間差モニタ回路により検出された前記遅延時間に応じて前記PNPバイポーラトランジスタまたは、前記NPNバイポーラトランジスタをスイッチング制御するタイミングを調整するタイミング調整部を備えたことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項９】

前記時間差モニタ回路は、駆動信号の電圧値を積分する積分回路と、前記積分回路の積分値の最大値を保持するピークホールド部と、前記ピークホールド部により保持された値を保存するメモリを有し、前記メモリに保存された値、および前記ピークホールド部に保持された値を比較して、立ち上がりの遅延時間を検出する請求項８記載の超音波診断装置。

10

【請求項１０】

前記タイミング調整部は、前記PNPバイポーラトランジスタのベースまたは、前記NPNバイポーラトランジスタのベースに配置された遅延素子を有し、前記２種類の駆動信号の立ち上がりの遅延時間が等しくなるように前記遅延素子を調整する請求項８または９記載の超音波診断装置。

【請求項１１】

超音波を対象物に送信し、前記対象物から反射された超音波を受信する超音波振動子と、

20

前記超音波振動子に位相が１８０度異なる正負に振動する２種類の駆動信号を印加するパルス発生回路とを備え、

前記パルス発生回路は、PチャネルMOSFETおよびNチャネルMOSFETを含むプッシュ・プル回路を有し、前記PチャネルMOSFETのドレインと、前記NチャネルMOSFETのドレインが前記超音波振動子に接続され、前記プッシュ・プル回路が前記駆動信号を生成する超音波診断装置において、

前記PチャネルMOSFETのソースに接続された正電源と、

前記NチャネルMOSFETのソースに接続された負電源と、

前記駆動信号の正負の振幅が等しくなるように前記正電源または前記負電源の電圧を調整する電圧値調整部とを備えたことを特徴とする超音波診断装置。

30

【請求項１２】

超音波を対象物に送信し、前記対象物から反射された超音波を受信する超音波振動子と、

前記超音波振動子に位相が１８０度異なる正負に振動する２種類の駆動信号を印加するパルス発生回路とを備え、

前記パルス発生回路は、PNPバイポーラトランジスタおよびNPNバイポーラトランジスタを含むプッシュ・プル回路を有し、

前記PNPバイポーラトランジスタのエミッタと、前記NPNバイポーラトランジスタのエミッタには、前記超音波振動子が接続された超音波診断装置において、

前記PNPバイポーラトランジスタのソースに接続された正電源と、

40

前記NPNバイポーラトランジスタのソースに接続された負電源と、

前記駆動信号の正負の振幅が等しくなるように前記正電源または前記負電源の電圧を調整する電圧値調整部とを備えたことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項１３】

電圧値調整部は、前記２種類の駆動信号のそれぞれ最初の半波の振幅を比較して、前記駆動信号の正負の振幅が等しくなるように前記正電源または前記負電源の電圧を調整する請求項１１または１２に記載の超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

50

本発明は、超音波を利用した超音波診断装置に関するものである。特に、互いに正負の振幅が反転した２種類の超音波を照射し、それぞれ反射された超音波信号を加算することで基本波成分を相殺し、ハーモニック成分のみを抽出して診断画像を生成するパルス・インバージョン・ハーモニック法を実現する超音波診断装置に関する。

【背景技術】

【０００２】

パルス・インバージョン・ハーモニック法は、受信信号のハーモニック成分を画像化する手段として、近年さかんに用いられている（例えば、特許文献１参照）。パルス・インバージョン・ハーモニック法を用いることにより、コントラスト分解能の高い画像が得られる。また、受信信号を加算することでハーモニック成分は２倍になり、造影剤に対する感度が向上する。ここでは、ハーモニック成分の抽出方法について説明する。

10

【０００３】

図１２は、上記従来のパルス・インバージョン・ハーモニック法を用いた超音波診断装置の構成を示すブロック図である。制御回路１０２は、パルス発生回路１０４が発生する駆動信号のパルス波形を制御する。パルス発生回路１０４は、超音波振動子１０６を駆動する駆動信号を生成する。超音波振動子１０６は、駆動信号により駆動されて超音波を照射し、被検体の体内から反射された超音波信号を受信して電気信号の受信信号に変換する。受信回路１０７は、受信信号に対して増幅などの処理を施す。Ａ－Ｄ変換器１０８は、処理が施された受信信号をデジタル値に変換し、デジタル値をメモリ１０９に保存させる。加算器１１０は保存されたデジタル値を加算し、検波器１１１は加算された信号を輝度値データに変換する。走査変換器１１２は輝度値データを走査変換し、表示部１１３は変換された輝度値データを画像として表示する。

20

【０００４】

パルス・インバージョン・ハーモニック法は、正負が反転した２種類の超音波を送信して、得られた２種類の信号を加算することにより行われる。図１３は、パルス・インバージョン・ハーモニック法における（ａ）は１回目の超音波送信であり、（ｂ）は２回目の超音波送信である。制御信号１３１と、制御信号１３２とが正負が反転した信号であるため、互いに正負が反転した超音波の波形１３２、１３３が超音波振動子１０６から体内にそれぞれ照射される。

30

【０００５】

体内で反射された超音波（信号）は、図１２に示すように、超音波振動子１０６によって受信されて受信信号に変換される。受信信号は、受信回路１０７において増幅され、Ａ－Ｄ変換器１０８においてデジタル信号に変換され、メモリ１０９に格納される。これらの動作は、１回目の超音波送信と２回目の超音波送信における超音波信号に対してそれぞれ行なわれる。

【０００６】

２回の超音波送受信において得られた受信信号は、加算器１１０により１回目の超音波送受信において得られた受信信号に加算される。受信信号の基本波成分は互いに位相が１８０度ずれているので、加算されると、信号の基本波成分が相殺され、同相である２次の高調波のみが加算された信号として出力される。すなわち、表示部１１３では、２次の高調波のみの信号で構成された画像が表示される。

40

【０００７】

次に、パルス発生回路１０４について説明する。パルス発生回路１０４にはさまざまな構成があるが、一般的には図１４の回路図に示すように、ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ１２２とＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１２３とを組み合わせたプッシュ・プル・スイッチング回路１２１によって最終段が構成されている。

【０００８】

プッシュ・プル・スイッチング回路１２１は、ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ１２２のソース側に電圧値が＋ＨＶの正電源１２４が接続され、ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１２３のソース側に電圧値が－ＨＶの負電源１２５が接続されて構成されている。ＰチャネルＭＯＳＦＥ

50

T 1 2 2 と N チャンネル M O S F E T 1 2 3 のドレイン側には、ダイオード・ブリッジ 1 2 8 を介して超音波振動子 1 0 6 が接続されている。P チャンネル M O S F E T 1 2 2 と N チャンネル M O S F E T 1 2 3 は、ゲートドライバ 1 2 6、1 2 7 によって駆動される。ダイオード・ブリッジ 1 2 8 は、受信信号がパルス発生回路 1 0 4 の影響を受けないようにするために接続されている。

【 0 0 0 9 】

次に、図 1 4 に示すパルス発生回路 1 0 4 における駆動信号のタイミングについて図 1 5 と図 1 6 を参照しながら説明する。図 1 5 は、(a) が P チャンネルゲートドライバ 1 2 6 から出力されるゲート信号 1 4 1、(b) が N チャンネルゲートドライバ 1 2 7 から出力されるゲート信号 1 4 2、(c) が超音波振動子 1 0 6 の駆動信号 (以下、1 回目の送信電圧と称する) 1 4 3 を示す図である。図 1 6 は、(a) が図 1 5 (a) に示したゲート信号 1 4 1 の位相が 1 8 0 度ずれたゲート信号 1 4 4、(b) が図 1 5 (b) に示したゲート信号 1 4 2 の位相が 1 8 0 度ずれたゲート信号 1 4 5、(c) が超音波振動子 1 0 6 の駆動信号 (以下、2 回目の送信電圧と称する) 1 4 6 を示す図である。

【 0 0 1 0 】

図 1 5 に示すゲート信号 1 4 1、ゲート信号 1 4 2 が切り替わることにより、超音波振動子 1 0 6 に正負の電圧 (1 回目の送信電圧) が印加される。また、図 1 6 に示すゲート信号 1 4 4、ゲート信号 1 4 5 が切り替わることにより、超音波振動子 1 0 6 に正負の電圧 (2 回目の送信電圧) が印加される。

【 0 0 1 1 】

図 1 7 は、図 1 5 に示す 1 回目の送信電圧 1 4 3 と、図 1 6 に示す 2 回目の送信電圧 1 4 6 を反転したものとを重ねて表示した図である。図 1 7 に示すように、1 回目の送信電圧の立ち上がり時間と 2 回目の送信電圧 1 4 6 の立ち上がり時間とが一致しないことがわかる。特に、初めて P チャンネル M O S F E T 1 2 2 をオンした時と、初めて N チャンネル M O S F E T 1 2 3 をオンした時、および、P チャンネル M O S F E T 1 2 2 をオンした後に初めて N チャンネル M O S F E T 1 2 3 をオンした時と、N チャンネル M O S F E T 1 2 3 をオンした後に初めて P チャンネル M O S F E T 1 2 2 をオンした時に立ち上がり時間の違いが大きい。この原因は、P チャンネル M O S F E T 1 2 2 のゲートの入力インピーダンスと、N チャンネル M O S F E T 1 2 3 のゲートの入力インピーダンスとが異なるためである。

【 0 0 1 2 】

P チャンネル M O S F E T のオン抵抗 (ドレイン - ソース間) と、N チャンネル M O S F E T のオン抵抗とが等しくなるように形成する (特性の絶対値が同じとみなせることをコンプリメンタリ (相補性) と呼ぶ) ことは可能である。このように M O S F E T を形成すると、それぞれのゲート入力 of オン抵抗による電圧降下が等しくなり、P チャンネル M O S F E T で駆動した場合の振幅と、N チャンネル M O S F E T で駆動した場合の振幅を等しくすることができ、上記問題を解消することができる。

【 0 0 1 3 】

しかし、P チャンネル M O S F E T と N チャンネル M O S F E T とはもともと構造が異なるため、オン抵抗を等しくすることで内部電荷量の差が大きくなってしまう。この内部電荷量の違いが最初の立ち上がり時と立ち下がり時の違いとして現れる。さらに、P チャンネル M O S F E T のオン抵抗 (ドレイン - ソース間) と N チャンネル M O S F E T のオン抵抗とを等しくするように形成しても、構造が異なるため、温度変化も含めて全く同一にすることは難しく、このわずかな差が振幅差として現れる場合もある。

【 0 0 1 4 】

パルス・インバージョン・ハーモニック法では、1 回目の送信で受信した信号と 2 回目の送信で受信した信号とを加算することで基本波成分を除去することにより 2 次高調波成分を画像化している。したがって、1 回目の送信と 2 回目の送信において、最初の立ち上がり時と立ち下がり時とが異なるあるいは振幅の大きさが異なると、加算しても基本波成分を完全には除去できないことになる。

【 0 0 1 5 】

10

20

30

40

50

このようなタイミングのずれを解決する方法として、タイミングのずれを前もって調整する方法がある（例えば、特許文献 2 参照）。図 18 は、上記タイミングのずれを前もって調整するパルス発生器の構成を示す回路図である。トランスの 1 次側コイル 152、154 と、トランスの 2 次側コイル 163 とを介して、電源 TXV 151 の電圧が超音波探触子 164 に印加される。1 次側コイル 152 は、電源 TXV 151 と、もう片側が接地されたトランジスタスイッチ 153 に接続されている。同様に、1 次側コイル 154 は、電源 TXV 151 と、もう片側が接地されたトランジスタスイッチ 155 に接続されている。トランジスタスイッチ 153、155 は、それぞれゲート電極がタイミング調整部 165 に接続されている。

【0016】

また、ゲート電極がタイミング調整部 165 からの共通の線に接続され、一方が接地されたトランジスタスイッチ 158、161 の間に、抵抗 157、一次側コイル 156、159、抵抗 160 が直列に接続された回路を有する。2 次側コイル 163 には、受信回路 RX 162 と、超音波振動子 164 とが接続され、超音波振動子 164 のもう片方の接点は接地されている。

【0017】

トランジスタスイッチ 153 をオンすることで、電源 TXV 151 の電圧値に 1 次側コイル 152 と 2 次側コイル 163 の巻き数比を乗じた電圧を超音波振動子 164 に与えることができる。また、トランジスタスイッチ 155 をオンすることで上記電圧値の -1 倍の電圧を与えることができる。これによって、超音波振動子 164 は正負の電圧で駆動される。トランジスタスイッチ 158 とトランジスタスイッチ 161 は同時にオンオフされ、トランジスタスイッチ 158 とトランジスタスイッチ 161 がオンすることで超音波振動子 164 の振動する電圧を減衰させることができる。

【0018】

ここでのトランジスタスイッチ 153、155、158 および 161 のオンオフは、タイミングジェネレータ 166 によって制御される。このとき各トランジスタスイッチがオンまたはオフしてからの遷移時間の差を補償するタイミング調整部 165 を設け、オンまたはオフする時間が同じになるように制御している。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0019】

【特許文献 1】米国特許第 5706819 号公報

【特許文献 2】特開 2006-26150 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0020】

しかしながら、たとえ図 12 に示す超音波診断装置に、図 18 に示す構成を適用して P チャネル MOSFET と N チャネル MOSFET の特性差を改善させても、次のような問題がある。

【0021】

ここで用いられる MOSFET は 100V 程度の高電圧でスイッチングされるため、MOSFET のオン抵抗による内部損失により温度が上昇する。MOSFET はバイポーラトランジスタと比較して温度に対する特性変化が少ないが、ゼロではない。また、オン抵抗については正の温度係数をもっており、それも直線的ではない。特にパルス・インバージョン・ハーモニック法では数 μs 以下の立ち上がり時間差でも大きく影響するため、温度が変化してしまうと P チャネル MOSFET と N チャネル MOSFET の特性差が変化してしまうことになる。

【0022】

また、MOSFET のオン抵抗や浮遊容量は、MOSFET のドレインに接続された電源の電位に依存する。超音波診断装置では、上記電源の電位を任意に可変して使用するた

10

20

30

40

50

め、これによってPチャンネルMOSFETとNチャンネルMOSFETの特性差が変化してしまう。つまり、固定されたタイミング調整では補償することができないという問題を有している。

【0023】

本発明は、上記従来の課題を解決するもので、パルス・インバージョン・ハーモニック法による超音波画像の精度を向上させた超音波診断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】

【0024】

本発明の第1の超音波診断装置は、超音波を対象物に送信し、前記対象物から反射された超音波を受信する超音波振動子と、前記超音波振動子に位相が180度異なる正負に振動する2種類の駆動信号を印加するパルス発生回路とを備え、前記パルス発生回路は、PチャンネルMOSFETおよびNチャンネルMOSFETを含むプッシュ・プル回路を有し、前記PチャンネルMOSFETのドレインと、前記NチャンネルMOSFETのドレインが前記超音波振動子に接続され、前記プッシュ・プル回路が前記駆動信号を生成する。上記課題を解決するために、前記2種類の駆動信号におけるそれぞれ最初の半波を比較して立ち上がりの遅延時間を検出する時間差モニタ回路と、前記時間差モニタ回路により検出された前記遅延時間に応じて前記PチャンネルMOSFETまたは、前記NチャンネルMOSFETをスイッチング制御するタイミングを調整するタイミング調整部を備えたことを特徴とする。

10

【0025】

本発明の第2の超音波診断装置は、超音波を対象物に送信し、前記対象物から反射された超音波を受信する超音波振動子と、前記超音波振動子に位相が180度異なる正負に振動する2種類の駆動信号を印加するパルス発生回路とを備え、前記パルス発生回路は、PNPバイポーラトランジスタおよびNPNバイポーラトランジスタを含むプッシュ・プル回路を有し、前記PNPバイポーラトランジスタのコレクタと、前記NPNバイポーラトランジスタのコレクタが前記超音波振動子に接続され、前記プッシュ・プル回路が前記駆動信号を生成する。上記課題を解決するために、前記2種類の駆動信号におけるそれぞれ最初の半波を比較して立ち上がりの遅延時間を検出する時間差モニタ回路と、前記時間差モニタ回路により検出された前記遅延時間に応じて前記PNPバイポーラトランジスタまたは、前記NPNバイポーラトランジスタをスイッチング制御するタイミングを調整するタイミング調整部を備えたことを特徴とする。

20

30

【0026】

本発明の第3の超音波診断装置は、超音波を対象物に送信し、前記対象物から反射された超音波を受信する超音波振動子と、前記超音波振動子に位相が180度異なる正負に振動する2種類の駆動信号を印加するパルス発生回路とを備え、前記パルス発生回路は、PチャンネルMOSFETおよびNチャンネルMOSFETを含むプッシュ・プル回路を有し、前記PチャンネルMOSFETのドレインと、前記NチャンネルMOSFETのドレインが前記超音波振動子に接続され、前記プッシュ・プル回路が前記駆動信号を生成する。上記課題を解決するために、前記PチャンネルMOSFETのソースに接続された正電源と、前記NチャンネルMOSFETのソースに接続された負電源と、前記駆動信号の正負の振幅が等しくなるように前記正電源または前記負電源の電圧を調整する電圧値調整部とを備えたことを特徴とする。

40

【0027】

本発明の第4の超音波診断装置は、超音波を対象物に送信し、前記対象物から反射された超音波を受信する超音波振動子と、前記超音波振動子に位相が180度異なる正負に振動する2種類の駆動信号を印加するパルス発生回路とを備え、前記パルス発生回路は、PNPバイポーラトランジスタおよびNPNバイポーラトランジスタを含むプッシュ・プル回路を有し、前記PNPバイポーラトランジスタのエミッタと、前記NPNバイポーラトランジスタのエミッタには、前記超音波振動子が接続される。上記課題を解決するために、前記PNPバイポーラトランジスタのソースに接続された正電源と、前記NPNバイポ

50

ーラトランジスタのソースに接続された負電源と、前記駆動信号の正負の振幅が等しくなるように前記正電源または前記負電源の電圧を調整する電圧値調整部とを備えたことを特徴とする。

【発明の効果】

【0028】

本発明によれば、PチャネルMOSFETとNチャネルMOSFETの特性差を常にモニタし、これによってPチャネルMOSFETとNチャネルMOSFETの特性差の違いによる波形の立ち上がり時間差あるいは振幅差を低減させることにより、パルス・インバージョン・ハーモニック法による超音波画像の精度を向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

10

【0029】

【図1】本発明の実施の形態1における超音波診断装置の構成を示す機能ブロック図

【図2】同上超音波診断装置のパルス発生回路および時間差モニタ回路の一構成例を示すブロック図

【図3】(a)、(c)は同上超音波診断装置の積分部に印加される電圧値を示すグラフ、(b)は(a)の電圧値を積分した値を示すグラフ、(d)は(c)の電圧値を積分した値を示すグラフ

【図4】同上超音波診断装置インピーダンス変換部および積分部の一構成を示す回路図

【図5】同上超音波診断装置のパルス発生回路の別の構成を示す回路図

【図6】同上超音波診断装置のパルス発生回路の別の構成を示す回路図

20

【図7】同上超音波診断装置のパルス発生回路の別の構成を示す回路図

【図8】本発明の実施の形態2における超音波診断装置の構成を示す機能ブロック図

【図9】同上超音波診断装置のパルス発生回路の一構成例を示すブロック図

【図10】本発明の実施の形態2における超音波診断装置の別の構成を示す機能ブロック図

【図11】同上超音波診断装置のパルス発生回路および時間差モニタ回路の構成を示すブロック図

【図12】従来の超音波診断装置の構成を示すブロック図

【図13】パルス発生回路が生成する駆動信号と、超音波振動子が送信する超音波の波形を示す図

30

【図14】従来の超音波診断装置のパルス発生回路の構成を示すブロック図

【図15】1回目の送信におけるゲート信号と駆動信号を示すグラフ

【図16】2回目の送信におけるゲート信号と駆動信号を示すグラフ

【図17】1回目の送信における駆動信号と反転させた2回目の送信における駆動信号を示すグラフ

【図18】従来の超音波診断装置の別の構成を示す回路図

【発明を実施するための形態】

【0030】

本発明の超音波診断装置は、上記構成を基本として種々の態様をとることができる。すなわち、第1の超音波診断装置において、前記時間差モニタ回路は、駆動信号の電圧値を積分する積分回路と、前記積分回路の積分値の最大値を保持するピークホールド部と、前記ピークホールド部により保持された値を保存するメモリを有し、前記メモリに保存された値、および前記ピークホールド部に保持された値を比較して、立ち上がりの遅延時間を検出する構成にすることができる。

40

【0031】

また、前記タイミング調整部は、前記PチャネルMOSFETのゲートまたは、前記NチャネルMOSFETのゲートに配置された遅延素子を有し、前記2種類の駆動信号の立ち上がりの遅延時間が等しくなるように前記遅延素子を調整する構成にすることができる。

【0032】

50

また、前記タイミング調整部は、前記 P チャンネル M O S F E T のゲートまたは、前記 N チャンネル M O S F E T のゲートに配置された可変抵抗を有し、前記 2 種類の駆動信号の立ち上がりの遅延時間が等しくなるように前記可変抵抗を調整する構成にすることができる。

【 0 0 3 3 】

また、前記可変抵抗は、複数の抵抗と、マルチプレクサとを有し、前記タイミング調整部は、前記マルチプレクサにより前記複数の抵抗を切り替え可能である構成にすることができる。また、前記可変抵抗は、J F E T を有し、前記タイミング調整部は、前記 J F E T のゲートに印加する電圧を可変可能である構成にすることもできる。また、前記可変抵抗は、スイッチト・キャパシタを有し、前記タイミング調整部は、前記スイッチト・キャ

10

【 0 0 3 4 】

また、第 2 の超音波診断装置において、前記時間差モニタ回路は、駆動信号の電圧値を積分する積分回路と、前記積分回路の積分値の最大値を保持するピークホールド部と、前記ピークホールド部により保持された値を保存するメモリを有し、前記メモリに保存された値、および前記ピークホールド部に保持された値を比較して、立ち上がりの遅延時間を検出する構成にすることができる。

【 0 0 3 5 】

また、前記タイミング調整部は、前記 P N P バイポーラトランジスタのベースまたは、前記 N P N バイポーラトランジスタのベースに配置された遅延素子を有し、前記 2 種類の駆動信号の立ち上がり時間が等しくなるように前記遅延素子を調整する構成されることができる。

20

【 0 0 3 6 】

また、第 3 および第 4 の超音波診断装置において、電圧値調整部は、前記 2 種類の駆動信号のそれぞれ最初の半波の振幅を比較して、前記駆動信号の正負の振幅が等しくなるように前記正電源または前記負電源の電圧を調整する構成にすることができる。

【 0 0 3 7 】

以下、本発明の超音波診断装置に係る実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【 0 0 3 8 】

30

(実施の形態 1)

図 1 は、本発明の実施の形態 1 におけるパルス・インバージョン・ハーモニック法を用いる超音波診断装置 1 a の構成を示す機能ブロック図である。制御回路 2 は、送信するパルス波形を生成するための制御信号をタイミング調整回路 3 へ供給する。時間差モニタ回路 5 は、超音波振動子 6 の両端に印加された電圧をモニタし、パルスの立ち上がり時間と立ち下がり時間に起因する特徴量（詳細は後述する）を検出し記憶し、タイミング調整回路 3 に供給する。タイミング調整回路 3 は、制御回路 2 からの制御信号を、時間差モニタ回路 5 に記憶された特徴量に対応する遅延時間分だけ遅延する。パルス発生回路 4 a は、遅延された制御信号に基づいて駆動信号を生成する。

【 0 0 3 9 】

40

超音波振動子 6 は、駆動信号により駆動されて超音波を照射し、被検体の体内から反射された超音波信号を電気信号である受信信号に変換する。受信回路 7 は、受信信号に対して増幅などの処理を施す。A - D 変換器 8 は、処理が施された受信信号をデジタル信号に変換し、メモリ 9 に保存する。加算器 10 は、第 1 の超音波送信と第 2 の超音波送信で得られたそれぞれのデジタル信号を加算する。検波器 11 は、加算されたデジタル信号を輝度値データに変換する。走査変換器 12 は輝度値データを走査変換し、表示部 13 は変換された輝度値データを画像として表示する。

【 0 0 4 0 】

次に、図 2 と図 3 を参照しながら、パルス発生回路 4 a および時間差モニタ回路 5 の詳細な構成と、特徴量について説明する。図 2 は、パルス発生回路 4 a および時間差モニタ

50

回路 5 の一構成例を示すブロック図である。

【 0 0 4 1 】

パルス発生回路 4 a としてさまざまな構成を用いることができるが、図 2 に示す回路のように、P チャンネル MOS F E T 2 2 と N チャンネル MOS F E T 2 3 とを組み合わせたプッシュ・プル・スイッチング回路 2 1 によって最終段が構成されている。パルス発生回路 4 a の最終段の構成は、図 1 4 に示した従来の構成と同様である。

【 0 0 4 2 】

すなわち、プッシュ・プル・スイッチング回路 2 1 は、P チャンネル MOS F E T 2 2 のソース側に電圧値が + H V の正電源 2 4 が接続され、N チャンネル MOS F E T 2 3 のソース側に電圧値が - H V の負電源 2 5 が接続されて構成されている。P チャンネル MOS F E T 2 2 と N チャンネル MOS F E T 2 3 のドレイン側には、ダイオード・ブリッジ 2 8 を介して超音波振動子 6 が接続されている。ダイオード・ブリッジ 2 8 は、受信信号がパルス発生回路 4 a の影響を受けないようにするために接続されている。P チャンネル MOS F E T 2 2 と N チャンネル MOS F E T 2 3 は、P チャンネル用ゲートドライバ 2 6 、N チャンネル用ゲートドライバ 2 7 によって駆動される。

【 0 0 4 3 】

したがって、本実施の形態に係る超音波診断装置においても、P チャンネル MOS F E T 2 2 と N チャンネル MOS F E T 2 3 とにおける電圧の立ち上がり、立ち下がり特性に差が生じる。この特性差による超音波画像の画質低下を抑制するために、時間差モニタ回路 5 は、駆動信号の立ち上がり、立ち下がりの遅延量を検出し、タイミング調整回路 3 が制御信号に遅延量を加算する。

【 0 0 4 4 】

時間差モニタ回路 5 において、インピーダンス変換部 3 1 は、高入力インピーダンス、低出力インピーダンスとなるように構成されている。また、インピーダンス変換部 3 1 は、パルス発生回路 4 a からの駆動信号を例えば 1 0 0 : 1 に分圧する。積分部 3 2 は、分圧された駆動信号を積分する。リセット制御部 3 3 は、図 1 に示す制御回路 2 からの信号に基づいて、積分部 3 2 に積分された駆動信号をリセットする。ピークホールド部 3 4 は、積分部 3 2 に積分された駆動信号のピークの値（特徴量）を検出し、保持する。電圧測定部 3 5 は、ピークホールド部 3 4 に保持された値を測定し、測定した値をメモリ 3 6 に保存する。

【 0 0 4 5 】

電圧差測定部 3 7 は、メモリ 3 6 に保存された値と、次の測定により電圧測定部 3 5 で測定された値との差分を算出する。遅延値 L U T 3 9 には、差分値および正電源 2 4 、負電源 2 5 の電圧値と、あらかじめ設定された遅延補正時間データとが関連付けられ、保存されている。遅延値 L U T 参照部 3 8 は、遅延値 L U T 3 9 を参照して、差分値と正電源 2 4 、負電源 2 5 の電圧値とから、遅延補正時間データを検出し、タイミング調整回路 3 に遅延補正時間データを供給する。

【 0 0 4 6 】

次に、本実施の形態に係る超音波探触子の時間差モニタ回路 5 の遅延量測定動作について図 3 を参照しながら説明する。遅延量測定動作は、遅延量を測定するため、通常の動作に先立って行われる。遅延量測定動作では、パルス・インバージョン・ハーモニック法と同様に、2 回の超音波送信（第 1 モニタ送信、第 2 モニタ送信）を行う。なお、第 1 モニタ送信および第 2 モニタ送信においては、タイミング調整回路 3 の遅延量を 0 とする。

【 0 0 4 7 】

図 3 (a) は第 1 モニタ送信における積分部 3 2 に印加される電圧値 4 1 a を示す図であり、図 3 (b) は電圧値 4 1 a を積分した値 4 3 a を示す図である。図 3 (c) は第 2 モニタ送信における積分部 3 2 に印加される電圧値 4 1 b を示す図であり、図 3 (d) は電圧値 4 1 b を積分した値 4 3 b を示す図である。なお、図 3 (b) および (d) では、後の回路図（図 4 参照）に示す回路に合わせて、面積値 4 2 a 、4 2 b と頂点 4 4 a 、4 4 b の正負を逆に示している。

【 0 0 4 8 】

まず、リセット制御部 3 3 は、制御部 2 からの指示に基づいて積分部 3 2 をリセットする。次に、第 1 モニタ送信として、P チャンネル MOS FET 2 2 をオン状態とすると、超音波探触子 6 に電圧が印加され、積分部 3 2 に分圧された駆動信号が積分される。P チャンネル MOS FET 2 2 がオン状態では、図 3 (b) の積分された値 4 3 a は減少する。

【 0 0 4 9 】

次に、P チャンネル MOS FET 2 2 をオフ状態とし、その後 N チャンネル MOS FET 2 3 をオン状態とすると、電圧値 4 1 a が負となる。ここで、電圧値 4 1 a と 0 V とで囲まれた領域 (図 3 (a) のドットハッチングで示す領域) 4 2 a の面積に対応する値 (図 3 (b) の頂点) 4 4 a がピークホールド部 3 4 で保持される。このピークホールド部 3 4 で保持された値が上記特徴量である。電圧測定部 3 5 は、保持された値を測定し、メモリ 3 6 に保存する。

10

【 0 0 5 0 】

次に、リセット制御部 3 3 は、制御部 2 からの指示に基づいて積分部 3 2 をリセットする。次に、第 2 モニタ送信として、N チャンネル MOS FET 2 3 をオン状態とすると、超音波振動子 6 に負電圧が印加され、積分部 3 2 に分圧された駆動信号が積分される。

【 0 0 5 1 】

次に、図 2 に示す N チャンネル MOS FET 2 3 をオフ状態とし、その後 P チャンネル MOS FET 2 2 をオン状態とすると、図 3 (c) に示す電圧値 4 1 b が正となる。ここで、電圧値 4 1 b と 0 V とで囲まれた領域 4 2 b の面積に対応する値がピークホールド部 3 4 で検出する図 3 (d) に示す頂点 4 4 b の値となる。ピークホールド部 3 4 で保持された値は、電圧測定部 3 5 により測定される。

20

【 0 0 5 2 】

ここで、上記従来技術と同様に、MOS FET の接合容量の差から P チャンネル MOS FET をオンしたときの立ち上がり時間は、N チャンネル MOS FET をオンしたときの立ち上がり時間に比べて遅くなる。よって、図 3 (a) の領域 4 2 a の面積と (b) の領域 4 2 b の面積とでは、領域 4 2 a の面積の方が大きくなる。なお、上述したように、ピークホールド部 3 4 で保持し、電圧測定部 3 5 で測定された第 1 モニタ送信におけるピーク値 (電圧測定部 3 5 で測定された電圧値) と、第 2 モニタ送信におけるピーク値 (電圧測定部 3 5 で測定された電圧値) とを比較することは、領域 4 2 a の面積と領域 4 2 b の面積とを比較することに相当する。

30

【 0 0 5 3 】

そこで、電圧差測定部 3 7 は、第 1 モニタ送信により得られメモリ 3 6 に保存された値と、第 2 モニタ送信により得られた値とを比較し、差分値を求める。遅延値 L U T 参照部 3 8 は、この差分値と、電源電圧 H V の値から、遅延値 L U T 3 9 を参照することにより、適切な遅延補正時間データを選択する。選択された遅延値補正時間データは、タイミング調整回路 3 に供給される。

【 0 0 5 4 】

なお、遅延値補正時間データは、例えば、第 1 モニタ送信のピークホールド部 3 4 に保持される値と、第 2 モニタ送信のピークホールド部 3 4 に保持される値とが、等しくなるように決められる。これにより、最適なタイミングで駆動パルスを生成することができる。

40

【 0 0 5 5 】

図 4 は、図 2 におけるインピーダンス変換部 3 1 と積分部 3 2 の具体的な回路構成例を示す回路図である。インピーダンス変換部 3 1 は、オペアンプ 3 1 a を用いて、高入力インピーダンス、低出力インピーダンスを実現している。積分部 3 2 は、オペアンプ 3 2 a を用いて積分回路で構成され、キャパシタ 3 2 b に対して並列に、直列に接続されたスイッチ 3 3 d と抵抗 3 3 c が接続されている。スイッチは、リセット制御部 3 3 からの信号に基づいてオン、オフされ、オン状態では積分回路のキャパシタに蓄えられた電圧が放電される。

50

【 0 0 5 6 】

図 1 に示すタイミング調整回路 3 によるタイミング調整方法は、いくつかの実現方法が考えられる。例えば、P チャンネル用ゲートドライバ 2 6 と N チャンネル用ゲートドライバ 2 7 との入力信号が F P G A (Field Programmable Gate Array) で生成されたとすると、タイミング調整回路 3 が F P G A に搭載された絶対遅延ラインのタップ数を変更することで実現することができる。

【 0 0 5 7 】

他の方法として、N チャンネル用ゲートドライバ 2 7 の出力抵抗を可変とすることで、N チャンネル M O S F E T の接合容量と、N チャンネル用ゲートドライバ 2 6 の出力抵抗で決まる時定数によって、N チャンネル M O S F E T の立ち上がりの遅延時間を変更することができる。P チャンネル M O S F E T についても同様に遅延時間を変更できるが、P チャンネル M O S F E T の立ち上がり時間の方が遅いので、以下 N チャンネル M O S F E T のゲートドライバの出力抵抗を大きくすることで遅延時間を調整する場合についての具体例を示す。

【 0 0 5 8 】

図 5 は、パルス発生回路 4 a の N チャンネル用ゲートドライバ 2 7 の出力側に可変抵抗 5 1 a が配置されたパルス発生回路 4 b の構成を示す回路図である。可変抵抗 5 1 a は、複数の抵抗 5 3 がマルチプレクサ 5 2 により切り替え可能に構成されている。ダイオード 5 4 は、立ち下がり時間に影響与えないためのものである。この場合のタイミング調整回路 3 b は、マルチプレクサ 5 2 のスイッチング制御を行うコントロール信号を出力する。このようにして、遅延時間を調整することができる。すなわち、タイミング調整回路 3 b と可変抵抗 5 1 a とで、実質的なタイミング調整回路となる。

【 0 0 5 9 】

図 6 は、図 5 と異なる構成の可変抵抗器 5 1 b を用いたパルス発生回路 4 c の構成を示す回路図である。可変抵抗器 5 1 b は、J F E T (接合型電解効果トランジスタ) 5 5 を用いて形成されている。この構成において、タイミング調整回路 3 c は、J F E T 5 5 のゲートに印加する電圧をコントロールする信号を出力することにより、可変抵抗器 5 1 b の抵抗値を可変する。このようにして、遅延時間を調整することができる。すなわち、タイミング調整回路 3 c と可変抵抗 5 1 b とで、実質的なタイミング調整回路となる。

【 0 0 6 0 】

図 7 は、図 5 と異なる構成の可変抵抗器 5 1 c を用いたパルス発生回路 4 d の構成を示す回路図である。可変抵抗器 5 1 c は、スイッチ 5 6 とキャパシタ 5 7 で構成されたスイッチト・キャパシタで構成されている。タイミング調整回路 3 d は、スイッチ 5 6 のスイッチングを制御して、可変抵抗器 5 1 c の抵抗値を設定する。すなわち、タイミング調整回路 3 d と可変抵抗 5 1 c とで、実質的なタイミング調整回路となる。

【 0 0 6 1 】

以上のように、第 1 モニタ送信と第 2 モニタ送信とが終了し、タイミング調整回路 3、3 b ~ 3 d によって制御信号に遅延情報が加えられることにより、P チャンネル M O S F E T と N チャンネル M O S F E T の特性差による立ち上がり時間の違いを補正することができる。

【 0 0 6 2 】

次に、本実施の形態に係る超音波診断装置 1 b の通常動作について図 1 を参照して説明する。超音波診断装置 1 a の通常動作は、遅延量測定動作で求めた遅延量を用いるため、遅延量測定動作の終了後に行われる。本実施の形態に係る超音波診断装置 1 a では、パルス・インバージョン・ハーモニック法を用いるため、位相が 1 8 0 度異なる超音波をそれぞれ送信する。まず、1 回目の送信について説明する。

【 0 0 6 3 】

制御回路 2 は、送信するパルス波形を生成するための制御信号をタイミング調整回路 3 へ供給する。制御信号は、第 1 モニタ送信時の制御信号と同様の信号であり、それぞれ超音波振動子 6 を正側に振動させるためのタイミング信号と、負側に振動させるためのタイミング信号との 2 種類の信号が含まれる。タイミング調整回路 3 では、制御回路 2 からの

10

20

30

40

50

制御信号が遅延量分だけ補正されてパルス発生回路 4 a に供給される。パルス発生回路 4 a は、補正された制御信号から駆動信号を生成し、超音波振動子 6 に供給する。

【 0 0 6 4 】

超音波振動子 6 は、駆動信号を超音波に変換して、超音波を被検体の体内に照射する。また、超音波振動子 6 は、体内から反射した超音波を受信して受信信号を出力する。受信回路 7 は、受信信号を増幅し、A - D 変換器 8 は、増幅された受信信号をデジタル信号（第 1 デジタル信号）に変換して、第 1 デジタル信号をメモリ 9 に保存する。

【 0 0 6 5 】

次に、制御回路 2 は、第 2 モニタ送信時の制御信号と同様の制御信号をタイミング調整回路 3 に供給する。タイミング調整回路 3 は、遅延量分だけ補正されてパルス発生回路 4 a に供給される。パルス発生回路 4 a は、補正された制御信号から駆動信号を生成し、超音波振動子 6 に供給する。

10

【 0 0 6 6 】

超音波振動子 6 は、駆動信号を超音波に変換して、超音波を被検体の体内に照射する。また、超音波振動子 6 は、体内から反射した超音波を受信して受信信号を出力する。受信回路 7 は、受信信号を増幅し、A - D 変換器 8 は、増幅された受信信号をデジタル信号（第 2 デジタル信号）に変換して、第 2 デジタル信号をメモリ 9 に保存する。

【 0 0 6 7 】

次に、加算器 10 は、第 1 デジタル信号と、第 2 デジタル信号とを加算する。第 1 デジタル信号と、第 2 デジタル信号とは、それぞれ基本波成分の位相が 180 度ずれているので、加算器 10 により加算されると、基本波成分が相殺されて、同相である 2 次の高調波成分のみの高調波信号となる。検波器 11 は、高調波信号を検波して、輝度値データを生成する。走査変換器 12 は、輝度値データの走査変換を行い、表示部 109 に超音波画像として表示する。

20

【 0 0 6 8 】

以上の処理により、P チャネル MOS FET と N チャネル MOS FET の特性が異なる場合でも、2 つの立ち上がり時間差をモニタすることで、最適な立ち上がり時間差の補正を行うことができ、パルス・インバージョン・ハーモニック法を最適な状態で実施することができる。

【 0 0 6 9 】

なお、タイミング調整回路 3 による遅延時間補正は、パルス・インバージョン・ハーモニック法を行うたびに実施してもよいが、パルス・インバージョン・ハーモニック法を複数回実施した後に行ってもよい。また、電源電圧 H V が変更された場合に行ってもよい。

30

【 0 0 7 0 】

なお、プッシュ・プル・スイッチング回路 21 は、P チャネル MOS FET と N チャネル MOS FET で構成したが、P チャネル MOS FET の代わりに PNP パワートランジスタ、N チャネル MOS FET の代わりに NPN パワートランジスタを用いてもよい。

【 0 0 7 1 】

（実施の形態 2）

実施の形態 1 では、N チャネルゲートドライバからの出力信号を遅延又は、N チャネルゲートドライバの出力抵抗を可変することにより、振動子に印加される電圧の立ち上がりタイミングを調整する場合について説明した。本実施の形態では、図 2 に示す負電源 25 の出力電圧を調整することにより、超音波振動子 6 に印加される正負電圧の絶対値を等しくする場合について説明する。

40

【 0 0 7 2 】

図 8 は、本発明の実施の形態 2 に係る超音波診断装置 1 b の構成を示す機能ブロック図である。本実施の形態に係る超音波診断装置 1 b は、図 12 に示した従来の超音波診断装置のパルス発生回路 104 に、H V 設定回路により制御される電圧値調整回路が接続された構成である。なお、超音波診断装置 1 b は、実施の形態 1 で説明した超音波診断装置 1 a と同様の構成要素を含む。超音波診断装置 1 b において、超音波診断装置 1 a と同様の

50

構成要素については、同一の符号を付して説明を省略する。

【0073】

図8に示すHV設定回路14は、超音波振動子6に印加される駆動信号の絶対値を設定し、電圧値調整回路15に、設定した値を出力する。一般的には、超音波振動子6に印加される正負の駆動電圧値は等しいので、駆動電圧値の絶対値が指定される。

【0074】

図9は、実施の形態2における超音波診断装置1bのパルス発生回路4eの回路構成および電圧値調整回路15を示す回路図である。PチャンネルMOSFET22と、NチャンネルMOSFET23とは、構成が異なるので、それぞれのオン抵抗が異なる。したがって、PチャンネルMOSFET22とNチャンネルMOSFET23のドレイン・ソース間にかかる電圧の絶対値が等しい場合には、駆動信号の振幅の絶対値が異なる。電圧値調整回路15は、PチャンネルMOSFET22、NチャンネルMOSFET23のオン抵抗による電圧降下の差を考慮して、超音波振動子6に印加される駆動信号の絶対値が等しくなるように、負電源25の電圧値を調整する。

【0075】

なお、HV設定回路14は、電圧値を設定するために、あらかじめ測定されたPチャンネルMOSFET22のドレイン・ソース間のオン抵抗値と、NチャンネルMOSFET23のドレイン・ソース間のオン抵抗値とを用いる。図9では、電圧値調整回路15によって負電源25が調整されるようになっているが、正電源24の方を調整してもよい。

【0076】

本実施の形態に係る超音波診断装置の動作は、制御信号の遅延時間の補正を行わずに、パルス発生回路4aの正負電源電圧の絶対値を異ならせること以外は、実施の形態1に係る超音波診断装置の通常動作と同様である。

【0077】

以上の処理により、本実施の形態に係る超音波診断装置は、PチャンネルMOSFETと、NチャンネルMOSFETのドレイン・ソース間のオン抵抗が異なる場合でも、正負の電圧差を補正することで、最適なパルス・インバージョン・ハーモニック法を実行することができる。

【0078】

図10は、本実施の形態に係る超音波診断装置の別の構成を示すブロック図である。図10に示す超音波診断装置1cは、図8に示す超音波診断装置1bにHVモニタ回路16が追加された構成である。HVモニタ回路16は、超音波振動子6の正負電圧振幅値をモニタして、正の振幅電圧値と負の振幅電圧値の絶対値を比較する。HVモニタ回路16は、正負の電圧値を比較した情報を電圧調整回路15に供給する。

【0079】

PチャンネルMOSFET22のドレイン・ソース間のオン抵抗および、NチャンネルMOSFET23のドレイン・ソース間のオン抵抗による電圧降下の値は、超音波振動子6のインピーダンスによって変化する。上記の形態では、超音波振動子6のインピーダンスが既知として電圧値の調整を行っているが、温度等環境の影響で変化することが予想される。HVモニタ回路16を設けることによって、超音波振動子6の正負電圧振幅値をモニタして、正の振幅電圧値と負の振幅電圧値の絶対値を比較し、その差が減少するように電圧調整回路25でパルス発生回路4eの電圧を制御することができる。

【0080】

図11は、HVモニタ回路16の構成を示す回路図である。インピーダンス変換部31は、超音波振動子6に印加される電圧（駆動信号）をハイインピーダンスで100：1程度に分圧する。電圧測定部35は、分圧された電圧を計測し、計測値をメモリ36に保存する。電圧差測定部35は、メモリ36に保存された計測値と、次に計測された計測値との絶対値の差を検出する。電圧値調整回路15は、電圧差測定部37により検出された差から、負電源25の所望の電圧値を算出する。

【0081】

10

20

30

40

50

なお、電圧の計測は、1回の超音波送信における正負のパルスから絶対値の振幅差を求めることができる。しかし、実施の形態1で示したように、第1モニタ送信と第2モニタ送信から、駆動信号の最初の半波の振幅値だけを用いて正負の絶対値の振幅差を求めた方がより正確である。この場合には、メモリ36を用いて第1モニタ送信の測定結果を保存して、第2モニタ送信後に、第2モニタ送信の測定結果との差を求める。

【0082】

負電源25の電圧値が算出された後は、上述したように、パルス・インバージョン・ハーモニック法を実施することにより、温度環境に応じて精度良く超音波診断を行うことができる。また、負電源25の電圧値は、定期的に算出し直すことにより温度環境の変化に対応することができる。

10

【0083】

以上の処理により、PチャネルMOSFETとNチャネルMOSFETの特性が異なる場合でも、2つの信号の振幅をモニタすることで、正負の電圧の絶対値を一致させることにより、パルス・インバージョン・ハーモニック法を最適な状態で実施することができる。

【0084】

なお、プッシュ・プル・スイッチング回路21は、PチャネルMOSFETとNチャネルMOSFETで構成したが、PチャネルMOSFETの代わりにPNPパワートランジスタ、NチャネルMOSFETの代わりにNPNパワートランジスタを用いてもよい。

20

【産業上の利用可能性】

【0085】

本発明は、パルス発生回路の非対称性に起因する高調波ひずみの発生を抑制し、画質の劣化を防ぐことができ、パルス・インバージョン・ハーモニック法を用いた超音波診断に利用することができる。

【符号の説明】

【0086】

- 1 a ~ 1 c 超音波診断装置
- 2 制御回路
- 3、3 b ~ 3 d タイミング調整回路
- 4 a ~ 4 e パルス発生回路
- 5 時間差モニタ回路
- 6 超音波振動子
- 7 受信回路
- 8 A - D変換器
- 9 メモリ
- 10 加算器
- 11 検波器
- 12 走査変換器
- 13 表示部
- 14 HV設定回路
- 15 電圧値調整回路
- 21 プッシュ・プル・スイッチング回路
- 22 PチャネルMOSFET
- 23 NチャネルMOSFET
- 24 正電源
- 25 負電源
- 26 Pチャネル用ゲートドライバゲートドライバ
- 27 Nチャネル用ゲートドライバゲートドライバ
- 28 ダイオード・ブリッジ
- 31、61 インピーダンス変換部

30

40

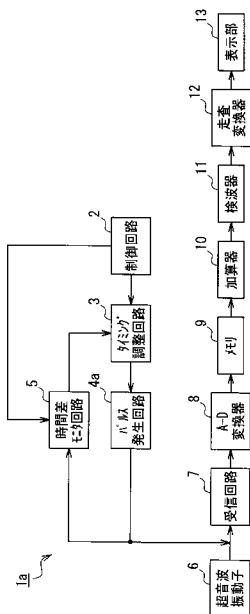
50

3 1 a、3 2 a オペアンブ
3 2 積分部
3 2 b、5 7 キャパシタ
3 2 c、5 3 抵抗
3 3 d、5 6 スイッチ
3 3 リセット制御部
3 4 ピークホールド部
3 5、6 2 電圧測定部
3 6、6 3 メモリ
3 7、6 4 電圧差測定部
3 8 遅延値 L U T 参照部
3 9 遅延値 L U T
4 1 a、4 1 b 電圧値
4 2 a、4 2 b 領域
4 3 a、4 3 b 電圧値を積分した値
4 4 a、4 4 b 頂点
5 1 a ~ 5 1 c 可変抵抗
5 2 マルチプレクサ
5 4 ダイオード
5 5 J F E T

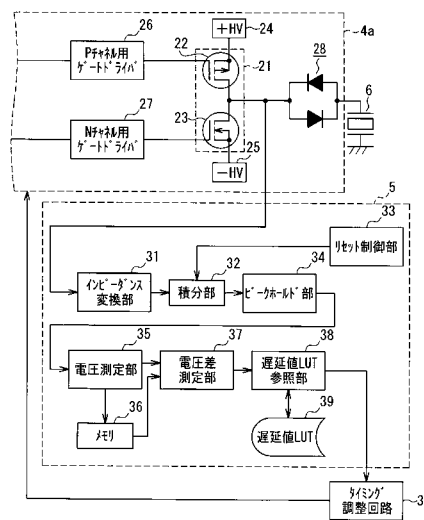
10

20

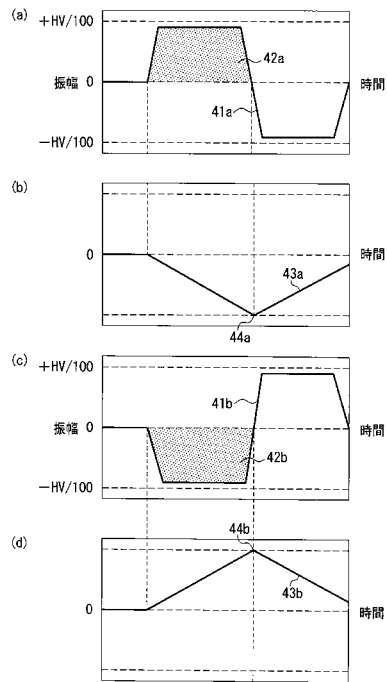
【 圖 1 】



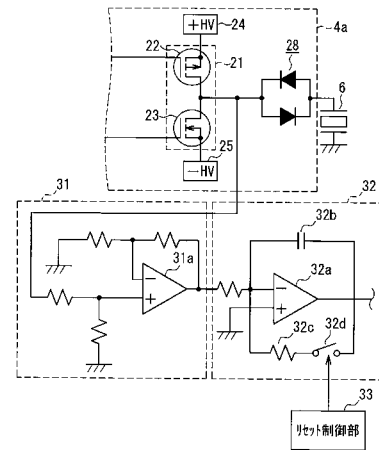
【圖 2】



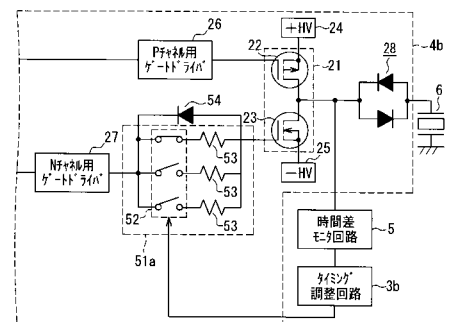
【 図 3 】



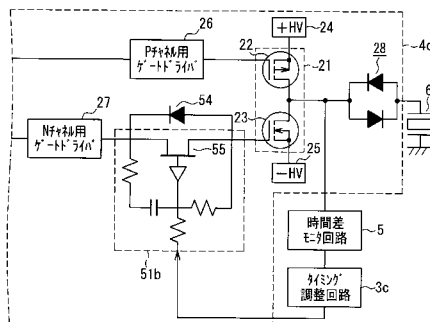
【 図 4 】



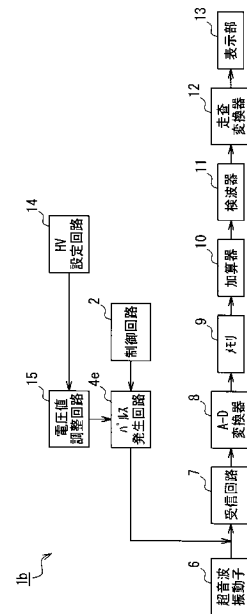
【 図 5 】



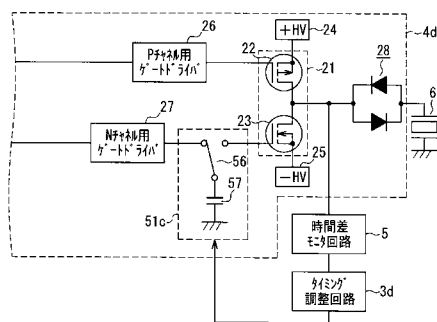
【 図 6 】



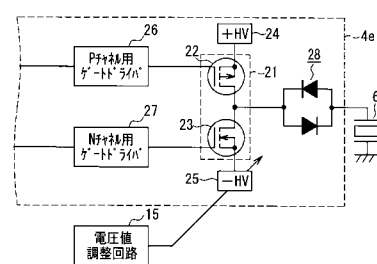
【 図 8 】



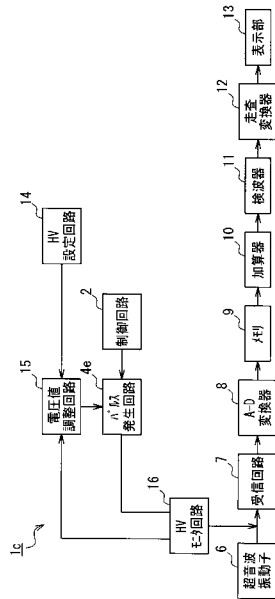
【圖 7】



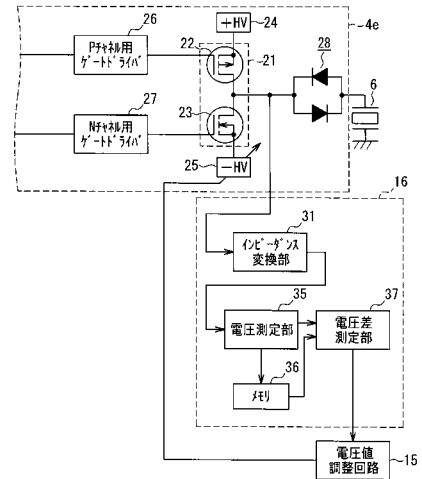
【 図 9 】



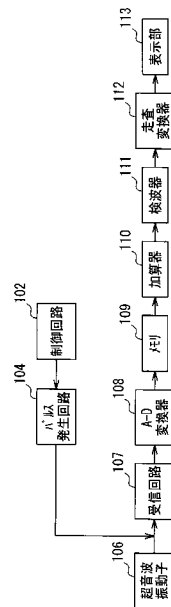
【図 10】



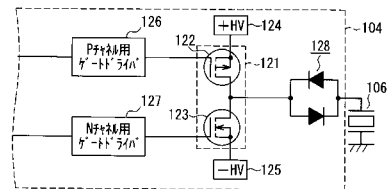
【図 11】



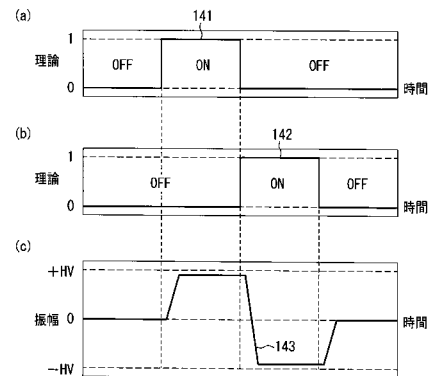
【図 12】



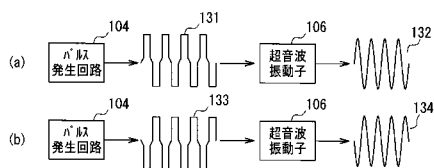
【図 14】



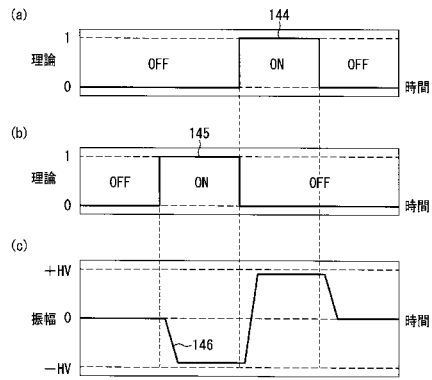
【図 15】



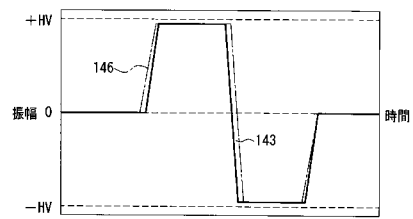
【図 13】



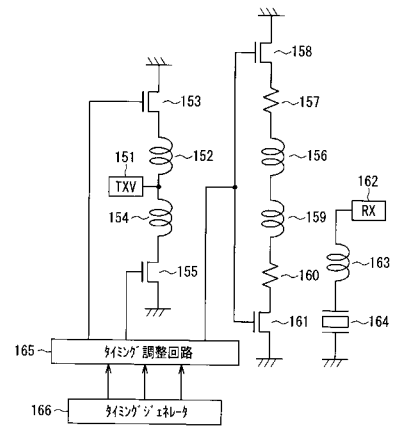
【図 16】



【図 17】



【図 18】



フロントページの続き

【要約の続き】

【選択図】図 1

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP2011019757A	公开(公告)日	2011-02-03
申请号	JP2009167945	申请日	2009-07-16
申请(专利权)人(译)	松下电器产业株式会社		
[标]发明人	杉ノ内剛彦		
发明人	杉ノ内 剛彦		
IPC分类号	A61B8/00		
FI分类号	A61B8/00		
F-TERM分类号	4C601/DE14 4C601/EE09 4C601/HH01 4C601/HH05 4C601/HH12 4C601/JB01 4C601/JB45 4C601/JB46 4C601/JB50		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供超声波检查仪，通过脉冲反转谐波法提高超声波图像的准确性。
 ŽSOLUTION：该超声波检查仪包括：超声波换能器，用于将超声波发送到物体并接收反射的超声波；以及脉冲发生电路，用于施加具有180度不同相位并以正/负振动的两种类型的驱动信号，超声波换能器。脉冲发生电路具有推挽电路，包括P沟道MOSFET和N沟道MOSFET，P沟道MOSFET的漏极和N沟道MOSFET的漏极连接到超声波换能器，并推动 - 拉电路产生驱动信号。该超声波检查仪还包括：时间差监测电路，分别比较两种驱动信号中的前半波并检测上升延迟时间；以及定时调节部分，其调节定时以控制P沟道MOSFET的切换或N沟道MOSFET根据时差监控电路的比较结果。Ž

