

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4956211号
(P4956211)

(45) 発行日 平成24年6月20日 (2012. 6. 20)

(24) 登録日 平成24年3月23日 (2012. 3. 23)

(51) Int. Cl.

A 6 1 B 8/00 (2006.01)

F 1

A 6 1 B 8/00

請求項の数 9 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2007-27563 (P2007-27563)	(73) 特許権者	000153498
(22) 出願日	平成19年2月7日 (2007. 2. 7)		株式会社日立メディコ
(65) 公開番号	特開2008-188321 (P2008-188321A)		東京都千代田区外神田四丁目14番1号
(43) 公開日	平成20年8月21日 (2008. 8. 21)	(72) 発明者	神原 宏介
審査請求日	平成22年2月2日 (2010. 2. 2)		東京都千代田区外神田四丁目14番1号
			株式会社日立メディコ
		(72) 発明者	鈴木 篤史
			東京都千代田区外神田四丁目14番1号
			株式会社日立メディコ
		(72) 発明者	岸 伸一郎
			東京都千代田区外神田四丁目14番1号
			株式会社日立メディコ
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

超音波探触子の振動子を駆動するためのパルス波又は連続波を発生するパルス波発生回路又は連続波発生回路を備えた超音波診断装置であって、前記パルス波発生回路又は連続波発生回路は、演算増幅器による第1の増幅器と、この第1の増幅器の出力を増幅するための出力電圧の中心レベルに対して正の極性と負の極性の直流電源で動作する第2の増幅器と、この第2の増幅器の出力電圧を前記第1の増幅器に交流負帰還する交流負帰還手段とを備え、

前記第2の増幅器は、PチャンネルとNチャンネルの2組のMOSFETで構成された相補型ソース接地増幅器を備え、前記2組のMOSFETの各ソースと前記正の極性及び負の極性の直流電源間に第1の抵抗とコンデンサとの並列接続体を接続し、

さらに、前記直流電源と前記並列接続体との間に、第2の抵抗を直列接続し、この第2の抵抗の両端電圧が所定の閾値以上で前記第1の抵抗及び第2の抵抗を短絡するスイッチ手段を備えたことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2】

さらに、前記パルス発生回路又は連続波発生回路のゲインを可変する手段を備えたことを特徴とする請求項1に記載の超音波診断装置。

【請求項 3】

さらに、前記第2の増幅器の出力端と接地間に、直流信号に対しては低インピーダンスとなり、交流信号に対しては高インピーダンスとなるインピーダンスを接続したことを特

10

20

徴とする請求項 1 又は 2 に記載の超音波診断装置。

【請求項 4】

超音波探触子の振動子を駆動するためのパルス波及び連続波を発生するパルス波発生回路及び連続波発生回路を備えた超音波診断装置であって、前記パルス波発生回路及び連続波発生回路は、演算増幅器による第 1 の増幅器と、この第 1 の増幅器の出力を増幅する第 2 の増幅器と、この第 2 の増幅器の出力電圧を前記第 1 の増幅器に交流負帰還する交流負帰還手段と、前記第 2 の増幅器の出力電圧の中心レベルに対して正の極性と負の極性を有する第 1 の直流電源と、この第 1 の直流電源の電圧よりも低い電圧の正の極性と負の極性を有する第 2 の直流電源と、前記第 1 の直流電源と第 2 の直流電源とを切り替える電源切り替え手段と、前記第 2 の増幅器の電源をパルス波発生時は前記第 1 の直流電源に、連続波発生時は前記第 2 の直流電源に切り替える電源切り替え制御手段とを備えたことを特徴とする超音波診断装置。

10

【請求項 5】

前記第 2 の増幅器は、P チャンネルと N チャンネルの 2 組の MOSFET で構成された相補型ソース接地増幅器を備え、前記 2 組の MOSFET の各ソースと前記電源切り替え手段との間に第 1 の抵抗とコンデンサとの並列接続体を接続したことを特徴とする請求項 4 に記載の超音波診断装置。

【請求項 6】

さらに、前記電源切り替え手段と前記並列接続体との間に、第 2 の抵抗を直列接続し、この第 2 の抵抗の両端電圧が所定の閾値以上で前記第 1 の抵抗及び第 2 の抵抗を短絡するスイッチ手段を備えたことを特徴とする請求項 5 に記載の超音波診断装置。

20

【請求項 7】

さらに、前記 2 組の MOSFET の各ソースと前記並列接続体との間に第 3 の抵抗とダイオードの直列接続体を該ダイオードの順方向になるように前記第 2 の直流電源に接続して成る請求項 5 に記載の超音波診断装置。

【請求項 8】

さらに、前記パルス発生回路及び連続波発生回路のゲインを可変する手段を備えたことを特徴とする請求項 4 乃至 7 のいずれか一項に記載の超音波診断装置。

【請求項 9】

さらに、前記第 2 の増幅器の出力端と接地間に、直流信号に対しては低インピーダンスとなり、交流信号に対しては高インピーダンスとなるインピーダンスを接続したことを特徴とする請求項 4 乃至 8 のいずれか一項に記載の超音波診断装置。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、主に医療用に用いられる超音波診断装置に係り、特に超音波振動子を駆動するパルス波及び/又は連続波の高調波成分を低減すること並びに前記パルス波と連続波を発生する回路を共用化する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

医療用の超音波診断装置は、超音波探触子から被検体に超音波を照射し、該超音波探触子を介して受信したエコー信号に基づいて前記被検体の断層像等を再構成し、この再構成した断層像等を表示装置に表示して診断に供するものである。

40

【0003】

前記超音波探触子は、並設された多数の超音波振動子を備えて構成され、これらの各超音波振動子は超音波診断装置内に配置された送波回路からの駆動信号の入力によって駆動されるようになっており、前記送波回路から前記超音波探触子の圧電素子に印加する電圧には、診断目的に応じてパルス波(PW)と連続波(CW)が用いられる。

【0004】

前記パルス波は、Bモード、Mモード及びパルスドップラーモードで用いられ、一回当たり

50

の送波パルスは数波程度で、該送波パルスの振幅は120Vpp前後の高い電圧パルスである。

これに対して、前記連続波は連続波ドップラーモードに用いられ、該連続波の振幅は10～20Vpp前後の比較的低い電圧である。

【0005】

このように、パルス波(PW)と連続波(CW)が必要であるが、これらの電圧を発生するための回路を別々に備えると、回路構成が大規模化して設置スペースが増大し、超音波診断装置の特徴の一つである小型、軽量化による可搬性の良さが損なわれる。

【0006】

そこで、この問題を解決するために、前記パルス波発生回路と連続波発生回路とを共用化したものが特許文献1に開示されている。

10

【0007】

一方、前記パルス波及び連続波に高調波成分が含まれると、この高調波成分による生体への熱作用の問題やマイクロバブルもしくは被検体内での超音波伝播の非線形性を利用した新しい超音波撮像法における画質悪化の問題が発生する。

【0008】

すなわち、前記超音波の照射による生体の熱の発生は、上記パルス波及び連続波の基本波以外の高調波成分によるものも多く含まれており、送信に際しては不要な高調波成分を抑えた波形の電圧を送波する必要がある。

【0009】

また、近年、マイクロバブルの非線形性、もしくは被検体内での超音波伝播の非線形効果を利用するハーモニックイメージングと呼ばれる超音波撮像法が注目されている。この超音波撮像法において、送波超音波にはじめから高調波成分が含まれていると、そのエコー信号がマイクロバブル、もしくは被検体の非線形効果によるエコーとの区別が困難となり、良好な画像が得られない。

20

【0010】

このように、送波するパルス波及び連続波に高調波成分が含まれていると上記のような問題が発生するので、該高調波成分を低減する技術が特許文献2に開示されている。

【0011】

【特許文献1】特開2002-306476号公報

【特許文献2】特開平11-347030号公報

30

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

しかしながら、上記特許文献1は、電圧レベルの異なるパルス波及び連続波を共通の発振回路で発生させることはできるが、超音波探触子の駆動パルスに矩形波パルスを用いているために、該パルス波形には多くの高調波成分を含むものとなる。したがって、この高調波成分による生体への熱作用の課題や、マイクロバブルもしくは被検体内での超音波伝播の非線形性を利用した新しい超音波撮像法における画質悪化の課題は残る。

【0013】

これに対して、前記特許文献2には、送波パルスの高調波を低減するものとして、インダクタとキャパシタとによるLCフィルタを多段に組み合わせた回路が提案されている。しかしながら、送波するパルス波及び連続波の周波数は、診断目的や診断部位によって異なり、該超音波探触子の駆動パルスの周波数は2MHzから15MHz程度までの広範囲に亘る。

40

【0014】

したがって、前記LCフィルタのインダクタとキャパシタの値も前記周波数に対応したものとしなければならないので、使用する周波数に応じて複数組のLCフィルタを用意し、これらを周波数に対応して切り替えなければならない。

【0015】

このため、回路部品が非常に多くなって回路が複雑化すると共に前記LCフィルタも前記使用する周波数の全てに合致したものにするのは困難であるので、前記使用する全ての

50

周波数において十分な高調波低減効果が得られないものとなる。

【0016】

以上のことから、特許文献1と特許文献2とを組み合わせただけの場合でも、装置が大型化することのみならず高調波も十分に低減することができない。

【0017】

本発明は、使用する周波数帯の全域における高調波を低減できるパルス波発生回路又は連続波発生回路を用いて小型化可能な超音波診断装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0018】

上記目的を達成するために、本発明の超音波診断装置は、超音波探触子の振動子を駆動するためのパルス波又は連続波を発生するパルス波発生回路又は連続波発生回路を備えた超音波診断装置であって、前記パルス波発生回路又は連続波発生回路は、演算増幅器による第1の増幅器と、この第1の増幅器の出力を増幅するための出力電圧の中心レベルに対して正の極性と負の極性の直流電源で動作する第2の増幅器と、この第2の増幅器の出力電圧を前記第1の増幅器に交流負帰還する交流負帰還手段とを備えたことを特徴とする。

10

【0019】

前記第2の増幅器は、PチャンネルとNチャンネルの2組のMOSFETで構成された相補型ソース接地増幅器を備え、前記2組のMOSFETの各ソースと前記正の極性及び負の極性の直流電源間に第1の抵抗とコンデンサとの並列接続体を接続した構成の増幅器である。

【0020】

20

さらに、前記第2の増幅器に、前記直流電源と前記並列接続体との間に第2の抵抗を直列接続し、この第2の抵抗の両端電圧が所定の閾値以上で前記第1の抵抗及び第2の抵抗を短絡するスイッチ手段を付加する構成でも良い。

【0021】

さらに、前記パルス波発生回路又は連続波発生回路のゲインを可変する手段を設けた回路構成及び前記第2の増幅器の出力端と接地間に、直流信号に対しては低インピーダンスとなり、交流信号に対しては高インピーダンスとなるインピーダンスを接続した回路構成を含む。

【0022】

また、本発明の超音波診断装置は、超音波探触子の振動子を駆動するためのパルス波及び連続波を発生するパルス波発生回路及び連続波発生回路を備えた超音波診断装置であって、前記パルス波発生回路及び連続波発生回路は、演算増幅器による第1の増幅器と、この第1の増幅器の出力を増幅する第2の増幅器と、この第2の増幅器の出力電圧を前記第1の増幅器に交流負帰還する交流負帰還手段と、前記第2の増幅器の出力電圧の中心レベルに対して正の極性と負の極性を有する第1の直流電源と、この第1の直流電源の電圧よりも低い正の極性と負の極性を有する第2の直流電源と、前記第1の直流電源と第2の直流電源とを切り替える電源切り替え手段と、前記第2の増幅器の電源をパルス波発生時は前記第1の直流電源に、連続波発生時は前記第2の直流電源に切り替える電源切り替え制御手段とを備えたことを特徴とする。

30

【0023】

40

前記第2の増幅器は、PチャンネルとNチャンネルの2組のMOSFETで構成された相補型ソース接地増幅器を備え、前記2組のMOSFETの各ソースと前記電源切り替え手段との間に第1の抵抗とコンデンサとの並列接続体を接続した構成の増幅器である。

【0024】

さらに、前記第2の増幅器に以下の(1)又は(2)を付加する構成でも良い。

(1)前記電源切り替え手段と前記並列接続体との間に第2の抵抗を直列接続し、この第2の抵抗の両端電圧が所定の閾値以上で前記第1の抵抗及び第2の抵抗を短絡するスイッチ手段を設ける。

(2)前記2組のMOSFETの各ソースと前記並列接続体との間に第3の抵抗とダイオードの直列接続体を該ダイオードの順方向になるように前記第2の直流電源に接続する。

50

【 0 0 2 5 】

さらに、前記パルス発生回路及び連続波発生回路のゲインを可変する手段を設けた回路構成及び前記第2の増幅器の出力端と接地間に、直流信号に対しては低インピーダンスとなり、交流信号に対しては高インピーダンスとなるインピーダンスを接続した回路構成を含む。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 6 】

本発明によれば、高調波成分をほとんど発生しない低歪回路を構成してパルス波と連続波を送波できるようになる。そのため、生体の熱の発生を防ぐことが可能となり、安全性が高まると共に、マイクロバブルもしくは被検体内での超音波伝播の非線形性を利用したハーモニックイメージング法等の新しい超音波撮像法における画質の向上に寄与するものとなる。また、前記高調波を低減したパルス波と連続波の送波を同一の回路を用いて行う構成にしたので、回路規模が縮小化されて小型、軽量な可搬性に優れた超音波診断装置を提供することができる。

10

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 2 7 】

以下、添付図面に従って本発明の超音波診断装置の好ましい実施の形態について詳細に説明する。

なお、本発明の実施の形態を説明するための全図において、同一機能を有するものは同一符号を付け、その繰り返しの説明は省略する。

20

【 0 0 2 8 】

《 第1の実施形態 》

図1は、本発明の第1の実施形態における高調波を低減するパルス波発生回路を備えた超音波診断装置の全体構成図である。

この超音波診断装置は、装置全体を制御する制御部1と、各種の操作信号を入力して操作を行なう操作部2と、本発明の要部であるパルス波発生回路3と、このパルス波発生回路3に inputs する入力パルス波信号を発生する入力信号発生回路4と、前記パルス波発生回路3で生成したパルス信号を送信する送信部5と、この送信部5から送信したパルスに基づくエコー信号を受信する受信部6と、前記送信部5と受信部6及び図示省略の超音波振動子とで構成される超音波探触子7と、装置の動作電力を供給する電源部8と、前記受信部6で受信したエコー信号を処理して超音波画像を生成する信号処理及び画像生成部9と、この信号処理及び画像生成部9で生成した超音波画像や診断結果等を表示する表示部10と、前記超音波画像や診断結果等を記録する記録装置11とを備えて構成される。

30

【 0 0 2 9 】

前記パルス波発生回路3は、図2に示すように、前記電源部8から供給される低電圧電源 + LV 及び - LV で動作する高ゲイン・広帯域の第1の増幅器2aと、同じく前記電源部8から供給される高電圧電源 + HV 及び - HV で動作するPチャンネルとNチャンネルのMOSFET(Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)とを組み合わせた第2の増幅器である相補型ソース接地増幅器2bと、帰還回路2cとを備えて構成される。

40

【 0 0 3 0 】

前記第1の増幅器2aは、前記電源部8から供給される低電圧電源 + LV 及び - LV を電源とする演算増幅器2a1と、この演算増幅器2a1の - 入力端子と接地間に接続された抵抗2a2と、前記演算増幅器2a1の出力端子と該演算増幅器2a1の - 入力端子間に接続された抵抗2a3とにより構成され、前記抵抗2a2と2a3で前記演算増幅器2a1にローカル負帰還をかけて広帯域化している。

【 0 0 3 1 】

前記第2の増幅器2bは、前記PチャンネルのPMOSFET(第1のMOSFET)2b1と前記NチャンネルのNMOSFET(第2のMOSFET)2b2のドレインD同士を直列に接続し、前記PMOSFET2b1のソースSに並列に接続されたコンデンサ2b3と抵抗2b4の一端を接続し、この並列接続体の他端を前記電源部8から供給される高電圧電源 + HV に接続し、同様に前記NMOSFET2b2のソースSに並

50

列に接続されたコンデンサ2b5と抵抗2b6の一端を接続し、この並列接続体の他端を前記電源部8から供給される高電圧電源 - HVに接続する。

そして、前記第1の増幅器2aの出力端子に直流電圧分をカットするためのデカップリングコンデンサ2b7及び2b8の一端を接続し、これらのデカップリングコンデンサの他端を前記PMOSFET2b1とNMOSFET2b2のそれぞれのゲートGに接続する。

【 0 0 3 2 】

前記抵抗2b4と2b6は、後述のバイアス電圧Vb1及びVb2による前記PMOSFET2b1とNMOSFET2b2に流れるアイドル電流を抑制するためのものであり、前記コンデンサ2b3と2b5は、前記PMOSFET2b1とNMOSFET2b2のゲートGへの交流信号入力時に該PMOSFET2b1とNMOSFET2b2のソースSを高周波的に接地して第2の増幅器2bを高ゲイン増幅器とするために設けたものである。

10

【 0 0 3 3 】

前記Vb1及びVb2は、前記PMOSFET2b1とNMOSFET2b2のそれぞれのゲートGにバイアス電圧を与えるためのもので、高抵抗2b9及び2b10を介してゲートGに印加される。

【 0 0 3 4 】

また、一般に、前記PMOSFET2b1とNMOSFET2b2の最小の導通電圧である閾値電圧は異なり、これによって両MOSFETの前記アイドル電流に差が生じるので、この差電流を抵抗2b11に流し、出力の直流電圧レベルが0Vから大きくずれないようにしている。

【 0 0 3 5 】

さらに、前記演算増幅器2a1の + 入力端子と図1に示した前記入力信号発生回路4の出力端子間に抵抗2c1を接続し、前記第2の増幅器2bの出力端子と前記演算増幅器2a1の + 入力端子との間に直列に接続された抵抗2c2とコンデンサ2c3とを接続して、前記抵抗2c2とコンデンサ2c3で前記第2の増幅器2bの出力電圧を前記演算増幅器2a1に交流負帰還する構成の増幅器とする。

20

【 0 0 3 6 】

前記パルス波発生回路3から出力するパルス波は、一般に高振幅のパルス電圧を必要とするために、前記電源部8から供給される高電圧電源 + HVは、例えば、 + 100V程度の直流高電圧電源を用い、 - HVに関しても、例えば - 100V程度の直流高電圧電源を用いる。

【 0 0 3 7 】

さらに、前記したように、PMOSFET2b1とNMOSFET2b2の両ドレイン端子を接続した出力端子の電圧を直列に接続された抵抗2c2及びコンデンサ2c3を介して前記第1の増幅器2aに交流負帰還して出力電圧の歪を低減すると共に、前記コンデンサ2c3により直流高電圧が前記演算増幅器2a1に印加されることがなくなるので、該演算増幅器2a1を高電圧から保護することができる。

30

【 0 0 3 8 】

なお、図2に示す本実施形態による回路のトータルゲインは、主として帰還回路2cに設けられた抵抗2c1と帰還抵抗2c2との比により決定される。

【 0 0 3 9 】

以上のように構成された本発明の第1の実施形態によるパルス波発生回路3は、以下のよう動作して高調波成分が低減された歪のない出力パルス波形とすることができる。

40

(1) 図1の操作部2で設定した操作信号により、入力信号発生回路4(図1)から、例えば図2に示す正弦波の入力信号<1>が高ゲイン・広帯域の第1の増幅器2aに入力されると、該第1の増幅器2aは第2の増幅器2bから出力される電圧波形の歪を補正するように交流負帰還動作して前記第1の増幅器2aの出力電圧である演算増幅器2a1から<2>のような交流電圧を出力する。

(2) 前記<2>の交流電圧がPMOSFET2b1とNMOSFET2b2のゲートGに印加されると、これらのPMOSFET2b1とNMOSFET2b2は導通、非導通動作する。

(3) すなわち、前記<2>の交流電圧の正の半周期の期間は、PMOSFET2b1は非導通となり、NMOSFET2b2は導通して電流が流れる。

(4) 前記<2>の交流電圧の負の半周期の期間は、PMOSFET2b1は導通して電流が流れ、NMOSF

50

ET2b2は非導通となって電流は流れない。

(5)第2の増幅器2bは、前記(3)と(4)のように動作してPMOSFET2b1とNMOSFET2b2のドレイン電流はそれぞれ<3>、<4>のようになり、これらの電流により出力される電圧は、<5>に示すように入力電圧に比例した電圧となる。

【0040】

このように、前記パルス波発生回路3は、低電圧電源で動作する広帯域・高ゲインの第1の増幅器2aと高電圧電源で動作する第2の増幅器2bとを組み合わせ、該第2の増幅器2bの出力電圧を前記第1の増幅器2aに帰還回路2cを介して交流負帰還する構成とすることによって、歪を発生しやすい前記第2の増幅器であるソース接地増幅回路を歪が発生しないように前記第1の広帯域・高ゲイン増幅器で補償することができ、全体として低歪増幅器を構成することが可能となって高調波成分を抑えることができる。

10

【0041】

そして、高調波成分の少ない前記パルス波をBモード、Mモード及びパルスドップラーモードに用いることにより、生体への熱作用の問題が解消され、またマイクロバブルもしくは被検体内での超音波伝播の非線形性を利用した新しい超音波撮像法における画質向上に寄与するものとなる。

【0042】

《第1の実施形態の変形例》

図3は、同一のパルス波発生回路から低いゲインのパルス波と高いゲインのパルス波を発生する本発明の第1の実施形態の変形例で、前記図2の回路の第1の増幅器2aに、抵抗2c4と切り替えスイッチ2c5とを付加した構成で、前記抵抗2c4の一端を図示の入力端子に接続し、該抵抗2c4の他端を前記切り替えスイッチ2c5の一方の切り替え端子に接続し、該切り替えスイッチ2c5のもう一方の切り替え端子に前記抵抗2c1の一端を接続する。

20

そして、前記切り替えスイッチ2c5の共通の切り替え端子を前記演算増幅器2a1の+入力端子に接続して成る。

【0043】

この構成のパルス波発生回路において、トータルゲインは演算増幅器2a1の入力側の抵抗2c1、2c4と帰還抵抗2c2の大きさに決定され、これらの抵抗の値を適宜に設定することによりパルス波発生回路のゲインを所望のゲインにすることができる。

【0044】

すなわち、前記切り替えスイッチ2c5を抵抗2c1側に接続した場合のトータルゲインは $-2c2/2c1$ となり、前記切り替えスイッチ2c5を抵抗2c4側に接続した場合のトータルゲインは、 $-2c2/2c4$ となる。

30

このように、演算増幅器2a1の+入力側の抵抗2c1、2c4と帰還抵抗2c2の大きさを任意に設定することによって所望のトータルゲインにすることができる。

【0045】

《第2の実施形態》

前記第1の実施形態における図2のパルス波発生回路を連続波発生回路と共用するためには以下の点に配慮する必要があるので、NMOSFET2b2側を例にとって説明する。

【0046】

図2において、NMOSFET2b2のソースS—ドレインD間に交流信号が流れるのは、前記入力信号が正の半周期の期間であり、この期間にコンデンサ2b5には電荷が蓄積される。一方、入力信号が負の半周期中は、前記蓄積された電荷は抵抗2b6を介して放電されるが、アイドル電流を抑制するために前記抵抗2b6を大きくしなければならないので、前記放電の時定数は長くなって半周期では十分に電荷は放電せずに残る。同様の現象は、PMOSFET2b2側においても発生し、その結果、連続波のような長時間にわたる送波では、時間と共にゲートとソース間の電圧VGSが小さくなり、PMOSFET2b1及びNMOSFET2b2は導通状態になりにくく、出力振幅が減衰するというドループ現象が生じる。

40

【0047】

そこで、このドループ現象を無くして連続波を出力するためには、ゲートとソース間の

50

電圧VGSが時間と共に低下しない回路構成にする必要がある。

【0048】

また、一般に、パルス波は、一回当りの送波パルスが数波程度で、該送波パルスの振幅は100Vpp前後の高い電圧のパルスが必要であるために、その電源である +HV、-HVを100V程度の高電圧電源としなければならない。

これに対して、連続波は、10～20Vpp前後の比較的低い電圧のパルスを連続して発生する必要があるために、前記第1の実施形態における±100V前後の高電圧電源を使用することはできない。

すなわち、連続波発生時は数十V前後の比較的低い電圧を電源としなければならない。

【0049】

図4は、前記ドループ現象、連続波発生時の第2の増幅器2bの電源の低電圧化の課題をクリアして連続波にも適用することを可能とした本発明の第2の実施形態によるパルス波発生回路と連続波発生回路を共用化したパルス波及び連続波発生回路を備えた超音波診断装置の全体構成図である。

【0050】

この図4に示す超音波診断装置は、新たに追加した電源制御部12と、電源部8'と、パルス波及び連続波発生回路3'とが前記図1に示した第1の実施形態と異なるのみで、他は図1と同じであるので、この部分の説明は省略する。

【0051】

図4において、電源部8'は、図1の電源+LV、-LV及び+HV、-HVに加えて後述の+LV'、-LV'を有し、電源制御部12により前記+HV、-HV電源と+LV'、-LV'電源とを切り替えて、これらの電源電圧をパルス波及び連続波発生時のパルス波発生回路及び連続波発生回路3'の直流電源とする。

【0052】

前記パルス波発生回路及び連続波発生回路3'は、図5に示すように、前記電源部8'から供給される低電圧電源+LV及び-LVで動作する高ゲイン・広帯域の第1の増幅器2aと、同じく前記電源部8'から供給される高電圧電源+HV及び-HV又は低電圧電源+LV'及び-LV'で動作するPチャンネルのPMOSFET2b1とNチャンネルのNMOSFET2b2とを組み合わせた第2の増幅器である相補型ソース接地増幅器2b'と、帰還回路2cとを備えて構成される。

【0053】

前記第1の増幅器2aは、前記図2に示した第1の増幅器と同じであるので、該第1の増幅器2aの回路構成及び動作の説明は省略し、ここでは第2の増幅器2b'について説明する。

【0054】

前記第2の増幅器2b'は、前記図2に示した第2の増幅器2bの電源電圧をパルス波発生時と連続波発生時とで切り替える切り替えスイッチ2b16と2b17を備え、前記図4の電源制御部12の制御により、パルス波の発生時には前記切り替えスイッチ2b16を+HV電源に、切り替えスイッチ2b17を-HV電源に接続して高電圧を供給し、連続波の発生時には前記切り替えスイッチ2b16を+LV'電源に、切り替えスイッチ2b17を-LV'電源に接続して低電圧を供給する。

【0055】

前記PチャンネルのPMOSFET2b1と前記NチャンネルのNMOSFET2b2のドレインD同士を直列に接続し、並列に接続されたコンデンサ2b3と抵抗2b4の並列接続体の一端を前記PMOSFET2b1のソースに接続し、前記並列接続体の他端を切り替えスイッチ2b16に接続し、さらに抵抗2b4よりも十分小さい抵抗値を持つ直列接続した抵抗2b14とダイオード2b15による直列接続体の該ダイオード2b15のアノードを前記低電圧電源+LV'に、前記抵抗2b14を前記PMOSFET2b1のソースに接続する。

【0056】

同様に、並列に接続したコンデンサ2b5と抵抗2b6の並列接続体の一端を前記NMOSFET2b2のソースに接続し、前記並列接続体の他端を前記切り替えスイッチ2b17に接続し、さらに抵抗2b6よりも十分に小さい抵抗値を持つ直列に接続した抵抗2b12とダイオード2b13によ

10

20

30

40

50

る直列接続体の該ダイオード2b13のカソードを前記低電圧電源 - LV' に、前記抵抗2b12を前記NMOSFET2b2のソースに接続する。

【0057】

さらに、PMOSFET2b1とNMOSFET2b2の特性差によるアイドリング電流の差の電流が前記抵抗2b11(図2に図示)に流れることによって生じる出力電圧に表れる不要な直流電圧レベルは、大きなアイドリング電流が流れる回路構成の場合、その影響が顕著に現れて出力電圧が制限される可能性があるので、これを防ぐために、図5に示すように、出力端と接地間に前記抵抗2b11に替えてインダクタ2b18を設けることが望ましい。

このインダクタ2b18は、直流信号に対して小さなインピーダンスを持つので、直流成分であるアイドリング差電流に対しては不要な直流電圧はほとんど発生しない。一方、交流信号に対しては、インダクタ2b18が十分に大きなインピーダンスを持つため、負荷として接続される超音波探触子のインピーダンスが支配的となり、十分な振幅を持つ送波信号を出力することが可能となる。

【0058】

その他、PMOSFET2b1とNMOSFET2b2のゲート回路及びバイアス回路は前記図2の第1の実施形態と同様であるので、これらの回路構成及び動作の説明は省略する。

【0059】

以上のように構成された本発明の第2の実施形態におけるパルス波発生回路及び連続波発生回路3'は、以下のように動作して高調波成分が低減された歪のない出力波形とすることができる。

【0060】

(1)パルス波発生の場合

操作部2からの操作指令により電源制御部12は、切り替え器2b16を+HV電源に、2b17を-HV電源に接続してパルス波発生回路を構成する。

このようにして構成されたパルス波発生回路は、前記第1の実施形態の図2と同一の回路構成となり、その動作も同じであるのでこれらの説明は省略する。

【0061】

(2)連続波発生の場合

操作部2からの操作指令により電源制御部12は、切り替え器2b16を+LV'電源に、2b17を-LV'電源に接続して、前記パルス波発生回路よりも低い電圧で動作する連続波発生回路を構成する。

【0062】

このように構成された連続波発生回路において、第1の広帯域・高ゲイン増幅器2aは、前記パルス波発生時と同一の回路構成となり、また第2の増幅器2b'のバイアス回路もパルス波発生時と同一で、異なるのはPMOSFET2b1及びNMOSFET2b2側の出力側のみで、かつPMOSFET2b1側とNMOSFET2b2側は対称に動作するので、ここではNMOSFET2b2側について説明する。

【0063】

このNMOSFET2b2側の回路は、新たに設けた抵抗2b12と高耐圧ダイオード2b13を直列に接続し、該ダイオード2b13のカソードを-LV'電源に接続し、前記抵抗の他端をNMOSFET2b2のソースに接続して成る。

すなわち、前記の通り、切り替えスイッチ2b17を-LV'電源に接続した場合、抵抗2b6と抵抗2b12は並列に接続された状態となる。

ここで、該抵抗2b12の抵抗値を十分に小さな値、すなわち入力交流信号の半周期中にコンデンサ2b5に蓄積された電荷を放電させるに十分な時定数に設定することにより、該コンデンサ2b5に蓄積された電荷は主に抵抗2b12を介して放電され、前記ドループ現象を無くすることが可能となる。

【0064】

言い換えると、連続波の送波を行う際には、NMOSFET2b2のソースに接続される抵抗を低抵抗に切り替えることで放電時定数を小さくして入力交流信号の半周期中に前記コンデン

10

20

30

40

50

サ2b5に蓄積された電荷を放電させることにより、NMOSFET2b2のゲートGとソースS間の電圧VGSが時間と共に低下することによって発生するドループ現象を無くすることが可能となり、これによって出力電圧の振幅が減衰するという問題を解消することができる。

【0065】

以上のように、パルス波発生回路と連続波発生回路を共用化することによって回路が小型となり、超音波診断装置の特長の一つである可搬性が向上する。

また、パルス波及び連続波に含まれる高調波成分が低減し、生体への熱作用の問題、マイクロバブルもしくは被検体内の超音波伝播の非線形性を利用した新しい超音波撮像法における画質向上に寄与する超音波診断装置とすることができる。

【0066】

《第2の実施形態の変形例》

図6に、連続波発生時にドループ現象を無くして連続波を出力することができる第2の実施形態の変形例を示す。

この図6の変形例は、PMOSFET2b1側とNMOSFET2b2側とは電源の極性が異なるが、他は同じ構成であるので、ここではNMOSFET2b2側について説明する。

【0067】

このNMOSFET2b2側の回路は、新たに設けた抵抗2b20を抵抗2b6に直列に接続し、これらの接続点に新たに設けたバイポーラトランジスタ2b22のベースを接続し、前記直列接続の抵抗2b6と抵抗2b20の両端に前記バイポーラトランジスタ2b22のコレクタとエミッタを接続して、このトランジスタ2b22のコレクタをNMOSFET2b2のソースSに、該トランジスタ2b22のエミッタを - HV電源と - LV' 電源を切り替える切り替えスイッチ2b17に接続する。

【0068】

前記抵抗2b6及び抵抗2b20の抵抗値は、該抵抗2b20の両端にかかる直流電圧がバイポーラトランジスタ2b22のベース-エミッタ間の閾値電圧以下となる値に設定する。これにより、NMOS FET2b2のゲートに交流信号が無入力の状態においては、前記バイポーラトランジスタ2b22は非導通状態であり、直流のアイドル電流は抵抗2b6及び抵抗2b20により制限される。

そして、NMOS FET2b2のゲートに交流信号が入力されると、NMOSFET2b2は、該交流入力信号の正の半周期にコンデンサ2b5を介してベース電流が流れ、バイポーラトランジスタ2b22は導通状態となって低抵抗となり、第2の増幅器2b'' はソース接地増幅器となる。

【0069】

このように、コンデンサ2b5にはベース電流しか流れないために電荷の蓄積がほとんど無く、ゲートとソース間の電圧VGSが時間と共に低下する現象が生じないため、ドループ現象の問題を解消することができる。

【0070】

そして、PMOSFET2b1側についても、前記NMOSFET2b2側と同様のソース接地増幅器を構成し、これらのPMOSFET2b1側の回路とNMOSFET2b2側の回路に切り替えスイッチ2b16及び2b17と高電圧電源±HV及び低電圧電源±LV' を付加し、このように構成された回路の前段に前記第1の増幅器2aを設けてパルス波発生回路と連続波発生回路とを共用化することができる、前記図5のパルス波発生回路及び連続波発生回路と同様の効果を得ることができる。

【0071】

《第2の実施形態の他の変形例》

図7は、パルス波発生時と連続波発生時でトータルゲインを変える場合の本発明の第2の実施形態の他の変形例で、前記図5の回路の第1の増幅器2aに、抵抗2c4と切り替えスイッチ2c5とを付加した構成で、前記抵抗2c4の一端を図示の入力端子に接続し、該抵抗2c4の他端を前記切り替えスイッチ2c5の一方の切り替え端子に接続し、該切り替えスイッチ2c5のもう一方の切り替え端子に前記抵抗2c1の一端を接続する。

そして、前記切り替えスイッチ2c5の共通の切り替え端子を前記演算増幅器2a1の+入力端子に接続して成る。

【0072】

10

20

30

40

50

この構成のパルス波及び連続波発生回路において、トータルゲインは演算増幅器2a1の入力側の抵抗2c1、2c4と帰還抵抗2c2の大きさで決定され、これらの抵抗の値を適宜に設定することによりパルス波発生時と連続波発生時のゲインを所望のゲインにすることができる。

【0073】

すなわち、前記切り替えスイッチ2c5を抵抗2c1側に接続した場合のトータルゲインは $-2c2/2c1$ となり、前記切り替えスイッチ2c5を抵抗2c4側に接続した場合のトータルゲインは、 $-2c2/2c4$ となる。

このように、演算増幅器2a1の+入力側の抵抗2c1、2c4と帰還抵抗2c2の大きさを任意に設定することによってパルス波発生時と連続波発生時で所望のトータルゲインにすることができる。

10

【0074】

以上、本発明について種々の実施形態について述べたが、本発明はこれらの実施形態に限定するものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲で以下のように種々変更可能である。

(1)第1の実施形態の図2の回路は、ドループ現象及び高電圧電源使用に伴う回路の発熱が問題にならない範囲で使用する場合は連続波発生回路にも使用できる。この場合、第2の増幅器2bの電源電圧を低電圧とすることにより回路の電力損失を低減することができる。

【0075】

(2)さらに、前記(1)に図5の回路の抵抗2b12及び抵抗2b14と高耐圧ダイオード2b13及び2b15の回路を付加すること、あるいは前記(1)に図6の回路の抵抗2b19及び抵抗2b20とトランジスタ2b21及び2b22の回路を付加することにより、ドループ現象が生じないパルス波発生回路又は連続波発生回路とすることができる。

20

【0076】

(3)さらに、前記(2)に図3のゲイン可変手段を付加することにより、用途に対応したトータルゲインのパルス波発生回路又は連続波発生回路とすることができる。

【0077】

(4)さらに、第1の実施形態の図2、図3の回路及び前記(1)、(2)、(3)の回路の出力端子と接地間に直流信号に対しては低インピーダンスとなり、交流信号に対しては高インピーダンスとなるインピーダンスを接続することにより、PMOSFET2b1とNMOSFET2b2の特性差によるアイドリング電流の差によって生じる出力電圧に現れる不要な直流電圧レベルによる出力電圧の制限を無くすることができる。

30

【0078】

(5)前記第2の実施形態の変形例の図6の回路に図7のゲイン可変手段を付加することにより、パルス波発生時と連続波発生時でトータルゲインを変更することができる。さらに、同様のゲイン可変手段をパルス波発生時、あるいは連続波発生時でそれぞれの用途に対応してトータルゲインを設定することができる。

【0079】

なお、第1の増幅器に演算増幅器を用いたが、負帰還可能な広帯域・高ゲインの増幅器であればどのような増幅器でも良く、また第2の増幅器においもソース接地のMOSFETに限定するものではなく、トランジスタや他の半導体を用いた相補型増幅器でも良い。

40

さらに、上記実施形態の直流電源+HV、-HVと+LV'、-LV'は正負の電圧が同じである必要はなく、前記直流電源+HV、-HVは第2の増幅器の出力電圧の中心レベルに対して正の極性と負の極性を有する直流電源でも良く、前記直流電源+LV'、-LV'は前記直流電源+HV、-HVよりも低い電圧であって前記第2の増幅器の出力電圧の中心レベルに対して正の極性と負の極性を有する直流電源でも良い。

【図面の簡単な説明】

【0080】

【図1】本発明の第1の実施形態における高調波を低減するパルス波発生回路を備えた超音波診断装置の全体構成図。

50

【図2】本発明の第1の実施形態におけるパルス波発生回路図。

【図3】本発明の第1の実施形態におけるパルス波発生回路の変形例。

【図4】本発明の第2の実施形態における高調波を低減するパルス波発生回路と連続波発生回路を共用化した超音波診断装置の全体構成図。

【図5】本発明の第2の実施形態におけるパルス波発生回路と連続波発生回路を共用化した回路図。

【図6】本発明の第2の実施形態におけるパルス波発生回路と連続波発生回路を共用化した回路の変形例。

【図7】本発明の第2の実施形態におけるパルス波発生回路と連続波発生回路を共用化した回路の他の変形例。

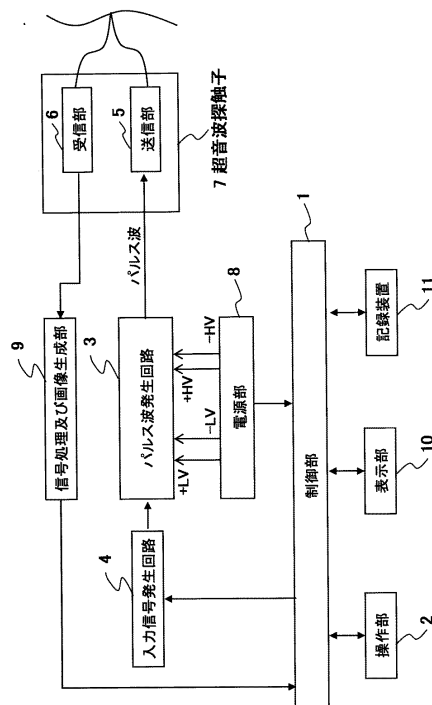
【符号の説明】

【0081】

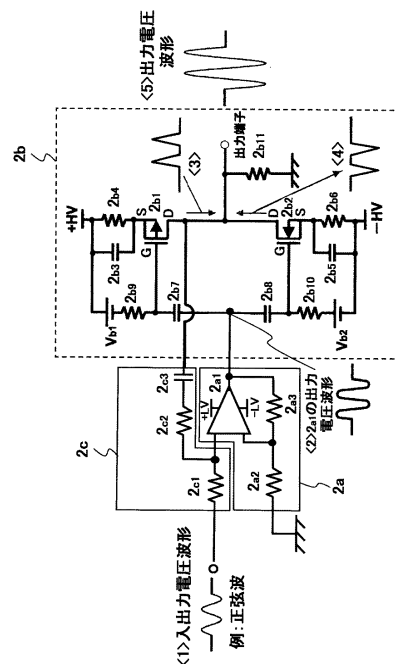
1 制御部、2 操作部、2a 第1の増幅器、2a1 演算増幅器、2c 帰還回路、2c2 負帰還用抵抗、2c3 負帰還用コンデンサ、2c5 ゲイン切り替えスイッチ、2b、2b'、2b''

第2の増幅器、2b1 PチャンネルMOSFET、2b2 NチャンネルMOSFET、2b4、2b6 アイドリング電流抑制抵抗、2b3、2b5 高周波接地用コンデンサ、2b7、2b8 デカップリングコンデンサ、2b13、2b15 高耐圧ダイオード、2b16、2b17 電源切り替えスイッチ、2b18 インダクタ、2b21、2b22 パイポラトランジスタ、3 パルス波発生回路、3' パルス波及び連続波発生回路、4 入力信号発生回路、5 送信部、6 受信部、7 超音波探触子、8、8' 電源部、9 信号処理及び画像生成部、10 表示部、11 記録装置、12 電源制御部、 $\pm LV$ 第1の増幅器の低電圧直流電源、 $\pm LV'$ 第2の増幅器の低電圧直流電源、 $\pm HV$ 第2の増幅器の高電圧直流電源

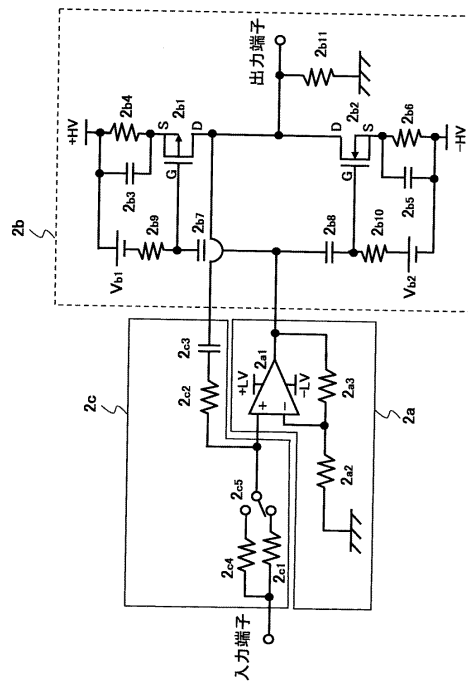
【図1】



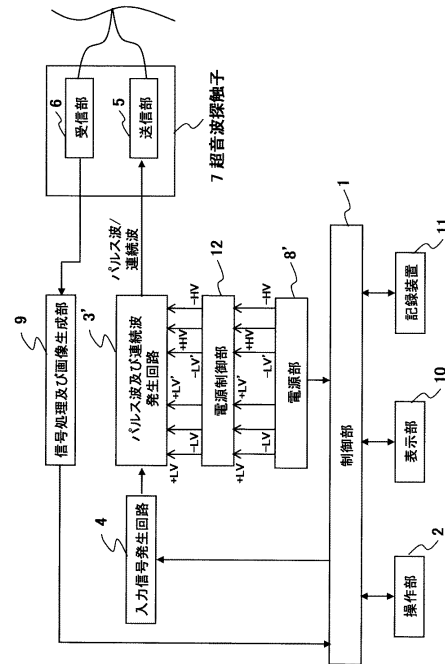
【図2】



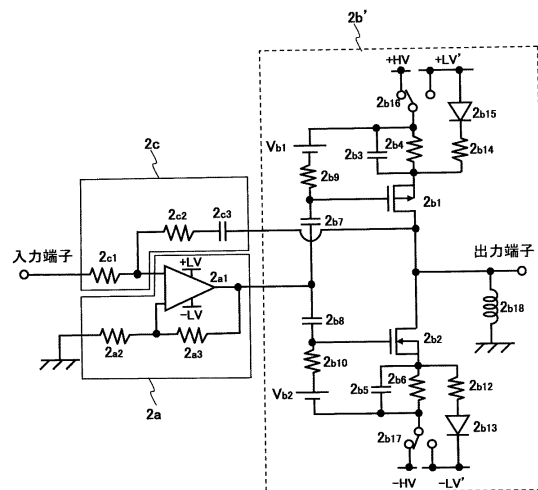
【 図 3 】



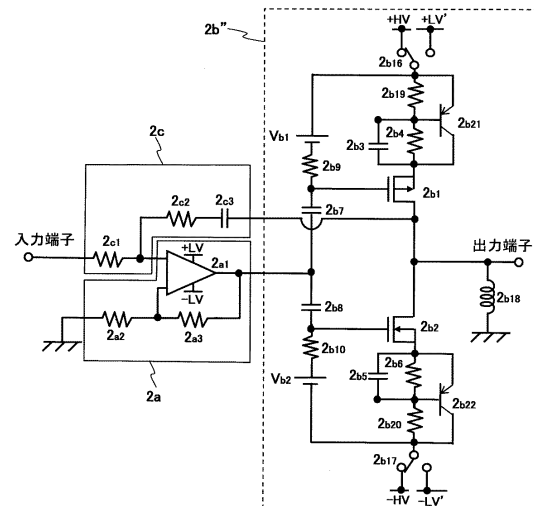
【 図 4 】



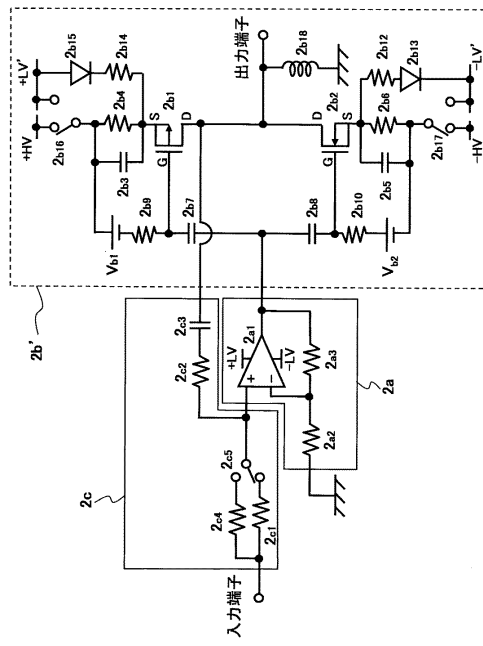
【 図 5 】



【 図 6 】



【図 7】



フロントページの続き

(72)発明者 麻殖生 健二
東京都杉並区宮前2 - 17 - 18

審査官 富永 昌彦

(56)参考文献 特開2001 - 046370 (JP, A)
特開平06 - 014921 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
A61B 8 / 00

专利名称(译)	超声诊断设备		
公开(公告)号	JP4956211B2	公开(公告)日	2012-06-20
申请号	JP2007027563	申请日	2007-02-07
[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	神原 宏介 鈴木 篤史 岸 伸一郎 麻殖生 健二		
发明人	神原 宏介 鈴木 篤史 岸 伸一郎 麻殖生 健二		
IPC分类号	A61B8/00		
FI分类号	A61B8/00 A61B8/14		
F-TERM分类号	4C601/DE02 4C601/DE03 4C601/DE08 4C601/EE04 4C601/EE13 4C601/HH03 4C601/HH04 4C601/HH05 4C601/HH06 4C601/KK12 4C601/KK13		
其他公开文献	JP2008188321A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种使用脉冲波发生电路或连续波发生电路的超声波诊断装置，该电路能够减少要使用的频带的整个区域中的高次谐波，并且能够通过使能够小型化的超声波诊断装置脉冲波发生电路也用作连续波发生电路，这两种电路都能够减少共同使用的高次谐波。

ΣSOLUTION：脉冲波发生电路或连续波发生电路包括：运算放大器2a1的第一放大器2a;第二放大器2b由直流电源±HV操作，其正极性和负极性相对于输出电压的中心电平，用于放大第一放大器2a的输出;用于负反馈的AC负反馈装置2c用于负反馈，用于执行第二放大器2b的输出电压到第一放大器2a的AC负反馈和用于负反馈的电容器2c3。

