

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4615142号

(P4615142)

(45) 発行日 平成23年1月19日 (2011. 1. 19)

(24) 登録日 平成22年10月29日 (2010. 10. 29)

(51) Int. Cl.

F 1

A 6 1 B 8/00 (2006. 01)

A 6 1 B 8/00

G 0 1 N 29/22 (2006. 01)

G 0 1 N 29/22

請求項の数 9 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2001-127787 (P2001-127787)	(73) 特許権者	300019238
(22) 出願日	平成13年4月25日 (2001. 4. 25)		ジーイー・メディカル・システムズ・グローバル・テクノロジー・カンパニー・エルエルシー
(65) 公開番号	特開2002-330962 (P2002-330962A)		アメリカ合衆国・ウィスコンシン州・53188・ワウケシャ・ノース・グランドビュー・ブルバード・ダブリュー・710・3000
(43) 公開日	平成14年11月19日 (2002. 11. 19)	(74) 代理人	100095511
審査請求日	平成20年2月12日 (2008. 2. 12)		弁理士 有近 紳志郎
		(72) 発明者	増島 史征
			東京都日野市旭ヶ丘4丁目7番地の127 ジーイー横河メディカルシステム株式会社 社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波振動子駆動回路および超音波診断装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第1電圧とそれより低い第2電圧とを切り換えて供給しうる電源手段と、前記電源手段に第1端を接続された抵抗器と、前記抵抗器の第1端側と接地の間に介設されたコンデンサと、前記抵抗器の第2端と接地の間に介設されたトランジスタと、非駆動時は電流を流さず第1電圧が供給されている駆動時は第1電流をパルス状に流し第2電圧が供給されている駆動時は第2電流をパルス状に流すように前記トランジスタを制御し前記第1電圧から前記第2電圧へ切り換えられた直後の所定時間は放電電流を流すように前記トランジスタを制御する制御手段とを有する駆動回路を具備したことを特徴とする超音波振動子駆動回路。

【請求項 2】

第1電圧とそれより低い第2電圧とを切り換えて供給しうる電源手段と、前記電源手段に第1端を接続された抵抗器と、前記抵抗器の第1端側と接地の間に介設されたコンデンサと、前記抵抗器の第2端と接地の間に介設されたトランジスタと、非駆動時は電流を流さず第1電圧が供給されている駆動時は第1電流をパルス状に流し第2電圧が供給されている駆動時は前記第1電流より小さい第2電流をパルス状に流すように前記トランジスタを制御し前記第1電圧から前記第2電圧へ切り換えられた直後の所定時間は前記第2電流より大きい放電電流を流すように前記トランジスタを制御する制御手段とを有する第1駆動回路と、前記第1駆動回路と同構成の第2駆動回路と、前記第1駆動回路の抵抗器の第2端側と前記第2駆動回路の抵抗器の第2端側との差分成分で超音波振動子をパルス駆動

する差動出力手段とを具備したことを特徴とする超音波振動子駆動回路。

【請求項 3】

第 1 電圧とそれより低い第 2 電圧とを切り換えて供給しうる電源手段と、前記電源手段に第 1 端を接続された抵抗器と、前記抵抗器の第 1 端側と接地の間に介設されたコンデンサと、前記抵抗器の第 2 端と接地の間に介設されたトランジスタと、非駆動時は電流を流さず第 1 電圧が供給されている駆動時は第 1 電流をパルス状に流し第 2 電圧が供給されている駆動時は前記第 1 電流より小さい第 2 電流をパルス状に流すように前記トランジスタを制御し前記第 1 電圧から前記第 2 電圧へ切り換えられた直後の所定時間は前記第 2 電流より大きい放電電流を流すように前記トランジスタを制御する制御手段とを有する第 1 駆動回路と、前記第 1 駆動回路と同構成の第 2 駆動回路と、接地と前記第 1 駆動回路の抵抗器の第 2 端側の間に介設された 1 次巻線と、前記第 2 駆動回路の抵抗器の第 2 端側と接地の間に介設された 2 次巻線と、前記 1 次巻線への入力信号および前記 2 次巻線への入力信号の差分成分を誘起して該誘起信号により超音波振動子をパルス駆動する 3 次巻線とを具備したことを特徴とする超音波振動子駆動回路。

10

【請求項 4】

請求項 3 に記載の超音波振動子駆動回路において、前記 3 次巻線は、前記 1 次巻線への入力信号に対して正極性出力を行い、前記 2 次巻線への入力信号に対して負極性出力を行うことを特徴とする超音波振動子駆動回路。

【請求項 5】

請求項 3 または請求項 4 に記載の超音波振動子駆動回路において、前記第 1 駆動回路の抵抗器の第 2 端と前記 1 次巻線との間、および、前記第 2 駆動回路の抵抗器の第 2 端と前記 2 次巻線との間に結合コンデンサをそれぞれ介設したことを特徴とする超音波振動子駆動回路。

20

【請求項 6】

請求項 2 から請求項 5 のいずれかに記載の超音波振動子駆動回路において、前記第 1 駆動回路の駆動時に前記第 2 駆動回路を非駆動とすることで、前記超音波振動子を単極性パルス駆動することを特徴とする超音波振動子駆動回路。

【請求項 7】

請求項 2 から請求項 6 のいずれかに記載の超音波振動子駆動回路において、前記第 1 駆動回路の駆動時にパルス状に流れる電流から僅かにずれたタイミングで、前記第 2 駆動回路にパルス状の電流が流れるようにすることで、前記超音波振動子を両極性パルス駆動することを特徴とする超音波振動子駆動回路。

30

【請求項 8】

請求項 2 から請求項 7 のいずれかに記載の超音波振動子駆動回路において、前記第 1 駆動回路および前記第 2 駆動回路の制御手段は、前記第 1 電圧から前記第 2 電圧へ切り換えられた直後の所定時間は前記トランジスタを完全に導通させるように制御することを特徴とする超音波振動子駆動回路。

【請求項 9】

請求項 1 から請求項 8 のいずれかに記載の超音波振動子駆動回路と、前記超音波振動子駆動回路によりパルス駆動される超音波振動子が内設された超音波探触子とを具備したことを特徴とする超音波診断装置。

40

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、超音波振動子駆動回路および超音波診断装置に関し、さらに詳しくは、第 1 電圧からそれより低い第 2 電圧に切り換えて超音波振動子を駆動する際の待機時間を簡単な構成で短縮できるようにした超音波振動子駆動回路および超音波診断装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

図 7 は、従来の超音波振動子駆動回路の一例である。

50

この超音波振動子駆動回路50は、第1電圧V_Hとそれより低い第2電圧V_Lとを電圧切換信号V_Sに応じて切り換えて供給する電源切換スイッチS_wと、その電源切換スイッチS_wと接地の間に介設された電源側トランジスタT_{ra}および接地側トランジスタT_{rb}と、前記電源側トランジスタT_{ra}の電源切換スイッチS_w側と接地の間に介設されたコンデンサC₁と、そのコンデンサC₁と前記電源切換スイッチS_wの間に介在するインダクタンスL（高周波カット用フィルタのインダクタンス等）と、前記コンデンサC₁と接地の間に介設された放電用トランジスタT_{ro}および放電抵抗器Rと、前記電圧切換信号V_Sに応じて前記トランジスタT_{ro}を制御する放電制御回路52と、送波パルス信号S_Pに応じて前記トランジスタT_{ra}、T_{rb}を制御するゲート制御回路51とを具備してなり、前記電源側トランジスタT_{ra}と接地側トランジスタT_{rb}の間から結合コンデンサC_cを介して超音波振動子Eをパルス駆動する。

10

【0003】

前記第1電圧V_Hおよび第2電圧V_Lは、図示せぬ電源回路から供給される。

また、前記電圧切換信号V_Sおよび送波パルス信号S_Pは、図示せぬ制御回路から入力される。

【0004】

図8は、前記ゲート制御回路51の動作を示すフロー図である。

ステップS21では、図9に示すように、送波パルス信号S_Pが入力されない非駆動時は、電源側トランジスタT_{ra}のゲート電圧V_{ta}を“V_{off}”にして電源側トランジスタT_{ra}を遮断させ、接地側トランジスタT_{rb}のゲート電圧V_{tb}を“V_{on}”にして接地側トランジスタT_{rb}を導通させる。そして、送波パルス信号S_Pが入力されたパルス駆動時は、電源側トランジスタT_{ra}のゲート電圧V_{ta}を“V_{on}”にして電源側トランジスタT_{ra}を導通させ、接地側トランジスタT_{rb}のゲート電圧V_{tb}を“V_{off}”にして接地側トランジスタT_{rb}を遮断させる。これにより、電圧切換信号V_Sが第1電圧V_Hを選択している時はパルス高さV_o' = V_Hの駆動パルスで超音波振動子Eが駆動され、電圧切換信号V_Sが第2電圧V_Lを選択している時はパルス高さV_o' = V_Lの駆動パルスで超音波振動子Eが駆動される。

20

【0005】

ステップS22では、電圧切換信号V_Sが第1電圧V_Hから第2電圧V_Lへ選択を切り換えた時以外は前記ステップS21に戻り、切り換えたときはステップS63へ進む。

30

【0006】

ステップS63では、図9に示すように、放電用トランジスタT_{ro}のゲート電圧V_{to}を“V_{on}”にして放電用トランジスタT_{ro}を導通させる。これにより、コンデンサC₁に蓄積された電荷が、トランジスタT_{ro}および放電抵抗器Rを介して放電される（インダクタンスLがあるため、電源切換スイッチS_w側へは実質的に放電しない）。そして、コンデンサC₁の電圧が第2電圧V_Lまで低下すると、ゲート電圧V_{to}を“V_{off}”にする。そして、前記ステップS21に戻る。

【0007】**【発明が解決しようとする課題】**

上記従来の超音波振動子駆動回路50では、コンデンサC₁に蓄積された電荷を放電するための特別な放電回路（52、T_{ro}、R）があるため放電時間 τ' を短縮でき、待機時間が短くて済むが、構成が複雑になる問題点がある。

40

そこで、本発明の目的は、簡単な構成により、第1電圧からそれより低い第2電圧に切り換えて超音波振動子を駆動する際の待機時間を短縮することが出来る超音波振動子駆動回路および超音波診断装置を提供することにある。

【0008】**【課題を解決するための手段】**

第1の観点では、本発明は、第1電圧とそれより低い第2電圧とを切り換えて供給しうる電源手段と、前記電源手段に第1端を接続された抵抗器と、前記抵抗器の第1端側と接地の間に介設されたコンデンサと、前記抵抗器の第2端と接地の間に介設されたトランジス

50

たと、非駆動時は電流を流さず第1電圧が供給されている駆動時は第1電流をパルス状に流し第2電圧が供給されている駆動時は前記第1電流より小さい第2電流をパルス状に流すように前記トランジスタを制御し前記第1電圧から前記第2電圧へ切り換えられた直後の所定時間は前記第2電流より大きい放電電流を流すように前記トランジスタを制御する制御手段とを有する第1駆動回路と、前記第1駆動回路と同構成の第2駆動回路と、前記第1駆動回路の抵抗器の第2端側と前記第2駆動回路の抵抗器の第2端側との差分成分で超音波振動子をパルス駆動する差動出力手段とを具備したことを特徴とする超音波振動子駆動回路を提供する。

上記第1の観点による超音波振動子駆動回路では、第1駆動回路および第2駆動回路において、第1電圧から第2電圧へ切り換えられた直後の所定時間は、第2電圧に合わせた第2電流ではなく、それより大きい放電電流を流すようにトランジスタを制御する。このため、放電時間を短縮でき、待機時間が短くて済む。また、特別な放電回路が必要なく、構成が簡単で済む。

また、放電時に第1駆動回路の抵抗器の第2端側と第2駆動回路の抵抗器の第2端側とに共通に現れる微分波形は差動出力手段で相殺され、パルス駆動に必要な信号だけが超音波振動子へ出力されるので、不必要な送波がなされることを阻止できる。このため、音場の乱れを低減することが可能となり、高レベル送波と低レベル送波とを組み合わせた複合モード時のリアルタイム性（フレームレート）を高くすることが出来る。また、被検体や超音波探触子に加わる負担を軽減できる。

【0009】

第2の観点では、本発明は、第1電圧とそれより低い第2電圧とを切り換えて供給しうる電源手段と、前記電源手段に第1端を接続された抵抗器と、前記抵抗器の第1端側と接地の間に介設されたコンデンサと、前記抵抗器の第2端と接地の間に介設されたトランジスタと、非駆動時は電流を流さず第1電圧が供給されている駆動時は第1電流をパルス状に流し第2電圧が供給されている駆動時は前記第1電流より小さい第2電流をパルス状に流すように前記トランジスタを制御し前記第1電圧から前記第2電圧へ切り換えられた直後の所定時間は前記第2電流より大きい放電電流を流すように前記トランジスタを制御する制御手段とを有する第1駆動回路と、前記第1駆動回路と同構成の第2駆動回路と、接地と前記第1駆動回路の抵抗器の第2端側の間に介設された1次巻線と、前記第2駆動回路の抵抗器の第2端側と接地の間に介設された2次巻線と、前記1次巻線への入力信号および前記2次巻線への入力信号の差分成分を誘起して該誘起信号により超音波振動子をパルス駆動する3次巻線とを具備したことを特徴とする超音波振動子駆動回路を提供する。

上記第2の観点による超音波振動子駆動回路では、1次巻線への入力信号と、2次巻線への入力信号との差分成分を3次巻線に誘起せしめるので、回路的に簡単である。

【0010】

第3の観点では、本発明は、上記構成の超音波振動子駆動回路において、前記3次巻線は、前記1次巻線への入力信号に対して正極性出力を行い、前記2次巻線への入力信号に対して負極性出力を行うことを特徴とする超音波振動子駆動回路を提供する。

上記第3の観点による超音波振動子駆動回路では、3次巻線が、1次巻線入力に対して正極性すなわち同相の信号を出力し、2次巻線入力に対して負極性すなわち逆相の信号を出力するように、巻回の向きや配置を決めることで、超音波振動子への出力段に3巻線タイプのトランス（transformer）を採用できるようになる。

【0011】

第4の観点では、本発明は、上記構成の超音波振動子駆動回路において、前記第1駆動回路の抵抗器の第2端と前記1次巻線との間、および、前記第2駆動回路の抵抗器の第2端と前記2次巻線との間に結合コンデンサをそれぞれ介設したことを特徴とする超音波振動子駆動回路を提供する。

上記第4の観点による超音波振動子駆動回路では、結合コンデンサを介設したので、パルス駆動に不要な直流成分が超音波振動子に加わることを阻止できる。

【0012】

第 5 の観点では、本発明は、上記構成の超音波振動子駆動回路において、前記第 1 駆動回路の駆動時に前記第 2 駆動回路を非駆動とすることで、前記超音波振動子を単極性パルス駆動することを特徴とする超音波振動子駆動回路を提供する。

上記第 5 の観点による超音波振動子駆動回路では、第 1 駆動回路の駆動時に第 2 駆動回路を非駆動とすることで、第 1 電圧から第 2 電圧へ切り換えられた直後に不必要な送波がなされることを阻止しつつ、超音波振動子を単極性パルス駆動できるようになる。

【0013】

第 6 の観点では、本発明は、上記構成の超音波振動子駆動回路において、前記第 1 駆動回路の駆動時にパルス状に流れる電流から僅かにずれたタイミングで、前記第 2 駆動回路にパルス状の電流が流れるようにすることで、前記超音波振動子を両極性パルス駆動することを特徴とする超音波振動子駆動回路を提供する。

10

上記第 6 の観点による超音波振動子駆動回路では、第 1 駆動回路とは僅かにずれたタイミングで、第 2 駆動回路にパルス状の電流が流れるようにすることで、第 1 電圧から第 2 電圧へ切り換えられた直後に不必要な送波がなされることを阻止しつつ、超音波振動子を両極性パルス駆動できるようになる。

【0014】

第 7 の観点では、本発明は、上記構成の超音波振動子駆動回路において、前記第 1 駆動回路および前記第 2 駆動回路の制御手段は、前記第 1 電圧から前記第 2 電圧へ切り換えられた直後の所定時間は前記トランジスタを完全に導通させるように制御することを特徴とする超音波振動子駆動回路を提供する。

20

上記第 7 の観点による超音波振動子駆動回路では、第 1 電圧から第 2 電圧へ切り換えられた直後の所定時間は、トランジスタを完全に導通させるように制御するので、コンデンサに蓄積された電荷をトランジスタを介して速やかに放電することが可能となる。このため、コンデンサの電圧が略第 2 電圧まで低下するまでの放電時間すなわち待機時間をさらに短縮できる。

【0015】

第 8 の観点では、本発明は、上記構成の超音波振動子駆動回路と、前記超音波振動子駆動回路によりパルス駆動される超音波振動子が内設された超音波探触子とを具備したことを特徴とする超音波診断装置を提供する。

上記第 8 の観点による超音波診断装置では、上記構成の超音波振動子駆動回路により超音波振動子を駆動するので、複合モード時のフレームレートを高くして、実質的に画質を向上できるようになる。

30

【0016】

【発明の実施の形態】

以下、図に示す実施の形態により本発明を詳細に説明する。なお、これにより本発明が限定されるものではない。

【0017】

図 1 は、本発明の一実施形態に係る超音波診断装置を示す構成図である。

この超音波診断装置 100 は、多数の超音波振動子 E が内設され且つそれらにより超音波パルスを被検体内へ送信すると共に該被検体内から超音波エコーを受信する超音波探触子 21 と、前記超音波振動子 E をパルス駆動する超音波振動子駆動回路 10 と、音線方向ごとの音線信号を生成する受信部 22 と、前記音線信号の強度やドプラ成分に基づいて B モード画像データや C F M (color Flow Mapping) 画像データを生成する D S C (Digital Scan Converter) 23 と、画像を表示する C R T (Cathode Ray Tube) 24 とを具備して構成されている。

40

なお、前記超音波振動子駆動回路 10 には、図示せぬ電源回路から第 1 電圧 V H とそれより低い第 2 電圧 V L が供給され、図示せぬ制御回路から電圧切換信号 V S および送波パルス信号 S P 1, S P 2 が入力される。

【0018】

図 2 は、前記超音波振動子駆動回路 10 を示す構成図である。

50

この超音波振動子駆動回路 10 において、第 1 駆動回路 11 は、前記第 1 電圧 V_H と第 2 電圧 V_L とを電圧切換信号 V_S に応じて切り換えて供給する電源切換スイッチ Sw と、その電源切換スイッチ Sw に第 1 端を接続された抵抗器 R_1 と、その抵抗器 R_1 の第 1 端側と接地の間に介設されたコンデンサ C_1 と、そのコンデンサ C_1 と前記電源切換スイッチ Sw の間に介在するインダクタンス L （高周波カット用フィルタのインダクタンス等）および逆流防止用ダイオード D_1 と、前記抵抗器 R_1 の第 2 端と接地の間に介設されたトランジスタ Tr_1 および抵抗器 R_2 と、前記電圧切換信号 V_S および前記送波パルス信号 SP_1 に応じて前記トランジスタ Tr_1 を制御するゲート制御回路 1 とを具備して構成されている。なお、前記抵抗器 R_1 、 R_2 は、耐圧や耐久性を高める見地から、電力用のタイプを採用することが好ましい。また、図示では、前記トランジスタ Tr_1 を FET（Field-Effect Transistor）としたが、通常のトランジスタ、すなわちバイポーラトランジスタ（bipolar transistor）を使用してもよい。

10

第 2 駆動回路 12 は、前記第 1 駆動回路 11 と同構成である（トランジスタ Tr_2 およびゲート制御回路 2 を具備する）。

【0019】

トランス 13 において、1 次巻線 M_1 の第 1 端は接地され、第 2 端は結合コンデンサ C_c を介して前記第 1 駆動回路 11 の抵抗器 R_1 の第 2 端に接続されている。

2 次巻線 M_2 の第 1 端は結合コンデンサ C_c を介して前記第 2 駆動回路 12 の抵抗器 R_1 の第 2 端に接続され、第 2 端は接地されている。

3 次巻線 M_3 の第 1 端は前記超音波振動子 E の一端が接続され、第 2 端は接地されている。前記超音波振動子 E の他端は接地されている。

20

図示のように、巻回の向きが同じ 1 次巻線 M_1 と 2 次巻線 M_2 とを 1 列に配置し、各巻線の逆側端子に信号を入力するので、3 次巻線 M_3 の端子間には、前記 1 次巻線 M_1 への入力に対して正極性かつ前記 2 次巻線 M_2 への入力に対して負極性の電圧が誘起され、出力電圧 V_o となる。

【0020】

図 3 は、前記超音波振動子駆動回路 10 が単極性パルス駆動を行う場合の前記ゲート制御回路 1 の動作を示すフロー図である。

ステップ S_1 では、図 4 に示すように、送波パルス信号 SP_1 が入力されない非駆動時は、ゲート電圧 V_{t1} を“0”にし、トランジスタ Tr_1 にドレイン電流 I_1 を流さない。そして、送波パルス信号 SP_1 が入力され且つ電圧切換信号 V_S が第 1 電圧 V_H を選択している時は、ゲート電圧 V_{t1} を“ v_h ”にし、トランジスタ Tr_1 に比較的大きな第 1 ドレイン電流 I_h を流す。

30

これにより、第 1 駆動電圧 V_{d1} に含まれるパルス高さ $V_1 = R_1 \cdot I_h$ の駆動パルスが、結合コンデンサ C_c を介して、前記 1 次巻線 M_1 の第 2 端へ入力される。

なお、このステップ S_1 の期間中、前記ゲート制御回路 2 には、送波パルス信号 SP_2 が入力されず、非駆動状態のままである。したがって、ゲート電圧 V_{t2} は“0”のままであり、トランジスタ Tr_2 にドレイン電流 I_2 は流れず、第 2 駆動電圧 V_{d2} は第 1 電圧 V_H のままである。

この結果、図 4 に示すように、出力電圧 V_o におけるパルス高さ $V_1 = R_1 \cdot I_h$ の駆動パルスすなわち単極性パルスで超音波振動子 E が駆動される。

40

【0021】

ステップ S_2 では、電圧切換信号 V_S が第 1 電圧 V_H から第 2 電圧 V_L へ選択を切り換えた時以外は前記ステップ S_1 に戻り、切り換えたときはステップ S_3 へ進む。

【0022】

ステップ S_3 では、図 4 に示すように、電圧切換信号 V_S が第 2 電圧 V_L を選択しているにもかかわらず、ゲート電圧 V_{t1} を“ v_x ”にする。ここで、“ v_x ”は、電圧切換信号 V_S が第 2 電圧 V_L を選択している時のゲート電圧 v_L よりも高い電圧であり、好ましくは電圧切換信号 V_S が第 1 電圧 V_H を選択している時のゲート電圧 v_h 以上の電圧であり、トランジスタ Tr_1 が完全に導通する“ V_{on} ”としてもよい。これにより、トランジ

50

スタ $T r 1$ にドレイン電流 $I x$ が流れ、コンデンサ $C 1$ に蓄積された電荷がトランジスタ $T r 1$ を介して放電される（インダクタンス L や逆流防止用ダイオード $D 1$ があるため、電源切換スイッチ $S w$ 側へは放電しない）。そして、コンデンサ $C 1$ の電圧が略第 2 電圧 $V L$ まで低下しうる規定時間 τ までゲート電圧 $V t 1$ を“ $v x$ ”に維持する。なお、電圧切換信号 $V S$ が第 1 電圧 $V H$ から第 2 電圧 $V L$ へ選択を切り換えてから次の送波パルス信号 $S P 1$ が入力されるまでの時間 T は、前記規定時間 τ よりも長い。

このとき、図 4 に示すように、第 1 駆動電圧 $V d 1$ と第 2 駆動電圧 $V d 2$ には、コンデンサ $C 1$ の放電による微分波形が共通に現れるので、3 次巻線 $M 3$ の出力電圧 $V o$ は“ 0 ”となる。

【0023】

ステップ $S 4$ では、規定時間 τ だけ待機し、規定時間 τ が経過したら前記ステップ $S 1$ に戻る。

【0024】

図 5 は、前記超音波振動子駆動回路 10 が両極性パルス駆動を行う場合の前記ゲート制御回路 1, 2 の動作を示すフロー図である。左側のフローは、前記ゲート制御回路 1 のフローである。右側のフローは、前記ゲート制御回路 2 のフローである。

ステップ $S 1 \sim S 4$ は、図 3 のステップ $S 1 \sim S 4$ と同じ処理である。したがって、図 6 に示すように、電圧切換信号 $V S$ と、送波パルス信号 $S P 1$ と、ゲート電圧 $V t 1$ と、ドレイン電流 $I 1$ と、供給電圧 $V s$ と、第 1 駆動電圧 $V d 1$ の各波形は、図 4 の各波形と同じである。

ステップ $S S 1$ では、図 6 に示すように、前記ゲート制御回路 2 は、送波パルス信号 $S P 2$ が入力されない非駆動時は、ゲート電圧 $V t 2$ を“ 0 ”にし、トランジスタ $T r 2$ にドレイン電流 $I 2$ を流さない。そして、送波パルス信号 $S P 2$ が入力され且つ電圧切換信号 $V S$ が第 1 電圧 $V H$ を選択している時は、ゲート電圧 $V t 2$ を“ $v h$ ”にし、トランジスタ $T r 2$ に比較的大きなドレイン電流 $I h$ を流す。なお、前記送波パルス信号 $S P 2$ のタイミングは、前記ゲート制御回路 1 に入力される送波パルス信号 $S P 1$ から僅かに遅れたタイミングである。

これにより、第 2 駆動電圧 $V d 2$ に含まれるパルス高さ $V 2 = R 1 \cdot I h$ の駆動パルスが、結合コンデンサ $C c$ を介して、前記 2 次巻線 $M 2$ の第 1 端へ入力される。

この結果、図 6 に示すように、出力電圧 $V o$ におけるパルス高さ $V 1 = R 1 \cdot I h$ の正極性パルスの直後にパルス高さ $V 2 = R 1 \cdot I h$ の負極性パルスが続く両極性パルスで超音波振動子 E が駆動される。

【0025】

ステップ $S S 2$ では、電圧切換信号 $V S$ が第 1 電圧 $V H$ から第 2 電圧 $V L$ へ選択を切り換えた時以外は前記ステップ $S S 1$ に戻り、切り換えたときはステップ $S S 3$ へ進む。

【0026】

ステップ $S S 3$ では、図 6 に示すように、電圧切換信号 $V S$ が第 2 電圧 $V L$ を選択しているにもかかわらず、ゲート電圧 $V t 2$ を“ $v x$ ”にする。この“ $v x$ ”は、上記図 3 のステップ $S 3$ における“ $v x$ ”と同等である（ただし、トランジスタ $T r 1$ をトランジスタ $T r 2$ と読み替えるものとする）。これにより、トランジスタ $T r 2$ にドレイン電流 $I x$ が流れ、コンデンサ $C 1$ に蓄積された電荷がトランジスタ $T r 2$ を介して放電される（インダクタンス L や逆流防止用ダイオード $D 1$ があるため、電源切換スイッチ $S w$ 側へは放電しない）。そして、コンデンサ $C 1$ の電圧が略第 2 電圧 $V L$ まで低下しうる規定時間 τ までゲート電圧 $V t 2$ を“ $v x$ ”に維持する。

このとき、図 6 に示すように、第 1 駆動電圧 $V d 1$ と第 2 駆動電圧 $V d 2$ には、コンデンサ $C 1$ の放電による微分波形が共通に現れるので、3 次巻線 $M 3$ の出力電圧 $V o$ は“ 0 ”となる。

【0027】

ステップ $S S 4$ では、規定時間 τ だけ待機し、規定時間 τ が経過したら前記ステップ $S 1$ に戻る。

10

20

30

40

50

【0028】

以上の超音波振動子駆動回路10によれば、第1駆動回路11および第2駆動回路12は、第1電圧V_Hから第2電圧V_Lへ切り換えられた直後の所定時間 τ について、第2電圧V_Lに合わせた第2電流I_Lではなく、それより大きい放電電流I_xを流すようにトランジスタTr1, Tr2を制御するから、放電時間を短縮でき、待機時間 τ が短くて済む。また、特別な放電回路が必要なく、構成が簡単で済む。また、放電時の微分波形を超音波振動子Eに印加せずに済む。

【0029】

また、以上の超音波診断装置100によれば、第1電圧V_Hから第2電圧V_Lへの切り替え時に不必要な送波を行わないので、複合モード時のリアルタイム性を高めることが出来る（これに対し、不必要な送波による音場の乱れがある場合には、それが終息するまで待機する必要がある）。

10

【0030】

なお、前記電圧切換信号V_Sが第1電圧V_Hを選択している時と第2電圧V_Lを選択している時とで単極性パルス駆動と両極性パルス駆動とを切り替えてもよい（単極性パルス駆動と両極性パルス駆動の先後は任意である）。

また、前記電源切換スイッチS_wの代わりに、オープン端子を経由して切り換わる構成のスイッチS_wを用い、第1電圧V_Hから第2電圧V_Lへと電圧を切り換える時、規定時間 τ だけオープン端子で待機してから第2電圧V_Lへと切り換えるようし、逆流防止用ダイオードD1を省略してもよい。

20

【0031】

【発明の効果】

本発明の超音波振動子駆動回路および超音波診断装置によれば、特別な放電回路の要らない簡単な構成になり、コストを低減できる。

また、第1電圧からそれより低い第2電圧に切り換えて超音波振動子を駆動する際に、音場が乱れないので、待機時間を短縮して高フレームレート化を図ることが可能となり、実質的に画質を向上できる。

さらに、単極性パルス駆動と両極性パルス駆動のいずれにも対応可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態に係る超音波診断装置を示す構成図である。

30

【図2】図1の超音波診断装置における超音波振動子駆動回路を示す構成図である。

【図3】図2の超音波振動子駆動回路の単極性パルス駆動時の動作制御を示すフロー図である。

【図4】図2の超音波振動子駆動回路における各部の波形図である。

【図5】図2の超音波振動子駆動回路の両極性パルス駆動時の制御動作を示すフロー図である。

【図6】図2の超音波振動子駆動回路における各部の別の波形図である。

【図7】従来の超音波振動子駆動回路の一例を示す構成図である。

【図8】図7の超音波振動子駆動回路の制御動作を示すフロー図である。

【図9】図7の超音波振動子駆動回路における各部の波形図である。

40

【符号の説明】

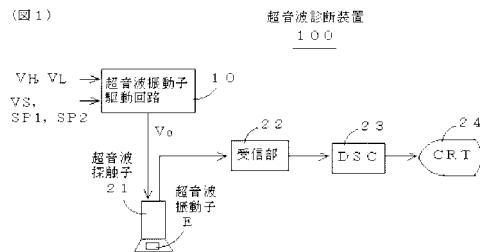
1, 2	ゲート制御回路
10	超音波振動子駆動回路
11	第1駆動回路
12	第2駆動回路
13	トランス
21	超音波探触子
100	超音波診断装置
E	超音波振動子
C1	コンデンサ

50

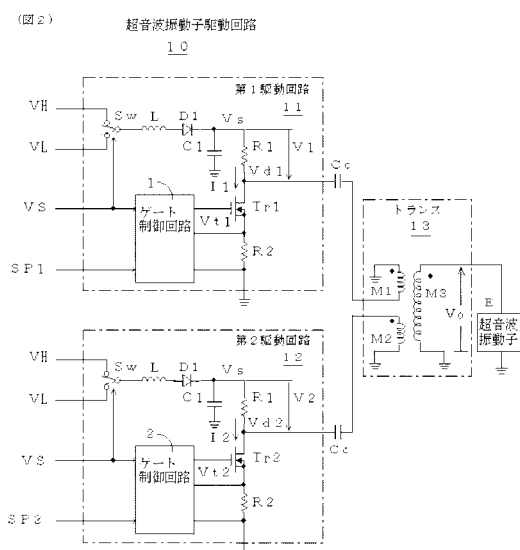
C c	結合コンデンサ
D 1	逆流防止用ダイオード
E	超音波振動子
I 1, I 2	ドレイン電流
L	インダクタンス
M 1	1次巻線
M 2	2次巻線
M 3	3次巻線
R 1, R 2	抵抗器
S P 1, S P 2	送波パルス信号
S w	電源切換スイッチ
T r 1, T r 2	トランジスタ
V d 1, V d 2	駆動電圧
V H	第1電圧
V L	第2電圧
V S	電圧切換信号
V 1, V 2	パルス高さ
V t 1, V t 2	ゲート電圧
V o	出力電圧

10

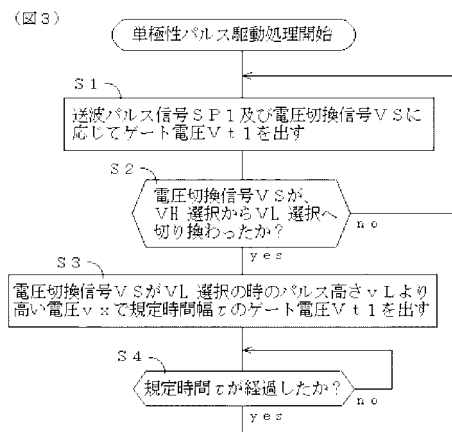
【図1】



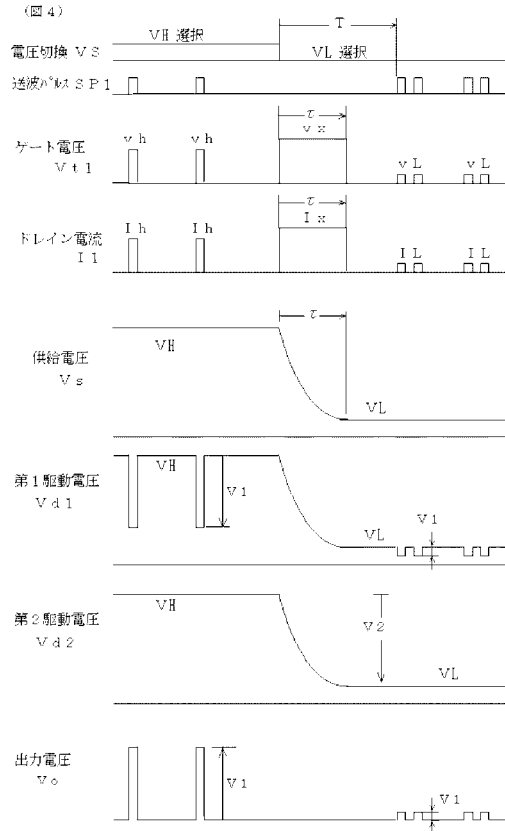
【図2】



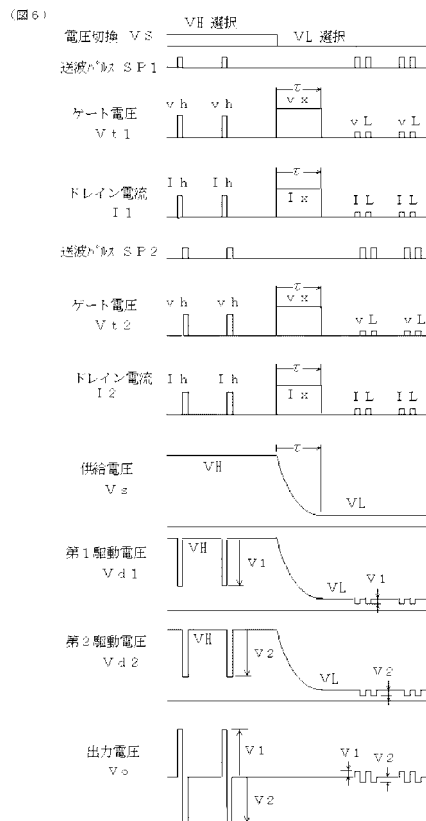
【図3】



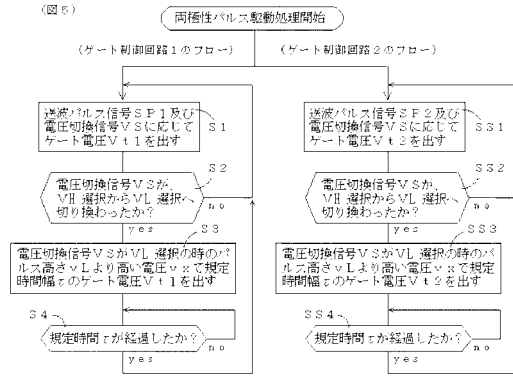
【図 4】



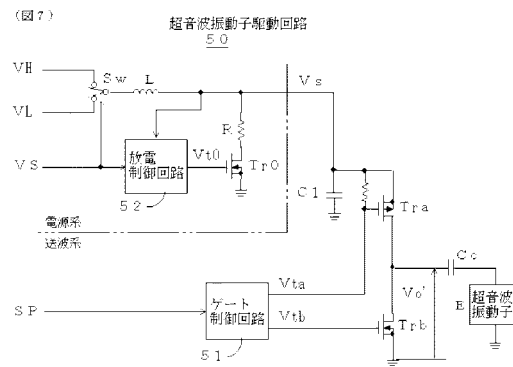
【図 6】



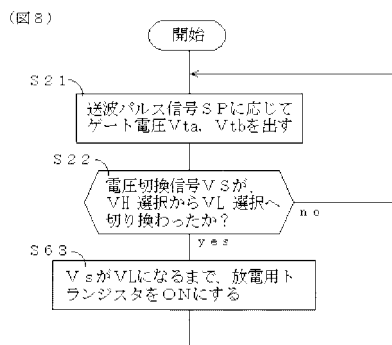
【図 5】



【図 7】

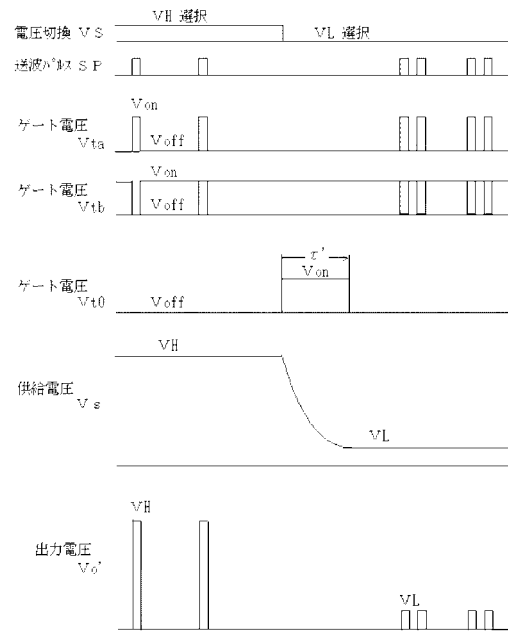


【図 8】



【図 9】

(図 9)



フロントページの続き

審査官 宮川 哲伸

- (56)参考文献 特許第4 3 4 3 4 1 6 (J P, B 2)
特開平1 1－2 9 0 3 2 1 (J P, A)
特開平2－9 9 0 4 2 (J P, A)
特開平2－4 4 2 7 3 (J P, A)
特開平7－2 3 1 2 4 7 (J P, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., D B名)

A61B 8/00

G01N 29/22

专利名称(译)	超声换能器驱动电路和超声诊断设备		
公开(公告)号	JP4615142B2	公开(公告)日	2011-01-19
申请号	JP2001127787	申请日	2001-04-25
申请(专利权)人(译)	GE医疗系统环球技术公司有限责任公司		
当前申请(专利权)人(译)	GE医疗系统环球技术公司有限责任公司		
[标]发明人	増島史征		
发明人	増島 史征		
IPC分类号	A61B8/00 G01N29/22		
FI分类号	A61B8/00 G01N29/22		
F-TERM分类号	2G047/CA01 2G047/EA14 2G047/EA16 2G047/GF09 2G047/GF13 4C301/AA01 4C301/EE15 4C301/EE17 4C301/HH01 4C301/HH02 4C601/EE12 4C601/EE14 4C601/HH04 4C601/HH05		
其他公开文献	JP2002330962A JP2002330962A5		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：通过简单配置从第一电压切换到低于第一电压的第二电压来缩短驱动超声换能器时的待机时间。 解决方案：在第一驱动电路11和第二驱动电路12中，紧接在从第一电压VH切换到第二电压VL之后的预定时间不是与第二电压VL匹配的第二电流而是第二电流并控制晶体管Tr1和Tr2，以便流过更大的放电电流。变压器13将输入到初级绕组M1的第一驱动电压Vd1（从电阻器R1取出的电压经由耦合电容器Cc）输出到正极性并输入到次级绕组M2。并且将输出负极性的第二驱动电压Vd2的第三绕组M3的电压Vo施加到超声换能器E。[效果]这是一种简单的结构，不需要特殊的放电电路，并且可以降低成本。可以实现高帧速率并显著提高图像质量。

