(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2011-30331
(P2011-30331A)
(43)公開日　平成23年2月10日(2011.2.10)

(51)Int.Cl.		F I			テーマコード（参考）
H02M 3/155	(2006.01)	H02M	3/155	F	4C601
A61B 8/00	(2006.01)	A61B	8/00		5H007
H02M 7/48	(2007.01)	H02M	7/48	E	5H730

審査請求 未請求　請求項の数 4　ＯＬ　（全 15 頁）

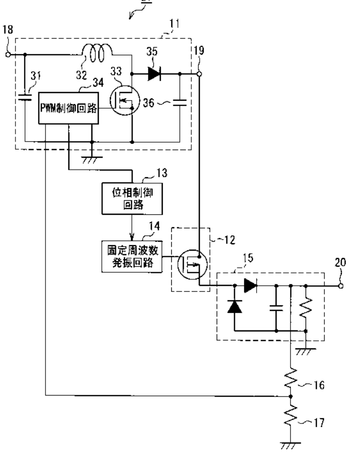
(21)出願番号　特願2009-172285 (P2009-172285)
(22)出願日　平成21年7月23日 (2009.7.23)

(71)出願人　000005821
パナソニック株式会社
大阪府門真市大字門真１００６番地
(74)代理人　110000040
特許業務法人池内・佐藤アンドパートナーズ
(72)発明者　杉ノ内　剛彦
愛媛県東温市南方２１３１番地１　パナソニック四国エレクトロニクス株式会社内

Ｆターム(参考)　4C601 DE14 EE04 HH01 LL40
5H007 AA07 BB00 CA02 CB02 CB06 CC12 DA06 DC05 EA02
5H730 AA04 AS00 BB14 BB86 DD04 EE06 EE59 FD01 FG05 FG06

(54)【発明の名称】超音波診断装置の駆動電源回路

(57)【要約】
【課題】
超音波振動子を駆動する送信回路に使用される電源のサージ電圧を低減することができる超音波診断装置の駆動電源回路を提供する。
【解決手段】
パルス電圧を生成するためのコンバータ内スイッチを有するＤＣ－ＤＣコンバータを備え、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力に基づいて、超音波振動子を駆動する電圧を出力する。ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をスイッチングする出力期間設定スイッチと、スイッチングされた電圧を昇圧整流し、昇圧整流した電圧を超音波振動子に供給する倍電圧整流回路と、出力期間設定スイッチをＯＮ、ＯＦＦする信号を出力する固定周波数発振回路と、コンバータ内スイッチにより生成されるパルスのエッジを含まない時間範囲内で、出力期間設定スイッチがＯＮ状態となるように、固定周波数発振回路から出力される信号の位相を調整する位相制御回路と、倍電圧整流回路の出力をＤＣ－ＤＣコンバータにフィードバックするループとを備える。



【特許請求の範囲】
【請求項１】
直流電圧からパルス電圧を生成するためのコンバータ内スイッチを有するＤＣ－ＤＣコンバータを備え、前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力に基づいて、超音波振動子を駆動する電圧を出力する超音波診断装置の駆動電源回路において、
前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をスイッチングする出力期間設定スイッチと、
前記スイッチングされた出力電圧を昇圧整流し、前記昇圧整流した電圧を前記超音波振動子に供給する倍電圧整流回路と、
前記出力期間設定スイッチをＯＮ、ＯＦＦする信号を出力する固定周波数発振回路と、
前記コンバータ内スイッチにより生成されるパルスのエッジを含まない時間範囲内で、前記出力期間設定スイッチがＯＮ状態となるように、前記固定周波数発振回路から出力される信号の位相を調整する位相制御回路と、
前記倍電圧整流回路の出力を前記ＤＣ－ＤＣコンバータにフィードバックするループとを備えたことを特徴とする超音波診断装置の駆動電源回路。
【請求項２】
直流電圧からパルス電圧を生成するためのコンバータ内スイッチを有するＤＣ－ＤＣコンバータを備え、前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力に基づいて、超音波振動子を駆動する電圧を出力する超音波診断装置の駆動電源回路において、
前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をスイッチングする出力期間設定スイッチと、
前記スイッチングされた出力電圧を昇圧整流して正電圧を生成し、前記昇圧整流した電圧を前記超音波振動子に供給する正倍電圧整流回路と、
前記スイッチングされた出力電圧を昇圧整流して負電圧を生成し、前記昇圧整流した電圧を前記超音波振動子に供給する負倍電圧整流回路と、
前記出力期間設定スイッチをＯＮ、ＯＦＦする信号を出力する固定周波数発振回路と、
前記コンバータ内スイッチにより生成されるパルスのエッジを含まない時間範囲内で、前記出力期間設定スイッチがＯＮ状態となるように、前記固定周波数発振回路から出力される信号の位相を調整する位相制御回路と、
前記倍電圧整流回路の出力または、前記負倍電圧整流回路の出力を前記ＤＣ－ＤＣコンバータにフィードバックするループとを備えたことを特徴とする超音波診断装置の駆動電源回路。
【請求項３】
ＤＣ－ＤＣコンバータを備え、超音波振動子を駆動させる電圧を出力する超音波診断装置の駆動電源回路において、
前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をスイッチングする出力期間設定スイッチと、
前記スイッチングされた信号を昇圧整流し、前記昇圧整流した電圧を前記超音波振動子に供給する倍電圧整流回路と、
前記出力期間設定スイッチのスイッチング制御を行い、前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をパルス状にするＰＷＭ制御回路と、
前記ＰＷＭ制御回路が出力する前記パルスのデューティ比を前記倍電圧整流回路の出力に基づいて決定する判定回路と、
前記倍電圧整流回路の出力を前記ＤＣ－ＤＣコンバータにフィードバックするループとを備えたことを特徴とする超音波診断装置の駆動電源回路。
【請求項４】
ＤＣ－ＤＣコンバータを備え、超音波振動子を駆動させる電圧を出力する超音波診断装置の駆動電源回路において、
前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をスイッチングする出力期間設定スイッチと、
前記スイッチングされた出力電圧を昇圧整流して正電圧を生成し、前記正電圧を前記超音波振動子に供給する正倍電圧整流回路と、
前記スイッチングされた出力電圧を昇圧整流して負電圧を生成し、前記負電圧を前記超音波振動子に供給する負倍電圧整流回路と、

前記出力期間設定スイッチのスイッチング制御を行い、前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をパルス状にするＰＷＭ制御回路と、

前記ＰＷＭ制御回路が出力する前記パルスのデューティ比を前記倍電圧整流回路の出力または、前記負倍電圧整流回路の出力に基づいて決定する判定回路と、

前記倍電圧整流回路の出力または、前記負倍電圧整流回路を前記ＤＣ－ＤＣコンバータにフィードバックするループとを備えたことを特徴とする超音波診断装置の駆動電源回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は、超音波を利用した超音波診断装置の駆動電源回路に関するものである。特に、送信に用いる超音波振動子と受信に用いる超音波振動子を共用している超音波診断装置の駆動電源回路に関する。

【背景技術】

【０００２】

超音波を体内に送信し、体内から反射してきた超音波信号を受信し、受信信号を画像化する超音波診断装置が広く用いられている。近年は、パルス・インバージョン・ハーモニック法などが用いられ、送信信号の正確さが必要になってきている。

【０００３】

超音波振動子を駆動して体内に超音波を送信する送信部について説明する。図１０は、超音波振動子を駆動する送信回路のひとつであるプッシュ・プルスイッチ１１２を用いた信号生成回路１２２と、超音波振動子１０３とを接続した図である。信号生成回路１２２は、トランス１２３の１次側コイルに中点タップが設けられ、中点タップには電圧値が＋ＨＶの駆動電源回路１２１が接続されている。駆動電源回路１２１は、電圧値が＋ＨＶである昇圧型のスイッチング電源である。中点タップに対して対称に２つのＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１３７、１３８のドレインが、トランス１２３の１次側コイルの両端に接続されている。２つのＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１３７、１３８のソースはどちらも接地されている。

【０００４】

トランス１２３の２次側コイルには、超音波振動子１０３が接続されている。ダイオードブリッジ１２４は、受信部１０４で受信する信号が送信部の影響を受けないようにするために接続されている。

【０００５】

ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１３７、１３８は、それぞれゲートドライバ１３９、１４０によって駆動する。ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ用ゲートドライバ１３９に制御信号１２８を与えると、制御信号１２８がＨＩＧＨの時、ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１３７がオンになる。また、制御信号１２９がＨＩＧＨの時、ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１３８がオンになる。これによって、超音波振動子１０３には駆動信号１３０が印加される。

【０００６】

図１１は、駆動電源回路１２１の構成を示す回路図である。入力端１１８に印加された電圧は、キャパシタ１３１により平滑化される。コンバータ内スイッチ１３３がＰＷＭ制御回路１３４によりスイッチングされることにより、入力端１１８とコンバータ内スイッチ１３３との間に配置されたインダクタ１３２にリプル電流が流れ、インダクタ１３２は電流源のように機能して昇圧動作が行われる。ダイオード１３５は、片方の電流の流れを阻止する働きをしている。キャパシタ１３６は、出力端１１９に接続される負荷に対して出力電圧を平滑化する。

【０００７】

ＰＷＭ制御回路１３４のＰＷＭのデューティ比を変えることで出力電圧を制御することができる。分圧抵抗１１６と分圧抵抗１１７によって出力電圧が分圧され、ＰＷＭ制御回路１３４にフィードバックされることで出力電圧を一定にすることができる。

【０００８】
　次に、別の送信回路について説明する。図１２は、超音波振動子を駆動する送信回路のひとつであるプッシュ・プルスイッチ１１２ｂを用いた信号生成回路１２２ｂと超音波振動子１０３とを接続した図である。プッシュ・プルスイッチ１１２ｂは、ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ１４７とＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１４８とを組み合わせた構成となっている。
【０００９】
　プッシュ・プルスイッチ１１２ｂは、ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ１４７のソース側に電圧値が＋ＨＶの駆動電源回路１２１が接続され、ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１４８のソース側に電圧値が－ＨＶの駆動電源回路１２１ｂが接続されている。ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ１４７とＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１４８のドレイン側には、ダイオードブリッジ１２４を介して、超音波振動子１０３が接続されている。ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ１４７はＰチャネル用ゲートドライバ１４９によって駆動し、ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１４８はＮチャネル用ゲートドライバ１５０によって駆動する。ダイオードブリッジ１２４は、受信部１０４が送信部の影響を受けないようにするために接続されている。
【００１０】
　ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ用ゲートドライバ１４９に制御信号１２８を与えると、制御信号１２８がＨＩＧＨの時、ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ１４７がオンになる。また、ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ用ゲートドライバ１４８に制御信号１２９を与えると、制御信号１２９がＨＩＧＨの時、ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１４８がオンになる。これによって、超音波振動子１０３には駆動信号１３０が印加される。
【００１１】
　パルス・インバージョン・ハーモニック法では、生体内の非線形特性による高調波を画像化するので、超音波振動子１０３の駆動信号および振幅を反転した駆動信号を加算した波形に２次高調波が存在すると、その受信信号を画像化したときに生体内の非線形特性による高調波との区別がつかない。
【００１２】
　駆動電源回路１２１と駆動電源回路１２１ｂとを別々に作成すると、駆動電源回路１２１と駆動電源回路１２１ｂの特性差によって超音波振動子１０３の駆動信号の正側の振幅と負側の振幅が異なる場合がある。この場合には、超音波振動子１０３の駆動信号および振幅を反転した駆動信号を加算した波形に２次高調波が存在してしまう。
【００１３】
　１つの電源回路により正負の電圧を出力する構成は、例えば、特許文献１に開示されている。図１３は、正負の電圧を出力する駆動電源回路の基本的な部分を示した図である。１個のインダクタ１３２の電圧から１個のコンバータ内スイッチ１３３によって正電圧が生成され、倍電圧整流回路１１１ｂによって負電圧が生成される。また、ＰＷＭ制御回路１３４への負帰還信号も分圧抵抗１１６と分圧抵抗１１７の一組の分圧抵抗より作成されているので、正電圧の出力端１１９に発生する電圧値と負電圧の出力端１１９ｂに発生する電圧値の負帰還による変動が等しくなり、ほぼ特性のそろった正負電圧を出力することができる。
【先行技術文献】
【特許文献】
【００１４】
【特許文献１】特開平９－９３９１４号公報
【発明の概要】
【発明が解決しようとする課題】
【００１５】
　図１４は、図１１に示す駆動電源回路１２１の各部の波形を示す図である。図１４（ａ）はＰＷＭ制御回路１３４の出力波形、図１４（ｂ）はインダクタ１３２の電流、図１４（ｃ）は駆動電源回路１２１の出力波形を示す。
【００１６】

波形１５１は、ＰＷＭ制御回路１３４によってコンバータ内スイッチ１３３がオンオフするタイミングを示す。波形１５２は、インダクタ１３２に流れる電流波形を示す。波形１５３は、出力端１１９の電圧を示す。このように、コンバータ内スイッチを使用する場合には、出力電位は一定ではなく、リプルを含む。条件によっては、図１５のようなサージ電流１５４、サージ電圧１５５が発生することもある。

【００１７】

また、図１２に示した信号生成回路１２２ｂでは、ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ１４７のオン抵抗（ドレインーソース間）とＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１４８のオン抵抗を等しくするように作成する（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）ことができる。この場合、駆動信号は、オン抵抗による電圧降下が等しくなり、ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ１４７がオンの場合の振幅と、ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ１４８がオンの場合の振幅を等しくなる。

【００１８】

しかし、正の駆動電源回路１２１と負の駆動電源回路１２１ｂの出力インピーダンス特性が異なると、正の駆動電源回路１２１と負の駆動電源回路１２１ｂの電位の絶対値が等しくても出力端での電位が異なってくる。それによって、超音波振動子１０３の駆動信号１３０の正側の振幅値と負側の振幅値の絶対値に差が生じる。図１３に示す構成では、正電源側が昇圧コンバータで負電源側が倍電圧整流回路となっているので、出力インピーダンス特性が異なる可能性があるという問題を有している。

【００１９】

本発明は、上記従来の課題を解決するもので、超音波振動子を駆動する送信回路に使用される電源のサージ電圧を低減することができる超音波診断装置の駆動電源回路を提供することを目的とする。

【００２０】

また、超音波振動子を駆動する正負の電圧特性を等しくすることにより、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画質を向上させることができる超音波診断装置の駆動電源回路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】

【００２１】

本発明の第１の超音波診断装置の駆動電源回路は、直流電圧からパルス電圧を生成するためのコンバータ内スイッチを有するＤＣ－ＤＣコンバータを備え、前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力に基づいて、超音波振動子を駆動する電圧を出力する。上記課題を解決するために、前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をスイッチングする出力期間設定スイッチと、前記スイッチングされた出力電圧を昇圧整流し、前記昇圧整流した電圧を前記超音波振動子に供給する倍電圧整流回路と、前記出力期間設定スイッチをＯＮ、ＯＦＦする信号を出力する固定周波数発振回路と、前記コンバータ内スイッチにより生成されるパルスのエッジを含まない時間範囲内で、前記出力期間設定スイッチがＯＮ状態となるように、前記固定周波数発振回路から出力される信号の位相を調整する位相制御回路と、前記倍電圧整流回路の出力を前記ＤＣ－ＤＣコンバータにフィードバックするループとを備えたことを特徴とする。

【００２２】

本発明の第２の超音波診断装置の駆動電源回路は、直流電圧からパルス電圧を生成するためのコンバータ内スイッチを有するＤＣ－ＤＣコンバータを備え、前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力に基づいて、超音波振動子を駆動する電圧を出力する。上記課題を解決するために、前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をスイッチングする出力期間設定スイッチと、前記スイッチングされた出力電圧を昇圧整流して正電圧を生成し、前記昇圧整流した電圧を前記超音波振動子に供給する正倍電圧整流回路と、前記スイッチングされた出力電圧を昇圧整流して負電圧を生成し、前記昇圧整流した電圧を前記超音波振動子に供給する負倍電圧整流回路と、前記出力期間設定スイッチをＯＮ、ＯＦＦする信号を出力する固定周波数発振回路と、前記コンバータ内スイッチにより生成されるパルスのエッジを含まない時

間範囲内で、前記出力期間設定スイッチがＯＮ状態となるように、前記固定周波数発振回路から出力される信号の位相を調整する位相制御回路と、前記倍電圧整流回路の出力または、前記負倍電圧整流回路の出力を前記ＤＣ－ＤＣコンバータにフィードバックするループとを備えたことを特徴とする。

【００２３】

本発明の第３の超音波診断装置の駆動電源回路は、ＤＣ－ＤＣコンバータを備え、超音波振動子を駆動させる電圧を出力する。上記課題を解決するために、前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をスイッチングする出力期間設定スイッチと、前記スイッチングされた信号を昇圧整流し、前記昇圧整流した電圧を前記超音波振動子に供給する倍電圧整流回路と、前記出力期間設定スイッチのスイッチング制御を行い、前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をパルス状にするＰＷＭ制御回路と、前記ＰＷＭ制御回路が出力する前記パルスのデューティ比を前記倍電圧整流回路の出力に基づいて決定する判定回路と、前記倍電圧整流回路の出力を前記ＤＣ－ＤＣコンバータにフィードバックするループとを備えたことを特徴とする。

【００２４】

本発明の第４の超音波診断装置の駆動電源回路は、ＤＣ－ＤＣコンバータを備え、超音波振動子を駆動させる電圧を出力する。上記課題を解決するために、前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をスイッチングする出力期間設定スイッチと、前記スイッチングされた出力電圧を昇圧整流して正電圧を生成し、前記正電圧を前記超音波振動子に供給する正倍電圧整流回路と、前記スイッチングされた出力電圧を昇圧整流して負電圧を生成し、前記負電圧を前記超音波振動子に供給する負倍電圧整流回路と、前記出力期間設定スイッチのスイッチング制御を行い、前記ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をパルス状にするＰＷＭ制御回路と、前記ＰＷＭ制御回路が出力する前記パルスのデューティ比を前記倍電圧整流回路の出力または、前記負倍電圧整流回路の出力に基づいて決定する判定回路と、前記倍電圧整流回路の出力または、前記負倍電圧整流回路を前記ＤＣ－ＤＣコンバータにフィードバックするループとを備えたことを特徴とする。

【発明の効果】

【００２５】

本発明によれば、コンバータ内スイッチにより生成されるパルスのエッジを含まない時間範囲内で、出力期間設定スイッチをＯＮとすることにより、超音波振動子を駆動する送信回路に使用される電源のサージ電圧を低減することができる。また、正負それぞれの電源の特性を等しくすることにより、超音波振動子を駆動する信号の正負の電圧を等しくすることができる。これにより、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画質を向上させることができる超音波診断装置の駆動電源回路を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【００２６】

【図１】本発明の実施の形態１に係る駆動電源回路を有する超音波診断装置の構成を示すブロック図

【図２】実施の形態１に係る送信部の一部および超音波振動子の構成を示す回路図

【図３】実施の形態１に係る駆動電源回路の構成を示す回路図

【図４Ａ】実施の形態１におけるＰＷＭ制御回路のパルス波形と出力期間設定スイッチの出力パルス波形の関係を示す図

【図４Ｂ】実施の形態１におけるＰＷＭ制御回路のパルス波形と出力期間設定スイッチの出力パルス波形の関係を示す図

【図５】実施の形態１に係る別の超音波診断装置における駆動電源回路を含む送信部の一部および超音波振動子の構成を示す回路図

【図６】本発明の実施の形態２に係る駆動電源回路の構成を示す回路図

【図７】実施の形態２におけるＰＷＭ制御回路から出力されるパルスのデューティ比と、倍電圧整流回路の電源出力端の電圧値との関係を示す図

【図８】実施の形態２における駆動電源回路を有する超音波診断装置における送信部の一部および超音波振動子の構成を示す回路図
【図９】実施の形態２における駆動電源回路を有する超音波診断装置における送信部の一部および超音波振動子の構成を示す回路図
【図１０】従来の超音波診断装置における信号生成回路と、超音波振動子とを接続した図
【図１１】従来の駆動電源回路の構成を示す回路図
【図１２】従来の別の超音波診断装置における信号生成回路と超音波振動子とを接続した図
【図１３】従来の正負の電圧を出力する駆動電源回路の基本的な部分を示した図
【図１４】従来の駆動電源回路の各部の波形を示す図
【図１５】従来の駆動電源回路の各部の波形を示す図
【発明を実施するための形態】
【００２７】
（実施の形態１）
図１は、本発明の駆動電源回路を有する超音波診断装置１の構成を示すブロック図である。送信部２は、駆動電源回路を有し、超音波振動子３を駆動するための駆動信号を生成する。超音波振動子３は、駆動信号を超音波に変換して被検体に照射し、被検体で反射された超音波を受信する。超音波振動子３で受信された受信信号に対して、受信部４は増幅、検波など信号処理を施し、処理した信号を超音波画像として表示部５に表示する。
【００２８】
図２は、送信部２の一部および超音波振動子３の構成を示す回路図である。トランス２３の１次側コイルに中点タップが設けられ、中点タップには電源出力端２０により＋ＨＶの正の電圧を供給する駆動電源回路２１が接続されている。トランス２３の１次側コイルの両端は、信号生成回路２２を構成するＮチャネルＭＯＳＦＥＴ３７、３８のドレインとそれぞれ接続されている。２つのＮチャネルＭＯＳＦＥＴ３７、３８のソースは、どちらも接地されている。ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ３７、３８は、プッシュ・プルスイッチを構成している。ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ３７にはＮチャネル用ゲートドライバ３９が接続され、ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ３８にはＮチャネル用ゲートドライバ４０が接続されている。
【００２９】
トランス２３の２次側コイルには、超音波振動子３が接続されている。ダイオードブリッジ２４は、受信部４で受信する信号が送信部２の影響をうけないようにするために接続されている。
【００３０】
ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ３７、３８は、ゲートに加えられる信号がＨＩＧＨの状態でオンになり、ＬＯＷの状態でオフとなる。ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ用ゲートドライバ３９には、制御信号２８が与えられる。また、ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ用ゲートドライバ４０には、制御信号２８に対して、ＨＩＧＨ、ＬＯＷが逆となる制御信号２９が与えられる。これによって、駆動信号３０が超音波振動子３が印加される。
【００３１】
図３は、駆動電源回路２１の構成を示す回路図である。駆動電源回路２１は、図示しない外部電源に接続され、所望の電圧を図２に示す信号生成回路２２に供給する。外部電源から電圧が印加される入力端１８には、ＤＣ－ＤＣコンバータ１１が接続されている。ＤＣ－ＤＣコンバータ１１の出力端１９には、ＭＯＳＦＥＴで構成された出力期間設定スイッチ１２が接続されている。
【００３２】
出力期間設定スイッチ１２には、特定の固定周波数、固定のデューティ比でパルスを発振する固定周波数発振回路１４が接続されている。また、固定周波数発振回路１４には、固定周波数発振回路１４のパルスの位相を調整して、出力期間設定スイッチ１２を制御する位相制御回路１３が接続されている。

【００３３】
　また、出力期間設定スイッチ１２には、出力期間設定スイッチ１２によりスイッチングされた信号を整流する倍電圧整流回路１５が接続されている。倍電圧整流回路１５には、信号生成回路２２に接続された電源出力端２０が接続されている。倍電圧整流回路１５は、出力期間設定スイッチ１２を通過した信号を整流し、電圧を出力端１９で出力された電圧に戻す。倍電圧整流回路１５には、分圧抵抗１６、１７が接続されている。分圧抵抗１６と分圧抵抗１７の接続点は、倍電圧整流回路１５の出力電圧をフィードバックするために、ＤＣ－ＤＣコンバータ１１に接続されている。
【００３４】
　ＤＣ－ＤＣコンバータ１１について詳細に説明する。キャパシタ３１は、外部電源からの入力電圧を平滑化する。インダクタ３２には、直列にＭＯＳＦＥＴで構成されたコンバータ内スイッチ３３が接続されている。インダクタ３２にリプル電流が流れると、インダクタ３２は、電流源として動作するため、昇圧される。コンバータ内スイッチ３３は、ＰＷＭ制御回路３４によりスイッチング制御される。ＰＷＭ制御回路３４が行うスイッチングのデューティ比を変えることで出力電圧を制御することができる。ＰＷＭ制御回路３４は、分圧抵抗１６と分圧抵抗１７によって分圧された電源出力端２０の電圧がフィードバックされることにより、負荷の変動に対して安定した出力電圧を出力することができる。ダイオード３５は、片方の電流の流れを阻止する。キャパシタ３６は、出力される電圧を平滑化する。
【００３５】
　ＤＣ－ＤＣコンバータ１１は、従来の構成と同様であり、コンバータ内スイッチ３３により昇圧された電圧がスイッチングされるため、サージ電圧が発生する。一方、出力期間設定スイッチ１２は、キャパシタ３６に蓄えられたエネルギーをスイッチングするため、損失は大きいが、サージ電圧が発生し難い。
【００３６】
　次に、出力期間設定スイッチ１２およびコンバータ内スイッチ３３のスイッチングについて説明する。ここで、ＤＣ－ＤＣコンバータ１１の出力信号においてサージ電圧が発生している時間は、出力期間設定スイッチ１２をオフにするようにタイミング調整することで、駆動電源回路２１はサージ電圧の少ない出力電圧を供給することができる。
【００３７】
　図４Ａ、４Ｂは、ＰＷＭ制御回路３４の出力パルス波形と固定周波数発振回路１４の出力パルス波形の関係を示す図である。ここで、ＤＣ－ＤＣコンバータ１１における出力電圧の電圧値を＋ＨＶとする。
【００３８】
　図４Ａは、本実施の形態における超音波診断装置用の正の駆動電源回路２１に取り付けられた負荷が重い場合に、ＰＷＭ制御回路３４から出力されるパルスの波形５１と、固定周波数発振回路１４から出力されるパルスの波形５２との関係を示している。駆動電源回路２１に取り付けられた負荷が重いため、ＰＷＭ制御回路３４は、出力するパルスの幅を広くしている。固定周波数発振回路１４は、位相制御回路１３により、パルスの波形５１の立ち上がり時および立ち下がり時にＯＦＦとなり、パルスの波形５１のＯＮ時の一部で、ＯＮとなるように位相が調整され、パルスの波形５２となる信号を出力する。
【００３９】
　図４Ｂは、本実施の形態における超音波診断装置用の正の駆動電源回路２１に取り付けられた負荷が軽い場合に、ＰＷＭ制御回路３４から出力されるパルスの波形５３と固定周波数発振回路１４から出力されるパルスの波形５４との関係を示している。駆動電源回路２７に取り付けられた負荷が軽いため、ＰＷＭ制御回路３４は、出力するパルスの幅を狭くしている。固定周波数発振回路１４は、位相制御回路１３により、パルスの波形５３の立ち上がり時および立ち下がり時にＯＦＦとなり、パルスの波形５３のＯＦＦ時の一部で、ＯＮとなるように位相が調整され、パルスの波形５４となる信号を出力する。
【００４０】

このように、出力期間設定スイッチ１２のオン期間には、コンバータ内スイッチ３３のＯＮ、ＯＦＦ切り替え時（パルスエッジの時間領域）が含まれないように、出力期間設定スイッチ１２が制御される。このことにより、ＤＣ－ＤＣコンバータ１１は、コンバータ内スイッチ３３のＯＮ、ＯＦＦ切り替え時に生じるサージ電圧の影響が小さい直流電圧を供給することができる。

【００４１】

図５は、本実施の形態にかかる別の超音波診断装置における駆動電源回路２１ｂを含む送信部の一部および超音波振動子３の構成を示す回路図である。ここで、駆動電源回路２１ｂは、ＤＣ－ＤＣコンバータ１１、出力期間設定スイッチ１２ｂ、位相制御回路１３、固定周波数発振回路１４、倍電圧整流回路１５、１５ｂ、およびキャパシタ２５で構成されている。図５の構成において、図２の構成と同様の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。

【００４２】

出力期間設定スイッチ１２ｂは、ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ４１とＰチャネルＭＯＳＦＥＴ４２とを有する。信号生成回路２２ｂは、倍電圧整流回路１５に接続されたＰチャネルＭＯＳＦＥＴ４７と、倍電圧整流回路１５ｂに接続されたＮチャネルＭＯＳＦＥＴ４８とを有する。

【００４３】

正の倍電整流回路１５と、出力期間設定スイッチ１２ｂとの間に、キャパシタ２５が配置されている。負の倍電圧整流回路１５ｂは、出力期間設定スイッチ１２ｂの出力側に接続されている。負の倍電圧整流回路１５ｂは、入力側にキャパシタが配置され、ダイオード４５、４６がそれぞれ倍電圧整流回路１５のダイオード４３、４４に対して逆向きに配置され、他の構成要素は倍電圧整流回路１５と同じように構成されている。キャパシタ２５が配置されることにより、負の倍電圧整流回路１５ｂとを上記のような構成にすることができる。これにより、ダイオードの向き以外は、正の倍電整流回路１５と負の倍電圧整流回路１５ｂとを同様の構成要素で形成することができる。したがって、倍電圧整流回路１５と、倍電圧整流回路１５ｂは、部品ごとの特性バラツキを除けば、出力インピーダンスの特性を等しくすることができる。

【００４４】

このような構成により、ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ４７とＮチャネルＭＯＳＦＥＴ４８がコンプリメンタリであれば、ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ４７とＮチャネルＭＯＳＦＥＴ４８のオン抵抗による電圧降下が等しくなる。したがって、ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ４７で駆動した場合の振幅と、ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ４８で駆動した場合の振幅を等しくすることができる。

【００４５】

ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ４７のゲートには、ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ４７をスイッチング制御するＰチャネル用ゲートドライバ４９が接続されている。ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ４８のゲートには、ＮチャネルＭＯＳＦＥＴ４８をスイッチング制御するＮチャネル用ゲートドライバ５０が接続されている。ＰチャネルＭＯＳＦＥＴ４７およびＮチャネルＭＯＳＦＥＴ４８のドレインがダイオードブリッジ２４を介して超音波振動子３に接続されている。

【００４６】

なお、図５では、ＤＣ－ＤＣコンバータ１１のＰＷＭ制御回路３４に入力する信号は、倍電圧整流回路１５の出力電圧を分圧抵抗１６と分圧抵抗１７とで分圧して生成する場合について示した。しかし、倍電圧整流回路１５ｂの出力電圧を分圧抵抗１６と分圧抵抗１７とで分圧して生成してもよい。

【００４７】

また、本実施の形態では、ＤＣ－ＤＣコンバータ１１として昇圧コンバータを例に説明した。しかし、本実施の形態では、この例に限定されず、さまざまな構成のＤＣ－ＤＣコンバータを用いることができる。例えば、入力電圧よりも出力電圧が低い電圧を出力する

場合には、降圧コンバータを用いることができる。昇圧コンバータや降圧コンバータにおいて、フライバックやフィード・フォワードなどの方式のものを用いることができる。また、入力電圧が負の場合には反転コンバータを用いることができる。

【００４８】

このようなＤＣ－ＤＣコンバータであっても、本実施の形態に係る駆動電源回路は、上述のように出力期間設定スイッチ１２を制御することにより、ＤＣ－ＤＣコンバータ内で生じるサージ電圧の影響をほとんど受けない電圧を出力することができる。

【００４９】

（実施の形態２）

図６は、本発明の実施の形態２に係る駆動電源回路２１ｃの構成を示す回路図である。本実施の形態に係る駆動電源回路２１ｃは、図３に示す駆動電源回路２１の位相制御回路１３および固定周波数発振回路１４に代えて、ＰＷＭ制御回路２６および判定回路２７が配置された構成である。駆動電源回路２１ｃにおいて、駆動電源回路２１と同様の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。

【００５０】

ＰＷＭ制御回路２６は、オンオフの周波数を固定とし、デューティ比を変化させて出力期間設定スイッチ１２のスイッチング制御を行う。ＰＷＭ制御回路２６のデューティ比は、判定回路２７によって決定される。判定回路２７は、倍電圧整流回路１５の電源出力端２０の電圧を分圧抵抗１６と分圧抵抗１７とにより分圧した値を基にＰＷＭ制御回路２６のデューティ比を決定する。

【００５１】

図７は、ＰＷＭ制御回路２６から出力されるパルスのデューティ比と、倍電圧整流回路１５の電源出力端２０の電圧値との関係を示す図である。ＰＷＭ制御回路２６から出力されるパルスのデューティ比が５０％の場合（波形５５）には、倍電圧整流回路１５の電源出力端２０での電圧値は波形５８のようになる。

【００５２】

ＰＷＭ制御回路２６から出力されるパルスのデューティ比が５０％以下の場合（波形５６）には、倍電圧整流回路１５の電源出力端２０での電圧値は波形５９のようになり、波形５８と比較すると、波形のリプルの変動幅が大きくなり、電圧値が小さくなる。これに対して、ＰＷＭ制御回路２６から出力されるパルスのデューティ比が５０％以上の場合（波形５７）には、倍電圧整流回路１５の電源出力端２０での電圧値は波形６０のようになり、波形５８と比較すると、電圧値は小さくなり、波形のリプルの変動幅も小さくなる。

【００５３】

そこで、判定回路２７は、倍電圧整流回路１５の電源出力端２０の電圧を分圧抵抗１６と分圧抵抗１７により分圧した値を監視し、所望の出力電圧値に対して実際の出力電圧が小さい場合には、高速に所望の出力電圧値に近づけるために、ＰＷＭ制御回路２６のデューティ比を５０％とする。電源出力端２０の電圧が所望の出力電圧値に近づくに従い、ＰＷＭ制御回路２６のデューティ比を５０％から上げていくことでリプルの変動幅を小さくすることができる。所望の出力電圧値に対して実際の出力電圧が大きい場合には、ＰＷＭ制御回路２６のデューティ比を大きく上げることにより電圧を下げ、かつリプルの変動幅を小さくすることができる。

【００５４】

図８は、駆動電源回路２１ｃを有する超音波診断装置における送信部２の一部および超音波振動子３の構成を示す回路図である。駆動電源回路２１ｃの構成が異なる以外は、図２に示す回路と同様である。

【００５５】

図９は、駆動電源回路２１ｄを有する超音波診断装置における送信部２の一部および超音波振動子３の構成を示す回路図である。駆動電源回路２１ｄの構成が異なる以外は、図５に示す回路と同様である。

【００５６】

図８、図９の構成において、上述した出力期間設定スイッチ１２に対するＰＷＭ制御回路２６のスイッチング動作により、リプル電圧が小さい電圧を超音波振動子３に印加することができる。

【００５７】

また、図９の構成において、正負の駆動電源回路の特性を等しくすることができる。

【産業上の利用可能性】

【００５８】

本発明の超音波診断装置の電源は、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力波形のパルスの立ち上がり、立ち下がりを含まない範囲で倍電圧整流回路を駆動することにより、サージ電圧の影響を低減することができる。また、倍電圧整流回路に入力されるパルスの幅を調整することでリプル波形の振幅の変動幅を小さくすることができる。さらに、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力をそのまま使わずに倍電圧整流回路を通して使用することで正負の電圧特性を等しくすることができる。このような効果が得られることから、パルス・インバージョン・ハーモニック法などを行う超音波診断の駆動電源回路として利用可能である。

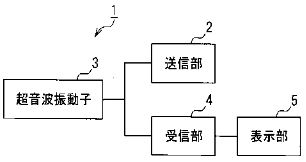
【符号の説明】

【００５９】

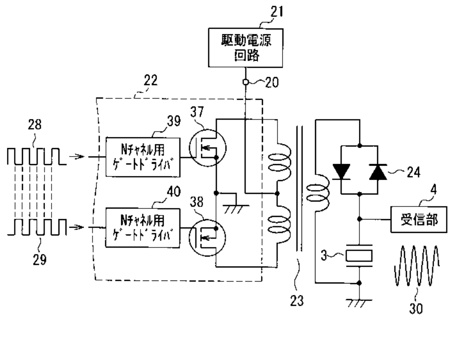
１　超音波診断装置
２　送信部
３　超音波振動子
４　受信部
５　表示部
１１　ＤＣ－ＤＣコンバータ
１２、１２ｂ　出力期間設定スイッチ
１３　位相制御回路
１４　固定周波数発振回路
１５、１５ｂ　倍電圧整流回路
１６、１７　分圧抵抗
１８　入力端
１９　出力端
２０　電源出力端
２１、２１ｂ～２１ｄ　駆動電源回路
２２、２２ｂ　信号生成回路
２３　トランス
２４　ダイオードブリッジ
２５　キャパシタ
２６　ＰＷＭ制御回路
２７　判定回路
２８、２９　制御信号
３０　駆動信号
３１、３６　平滑用キャパシタ
３２　インダクタ
３３　コンバータ内スイッチ
３４　ＰＷＭ制御回路
３５、４３～４６　ダイオード
３７、３８、４２、４８　Ｎチャネルトランジスタ
３９、４０、５０　Ｎチャネル用ゲートドライバ
４１、４７　Ｐチャネルトランジスタ
４９　Ｐチャネル用ゲートドライバ
５１、５３、５５～５７　ＰＷＭ制御回路出力波形
５２、５４　スイッチの出力波形

５８～６０　倍電圧整流回路出力波形

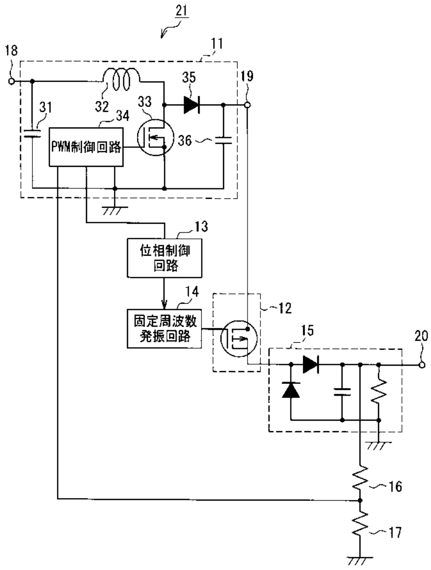
【図１】



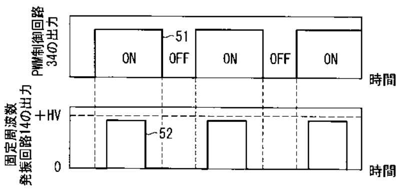
【図２】



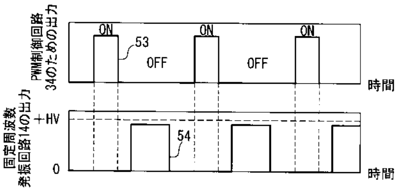
【図３】



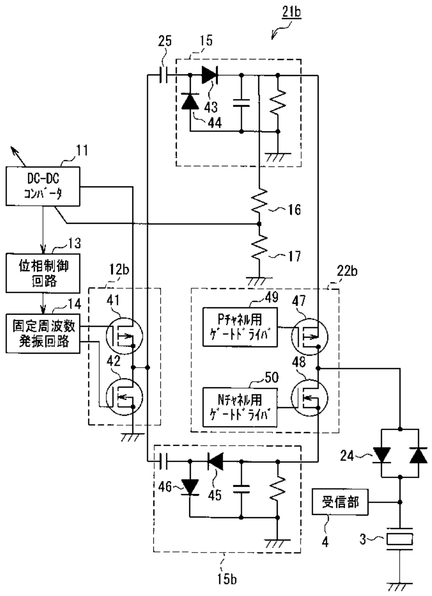
【図４Ａ】



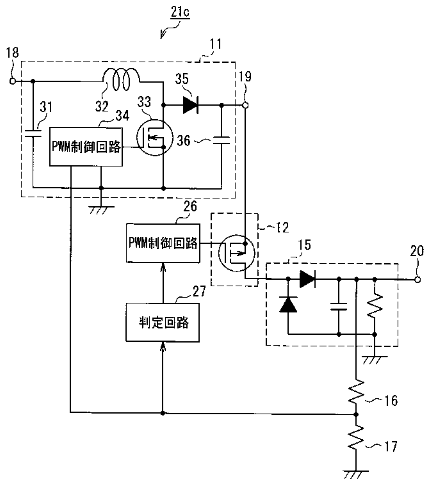
【図４Ｂ】



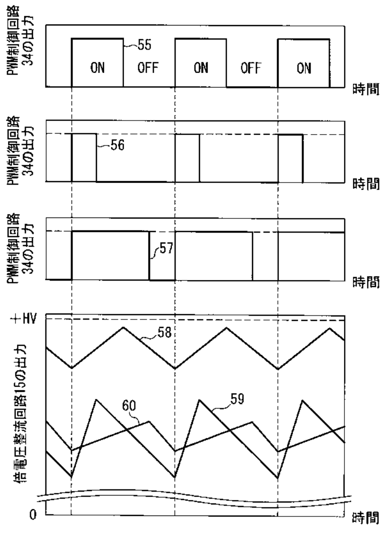
【図５】



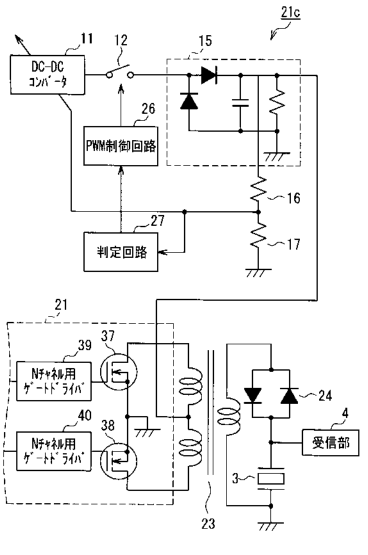
【図６】



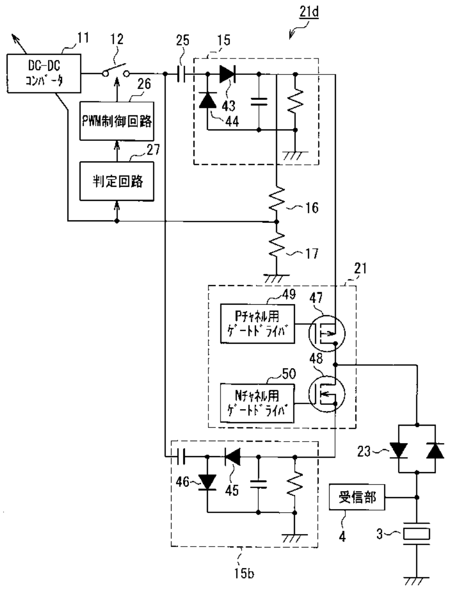
【図７】



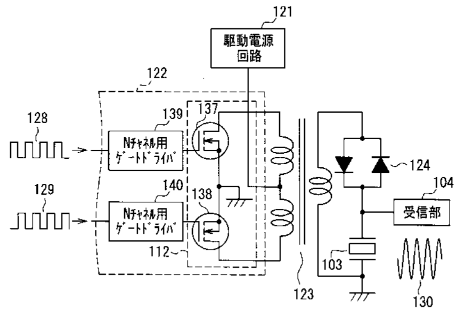
【図８】



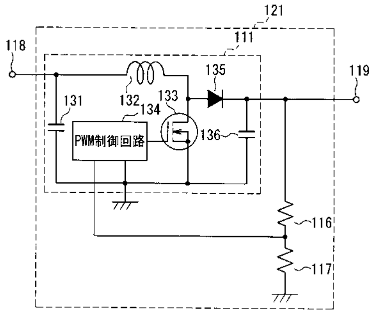
【図９】



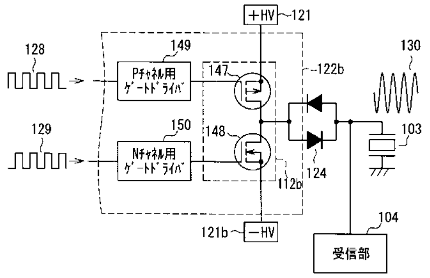
【図１０】



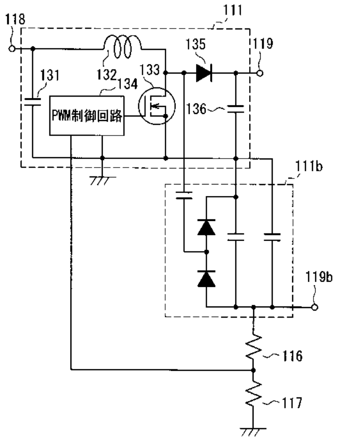
【図１１】



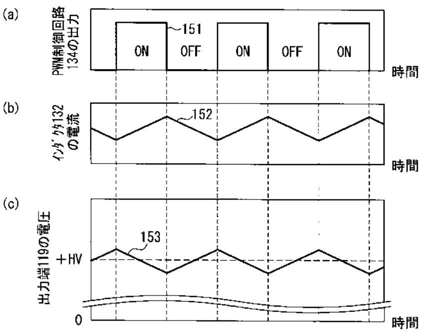
【図１２】



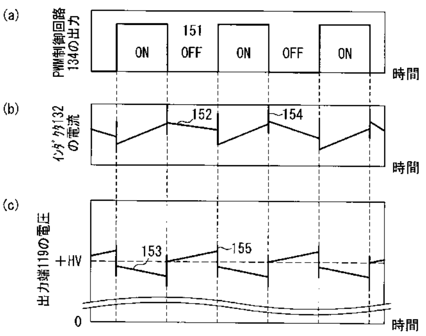
【図１３】



【図１４】



【図１５】



フロントページの続き

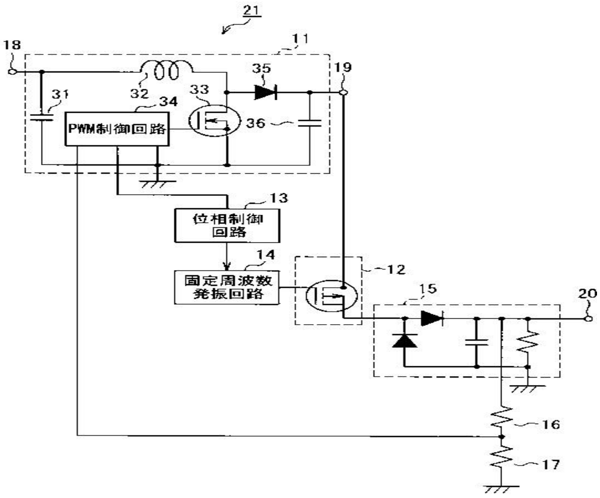
【要約の続き】
【選択図】図３

patsnap

专利名称(译)	超声波诊断装置的驱动电源电路

公开(公告)号	JP2011030331A	公开(公告)日	2011-02-10
申请号	JP2009172285	申请日	2009-07-23

申请(专利权)人(译)	松下电器产业株式会社
[标]发明人	杉ノ内刚彦
发明人	杉ノ内 剛彦
IPC分类号	H02M3/155 A61B8/00 H02M7/48
FI分类号	H02M3/155.F A61B8/00 H02M7/48.E
F-TERM分类号	4C601/DE14 4C601/EE04 4C601/HH01 4C601/LL40 5H007/AA07 5H007/BB00 5H007/CA02 5H007/CB02 5H007/CB06 5H007/CC12 5H007/DA06 5H007/DC05 5H007/EA02 5H730/AA04 5H730/AS00 5H730/BB14 5H730/BB86 5H730/DD04 5H730/EE06 5H730/EE59 5H730/FD01 5H730/FG05 5H730/FG06
外部链接	Espacenet

摘要(译)

[问题] 提供一种用于超声诊断设备的驱动电源电路，该驱动电源电路能够减小在驱动超声换能器的传输电路中使用的电源的浪涌电压。 [解决方案] 提供一种具有用于产生脉冲电压的转换器开关的DC-DC转换器，并且基于DC-DC转换器的输出来输出用于驱动超声换能器的电压。 输出时段设置开关，用于切换DC-DC转换器的输出；倍压整流电路，用于对开关电压进行升压和整流，并将升压后的整流电压提供给超声换能器；以及输出时段设置开关，用于打开和关闭 从固定频率振荡器电路输出的信号，使得输出周期设置开关在不包括转换器和输出信号的固定频率振荡器电路中的开关所产生的脉冲沿的时间范围内的时间范围内处于导通状态 还有一个环路，用于将倍压整流电路的输出反馈到DC-DC转换器。 [选择图]图3