

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

**特許第3857676号
(P3857676)**

(45) 発行日 平成18年12月13日(2006.12.13)

(24) 登録日 平成18年9月22日(2006.9.22)

(51) Int. Cl. F I
A 6 1 B 8/00 (2006.01)
G O 1 N 29/22 (2006.01)

A 6 1 B 8/00
 G O 1 N 29/22

請求項の数 8 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2003-357351 (P2003-357351)	(73) 特許権者	390029791
(22) 出願日	平成15年10月17日(2003.10.17)		アロカ株式会社
(62) 分割の表示	特願平11-273534の分割		東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号
原出願日	平成11年9月28日(1999.9.28)	(74) 代理人	100075258
(65) 公開番号	特開2004-73883 (P2004-73883A)		弁理士 吉田 研二
(43) 公開日	平成16年3月11日(2004.3.11)	(74) 代理人	100096976
審査請求日	平成15年10月17日(2003.10.17)		弁理士 石田 純
		(72) 発明者	菊地 弘道
			東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号 アロカ株式会社内
		(72) 発明者	中尾 建一
			東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号 アロカ株式会社内
		審査官	後藤 順也

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超音波診断装置の送信回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

原送信信号に対応したパルス幅を有する正負対称性をもった一对のバイアス用パルスを出力するバイアス設定回路と、

正負対称の相補型の回路構成を有し、前記一对のバイアス用パルスによって正負の動作期間及び動作点が定められ、前記原送信信号を線形増幅するドライブ回路と、

を含み、

前記ドライブ回路に接続されたドライブ用電源を含み、

前記ドライブ用電源は、送信条件に応じて、当該ドライブ用電源の電圧を可変設定し、これにより前記ドライブ回路から出力される送信信号のレベルが可変設定され、

前記ドライブ回路は、前記ドライブ用電源の電圧を可変しても、前記一对のバイアス用パルスによって当該ドライブ回路の動作点が所定の値に保たれる回路構成を有することを特徴とする超音波診断装置の送信回路。

【請求項2】

請求項1記載の送信回路において、

前記ドライブ回路は、前記一对のバイアス用パルスのパルス幅に対応した期間だけバイアス電流を流す回路を有することを特徴とする超音波診断装置の送信回路。

【請求項3】

請求項1記載の送信回路において、

前記一对のバイアス用パルスは、前記原送信信号の開始点よりもスタンバイ時間分だけ

10

20

先行して立ち上がることを特徴とする超音波診断装置の送信回路。

【請求項 4】

請求項 1 記載の送信回路において、

前記ドライブ回路は、前記一対のバイアス用パルスのレベルに応じて線形増幅領域中に動作点を固定設定する回路を有することを特徴とする超音波診断装置の送信回路。

【請求項 5】

請求項 1 記載の送信回路において、

前記ドライブ回路は、入力から出力までの全段が直流的に結合された相補対称型の回路構成を有することを特徴とする超音波診断装置の送信回路。

【請求項 6】

請求項 1 記載の送信回路において、

前記ドライブ回路は、負帰還型増幅器であることを特徴とする超音波診断装置の送信回路。

【請求項 7】

請求項 1 記載の送信回路において、

前記バイアス設定回路は、送信条件に応じて、前記一対のバイアス用パルスのレベルを可変設定し、これにより前記ドライブ回路の動作点が可変設定されることを特徴とする超音波診断装置の送信回路。

【請求項 8】

請求項 1 記載の送信回路において、

前記ドライブ用電源の電圧は、正負対称の電圧値として構成されたことを特徴とする超音波診断装置の送信回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は超音波診断装置の送信回路に関し、特にバイアスの設定に関する。

【背景技術】

【0002】

超音波の送受信により断層像やドブラ画像を表示する超音波診断装置が知られている。これらの超音波診断装置においては、高画質を得るために超音波ビームを収束させる電子フォーカシングの手法が広く用いられている。

【0003】

しかしながら、フォーカシングされた超音波ビームの指向特性には若干のサイドローブが存在するので、画面上にアーチファクトが表示され、画質低下の原因となる。アーチファクトの要因となるサイドローブを低減する方法として、送信波に重み付けを行うアポダイゼーションの手法が超音波診断装置に適用されている。

【0004】

従来の超音波診断装置は、一般に、Bモード、連続波ドブラモード(CW)、CFM(カラーフローマッピング)モード、及び、エコー中の第二次高調波成分によるハーモニクイメージングモード等の複数の表示モードを有する。

【0005】

そのような複数の表示モードを有する超音波診断装置では、生体内に対する超音波エネルギーの関係及び信号対雑音比(SNR)の観点より、各表示モードに応じて振動子に加える送信波の波形及びその波高値を変える必要がある。

【0006】

例えば、CWモードでは、SNRの観点より送信波をサイン波とし、高調波の含有率を低く抑えることが求められ、一方、生体内反射波の第二次高調波によるハーモニクイメージングの場合は、送信波の第二次高調波を生体内反射波の第二次高調波より充分低く抑え込む必要がある。

【0007】

10

20

30

40

50

従って、このような超音波診断装置では、振動子を任意波形、例えばパルス波、サイン波、およびガウシアン波等で駆動できる送信回路が求められる。

【 0 0 0 8 】

図 6 は、従来の超音波診断装置における送信アポダイゼーションを行う送信回路の例である。この送信回路は、電源部 1 0、送信電圧制御部 1 2、パルサ部 C 1 ~ C 4 及び電圧リミッタ D 1 ~ D 4 で構成され、電源部 1 0 は一定の電圧 V_{dc} をパルサ部 C 1 ~ C 4 に供給する。

【 0 0 0 9 】

パルサ部 C 1 ~ C 4 は、各チャンネルに対応したドライブパルス $\alpha 1 \sim \alpha 4$ に基づいて、出力電圧 V_{dc} の定電圧パルス $\beta 1 \sim \beta 4$ を出力する。送信電圧制御部 1 2 は、送信電圧制御信号 $\phi 1 \sim \phi 4$ を電圧リミッタ D 1 ~ D 4 に供給し、電圧リミッタ D 1 ~ D 4 は、定電圧パルス $\beta 1 \sim \beta 4$ の電圧をクリッピングし、波高値の異なる電圧のパルス $\gamma 1 \sim \gamma 4$ で超音波探触子 1 4 の振動子 $td1 \sim td4$ を駆動する。以上の手順で送信のアポダイゼーションが実行される。

【 0 0 1 0 】

しかしながら、パルサ部の電源電圧が V_{dc} と一定なので、 $\beta 1 \sim \beta 4$ は常に最大出力電圧で出力され、アポダイゼーションによる最小の駆動パルス時に、その差の出力電圧は電圧リミッタ D 1 ~ D 4 内で消費される。従って、電力の損失が大きく、回路全体として発熱の問題が大きくなる。

【 0 0 1 1 】

一方、送信波がパルス波なので、ハーモニクイメーシングモード時には送信波の第二次高調波を生体内反射波の第二次高調波より充分低く押え込むためのフィルタを、別途チャンネル毎に設けるか、または別途専用の送信回路を設ける必要がある。

【 0 0 1 2 】

また、パルサ部 C 1 ~ C 4 及び電圧リミッタ D 1 ~ D 4 が非線形回路で構成されているので、振動子をサイン波、ガウシアン波およびその他の任意波形で駆動出来ないことは言うまでもない。

【 0 0 1 3 】

従って、高性能で多機能の超音波診断装置を提供するためには、各種送信波に対して個別に専用の送信回路を持たねばならず発熱およびコスト的な問題が生じる。

【 0 0 1 4 】

図 7 は、従来の超音波診断装置におけるアポダイゼーションを行なう送信回路の他の例である。この送信回路は、クランプ部 2 0、電圧比較部 2 2、電圧電流変換部 2 4、高圧電流制御部 2 6 及びタップ付きトランスフォーマ 2 8 で構成され、図示されない各振動子 TD に対応して設けられている。トランスフォーマ 2 8 の各タップには一定の高圧 HV (例えば 100V) が接続されており、各回路は無信号時オフの状態にある。

【 0 0 1 5 】

クランプ部 2 0 は、送信パルス Pulse 1 と送信制御信号 $V_{pc \text{ cont.}1}$ とを電源 - Vee を基準として所定の値に固定し、それぞれを電圧比較部 2 2 へ供給する。電圧比較部 2 2 は、電位が固定された送信パルス Pulse 1 を送信制御信号 $V_{pc \text{ cont.}1}$ に基づいて V_{pc1} 電位でクリッピングし、波高値が $\alpha 1$ なる電圧パルスを電圧電流変換部 2 4 に供給する。電圧電流変換部 2 4 は、電圧比較部 2 2 で生成された波高値が $\alpha 1$ なる電圧パルスにより R 1 に流れ込む電流値を基準として電流パルス $\beta 1$ を生成し、FET スイッチで構成された高圧電流制御部 2 6 に供給する。FET スイッチで構成された高圧電流制御部 2 6 は、電流パルス $\beta 1$ により電源 V_{cc} を基準電圧として R 2 及び R 3 を通して流れ込む電流によって発生した電圧でオン状態となり、電流パルス $\beta 1$ をトランスフォーマ 2 8 に供給し、トランスフォーマ 2 8 は電流パルス $\beta 1$ を高圧パルスに変換し、図示されない振動子 TD を駆動する。以上の手順で送信のアポダイゼーションが実行される。

【 0 0 1 6 】

この送信回路は、無信号時、高圧電流制御部 2 6 を構成する FET スイッチがオフの状態にあるので、動作を停止している。従って、無信号時の消費電力が零 (0) なので、発熱の

10

20

30

40

50

点で有利である。

【 0 0 1 7 】

しかしながら、送信波がパルス波なので、ハーモニックイメージングモード時には、送信波の第二次高調波を生体内反射波の第二次高調波より充分低く押え込むためのフィルタを、別途チャンネル毎に設けるか、または別途専用の送信回路を設ける必要がある。また、トランスフォーマーを使用しているので回路の小型化、コスト低減及び回路の集積回路化等が困難である。

【 0 0 1 8 】

また、この送信回路はクランプ部 2 0 および電圧比較部 2 2 が非線形回路で構成されているので、振動子をサイン波、ガウシアン波およびその他の任意波形で駆動出来ないこと

10

【 0 0 1 9 】

【特許文献 1】特開平 7 - 2 3 1 2 4 7 号公報

【特許文献 2】特開昭 6 2 - 1 1 7 5 3 3 号公報

【特許文献 3】特開平 1 0 - 5 7 3 7 3 号公報

【特許文献 4】特開平 3 - 1 6 2 8 3 8 号公報

【非特許文献 1】窪田登司、やさしく作れるスーパーアンプ F E T アンプ製作集 (第 4 刷)、誠文堂新光社、1 9 8 8 年 1 2 月 1 5 日

【非特許文献 2】窪田登司、半導体アンプ製作技法、誠文堂新光社、1 9 9 5 年 2 月 2 5 日

20

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 2 0 】

以上のように、上記従来例の送信回路では、回路が非線形回路方式で構成されているため、送信波がパルス波となるので、例えばハーモニックイメージングモード時には送信波の第二次高調波を生体内反射波の第二次高調波より充分低く押え込むためのフィルタを、別途チャンネル毎に設ける必要があった。

【 0 0 2 1 】

また、ドブラ (CW) 時は低電圧出力送信であるため、SNR の観点よりサイン波を送信する専用の低電圧形リニアアンプいわゆる線形回路方式の送信回路を別途設けるなどしていた

30

【 0 0 2 2 】

従って、一つの送信回路で、振動子を低電圧から高電圧の任意波形、例えばパルス波、サイン波およびガウシアン波等で駆動することができなかった。

【 0 0 2 3 】

なお、更に、特開平 5 - 3 4 4 9 7 0 号公報、特開平 8 - 2 5 2 2 5 1 号公報、特開平 1 0 - 5 7 3 7 3 号公報、特開平 1 1 - 5 6 8 3 9 号公報、米国特許第 4 8 2 1 7 0 6 号には関連する技術が開示されている。

【 0 0 2 4 】

本発明の目的は、上記従来の課題に鑑みなされたものであり、各送信条件において、線形増幅を行えらるとともに発熱を低減できる超音波診断装置の送信回路を提供することにある。

40

【 0 0 2 5 】

本発明の他の目的は、一つの送信回路で、振動子を低電圧から高電圧の任意波形、例えばパルス波、サイン波およびガウシアン波等で駆動できるようにすることにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 2 6 】

(1) 望ましくは、原送信信号に対応したパルス幅を有する両極対称性をもった一对のバイアス用パルスを出力するバイアス設定回路と、前記一对のバイアス用パルスによって動作期間及び動作点が定められ、前記原送信信号を増幅するドライブ回路と、が設けられる

50

。

【 0 0 2 7 】

上記構成によれば、バイアス設定回路によって一對のバイアス用パルスが生成され、ドライブ回路はそれらの一對のバイアス用パルスに従って原送信信号の増幅を行う。すなわち、ドライブ回路の動作期間は一對のバイアス用パルスのパルス幅によって規定され、ドライブ回路の動作点は一對のバイアス用パルスのそれぞれのレベルによって規定される。よって、動作が必要な期間だけバイアスが形成され、すなわち動作可能状態になるので発熱の問題に対処できる。また、バイアス用パルスのレベルを適宜設定してドライブ回路を線形動作させれば、所望の動作条件で増幅を行うことができる。

【 0 0 2 8 】

10

望ましくは、前記ドライブ回路は、前記一對のバイアス用パルスのパルス幅に対応した期間だけバイアス電流を流す回路を有する。すなわち、それ以外の期間においてはバイアス電流の供給が停止され、これによって回路の動作が事実上停止し、無用な電力消費を抑えられる。

【 0 0 2 9 】

望ましくは、前記一對のバイアス用パルスは、前記原送信信号の開始点よりもスタンバイ時間分だけ先行して立ち上がる。この構成によれば、原送信信号の増幅に先立って回路を安定化できる。

【 0 0 3 0 】

望ましくは、前記ドライブ回路は、前記一對のバイアス用パルスのレベルに応じて線形増幅領域中に動作点を固定設定する回路を有する。この構成によれば、ドライブ回路を線形動作させて任意波形の線形増幅を達成できる。

20

【 0 0 3 1 】

望ましくは、前記ドライブ回路は、入力から出力までの全段が直流的に結合された相補対称型の回路構成を有する。この構成によれば応答性を良好にできる。相補型であるので、各極性成分ごとに独立して増幅が行われ、最終的に両極性の成分が統合される。

【 0 0 3 2 】

望ましくは、前記ドライブ回路は高速の負帰還型増幅器である。この構成によれば、動作点が安定化され、また高周波化、高速応答化、波形の低歪み率化等が達成される。

【 0 0 3 3 】

30

望ましくは、前記バイアス設定回路は、送信条件に応じて、前記一對のバイアス用パルスのレベルを可変設定し、これにより前記ドライブ回路の動作点が可変設定される。この構成によれば、所望の動作条件で増幅を行える。

【 0 0 3 4 】

望ましくは、前記ドライブ回路に接続されたドライブ用電源を含み、前記ドライブ用電源は、送信条件に応じて、前記ドライブ用電源の電圧を可変設定し、これにより前記ドライブ回路から出力される送信信号のレベルが可変設定される。

【 0 0 3 5 】

(2) また、望ましくは、複数の原送信信号に対応したパルス幅を有する両極対称性をもった一對のバイアス用パルスを出力するバイアス設定回路と、前記一對のバイアス用パルスによって動作期間及び動作点が定められ、前記原送信信号を増幅する複数のドライブ回路と、が設けられ、前記バイアス設定回路が前記複数のドライブ回路に対して共用される。

40

。

【 0 0 3 6 】

この構成によれば、複数のドライブ回路に対して1つのバイアス回路を設けて回路構成を簡略化できる。望ましくは、前記バイアス設定回路は、前記複数の原送信信号のすべてを包含するパルス幅を有する。

【 0 0 3 7 】

(3) ちなみに、上記のバイアス用パルスはペDESTALクランプパルスと称することもでき、この場合、バイアス設定回路はペDESTALクランプ回路に相当する。ドライブ回路は

50

、そのパルスの期間中のみ動作点が線形動作領域に固定されるので、それを疑似リニアアンプと称することができる。

【 0 0 3 8 】

したがって、上記構成によれば、送信回路における発熱の問題を解消して当該送信回路の高密度実装化が可能となり、ひいては装置を小型化することができる。また、ドライブ回路を高速負帰還増幅器として動作させることによって、任意波形例えばパルス波、サイン波およびガウシャン波等を低歪み率で増幅できる。

【 0 0 3 9 】

(4) 本発明では、ドライブ回路へ供給する高圧電源を可変しても、設定されたペDESTALクランプパルスのレベルにより回路の動作点を所定の値に保つことができる。すなわち、Bモード、ドプラ(CW)モード、CFM(カラーフローマツピング)モード等の各モードで、高圧電源の電圧を適切な値として送信信号のレベルを変更しても、ドライブ回路の動作点が所定の値に保たれ、低歪み率で増幅がなされ、また送信回路の消費電力を最低限に抑えることができる。

【 0 0 4 0 】

(5) すなわち、本発明は、原送信信号に対応したパルス幅を有する正負対称性をもった一対のバイアス用パルス出力するバイアス設定回路と、正負対称の相補型の回路構成を有し、前記一対のバイアス用パルスによって正負の動作期間及び動作点が定められ、前記原送信信号を線形増幅するドライブ回路と、を含み、前記ドライブ回路に接続されたドライブ用電源を含み、前記ドライブ用電源は、送信条件に応じて、当該ドライブ用電源の電圧を可変設定し、これにより前記ドライブ回路から出力される送信信号のレベルが可変設定され、前記ドライブ回路は、前記ドライブ用電源の電圧を可変しても、前記一対のバイアス用パルスによって当該ドライブ回路の動作点が所定の値に保たれる回路構成を有することを特徴とする。

【 発明の効果 】

【 0 0 4 1 】

以上説明したように、本発明によれば、ドライブ回路における無信号時の消費電力を0にできるので発熱の問題を解消することができ、また低歪み率で任意波形を増幅することができるという利点を得られる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 4 2 】

以下、本発明の好適な実施形態を図面に基づいて説明する。

【 0 0 4 3 】

図1は、超音波診断装置に用いる送信回路を示す概略構成図である。図1において、この実施形態では各振動子(あるいは送信信号)ごとに一対のペDESTALクランプ回路30及び疑似リニアアンプ32が設けられている。

【 0 0 4 4 】

ペDESTALクランプ回路30は、図示されない制御部から、超音波ビームを収束させる送信フォーカシングおよびスタンバイ時間を勘案した送信制御信号PDを入力し、それに基づいて正負対称のペDESTALクランプパルスVb1およびVb2を発生し、それぞれを疑似リニアアンプ32へ送出する。図5(A)~(C)には送信制御信号PDと、ペDESTALクランプパルスVb1およびVb2の波形が例示されている。ここで、送信制御信号PDとそれに連動するペDESTALクランプパルスVb1およびVb2は、図5の(E)に示す原送信波形の全期間100よりも前後に長い期間を有し、すなわち、原送信波形の開始点よりも期間102だけ先行して立ち上がり、原送信波形の終了点よりも期間104だけ遅く立ち下がるように設定されている。

【 0 0 4 5 】

疑似リニアアンプ32は、入出力全段直流結合で無バイアスの相補対称形回路構成を有するドライブ回路であり、無信号時の消費電力は零(0)である。疑似リニアアンプ32は、ペDESTALクランプ回路30から送出されたペDESTALクランプパルスVb1およびVb2に

より、ペDESTALクランプパルスの発生期間中のみ、回路の動作点が線形動作領域に固定され高速負帰還増幅器として動作し、送信制御信号PDに同期して入力された超音波探触子駆動用任意波形信号（原送信信号）Tx inを線形に増幅し、Tx outを図示されない振動子へ送出する。図5の(D)には上記の通り原送信波形が示され、図5の(E)には出力信号Tx outの波形が示されている。

【0046】

Tx inは、図示されない制御部から送出される送信フォーカシング、送信レベルおよび送信重み付け(アポダイゼーション)を勘案したパルス波、サイン波およびガウシアン波等の任意波形であり、送信制御信号PDに同期して発生されたものである。

【0047】

Tx outは、疑似リニアアンプ32がペDESTALクランプパルスVb1およびVb2の発生期間中にTx inを線形増幅した後の出力信号であり、それは図示されない振動子へ出力される。

【0048】

図1において、VccおよびVeeはペDESTALクランプ回路30の電源であり、例えば正負対称の $\pm 5 \sim \pm 15V$ の中の所定電圧値が用いられる。HV1およびHV2は疑似リニアアンプ32の高圧電源で、正負対称の電圧値を有し、例えば表示モード等により自動的に又は手動で $\pm 10V \sim \pm 100V$ の範囲内で可変設定可能である。

【0049】

したがって、ドライブ回路を疑似リニアアンプ32で構成すると、ドライブ回路の無信号時の消費電力を零(0)とすることができるので、送信回路の発熱の問題が解消され、ペDESTALクランプパルスの発生期間中のみ高速負帰還増幅器として動作させることができるので、高周波化、高速応答化、波形の低歪み率化および回路の安定化ができ、また、ドライブ回路へ供給する高圧電源を可変しても、設定されたペDESTALクランプパルスのレベルにより動作点が所定の値に保たれ、Bモード、ドプラ(CW)モード、CFM(カラーフローマッピング)モード等の各モードにおける高圧電源を適切な値に可変することによって、ドライブ回路および高圧電源の消費電力を最低限に抑え、任意波形例えばパルス波、サイン波、およびガウシアン波等の入力波を低歪み率で所定の値に線形に増幅し、図示されない振動子を駆動することができる。

【0050】

図2は、他の実施形態における送信回路を示す概略構成図である。図2において、ペDESTALクランプ回路34は、複数の疑似リニアアンプB1～B48に共通接続されている。

【0051】

ペDESTALクランプ回路34は、上記同様に、図示されない制御部から超音波ビームを収束させる送信フォーカシングおよびスタンバイ時間を勘案した送信制御信号PD1に基づいて正負対称のペDESTALクランプパルスVb1およびVb2を発生し、それぞれを疑似リニアアンプB1～B48へ送出する。

【0052】

疑似リニアアンプB1～B48は、上記同様に、入出力全段直流結合で無バイアスの相補対称回路で構成されたドライブ回路で、無信号時の消費電力は零(0)である。疑似リニアアンプB1～B48は、ペDESTALクランプ回路34から送出されたペDESTALクランプパルスVb1およびVb2により、ペDESTALクランプパルスの発生期間中のみ、回路の動作点が線形動作領域に固定されて高速負帰還増幅として動作し、送信制御信号PD1に同期して入力された超音波探触子駆動用任意波形信号Tx in1～Tx in48を線形増幅し、Tx out1～Tx out48を図示されない振動子へ送出する。ここで、Vcc、Vee、HV1およびHV2は上記の実施形態と同じであるのでその説明を省略する。

【0053】

したがって、ペDESTALクランプ回路を送信フォーカシングのグループ毎にまとめることができるので、送信回路としてのコスト低減化を図れる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 4 】

図 3 および図 4 には、図 1 及び図 2 に示した疑似リニアアンプの具体的な回路構成例が示されている。

【 0 0 5 5 】

まず図 3 において、Q1～Q14はトランジスタ、R1～R24は抵抗器、C1～C3はコンデンサである。この回路は、抵抗R1～R14およびトランジスタQ1～Q8からなる相補対称形カレントミラー回路、抵抗R15～R17およびトランジスタQ9、Q9からなるフローティング形シャントレギュレータ回路、抵抗R18～R22、コンデンサC2,C3およびトランジスタQ11～Q14からなる相補対称形シングルエンドトプッシュプル回路、抵抗R23、R24およびコンデンサC1を有する帰還回路、で構成されている。そして、この回路は入出力全段直流結合で無信号時の消費電力は零バイアスのために零(0)である。以下、その動作を詳細に説明する。

10

【 0 0 5 6 】

送信制御信号に基づいてペDESTALクランプパルスVb1およびVb2が発生し、それぞれが疑似リニアアンプの送信制御信号入力端であるR2およびR3の両端に送出される。すると、抵抗R1～R14およびトランジスタQ1～Q8からなる正負対称の相補対称形カレントミラー回路の動作点がAB1級に固定される。

【 0 0 5 7 】

トランジスタQ1～Q8からなる正負対称の相補対称形カレントミラー回路の動作点がAB1級に固定されると、トランジスタQ7、Q8のコレクタ電流により抵抗R15、R16に発生する電圧に基づいてトランジスタQ10のコレクタおよびエミッタに、次段のトランジスタQ11～Q14からなる相補対称形シングルエンドトプッシュプル回路の動作点をAB1級に固定する電圧が送出される。

20

【 0 0 5 8 】

この電圧により、トランジスタQ11～Q14からなる相補対称形シングルエンドトプッシュプル回路の動作点がAB1級に固定される。ここで、コンデンサC2,C3は位相補正用で、数pF～数十pFの値が用いられる。

【 0 0 5 9 】

以上の手順で入出力全段直流結合で無バイアスのドライブ回路の動作点が固定され、その際、抵抗R23、R24とコンデンサC1で構成された帰還回路により、入出力に負帰還がかかり入出力同相の高速負帰還形増幅器となる。ここで、コンデンサC1は位相補正用で、数pFの値が用いられる。

30

【 0 0 6 0 】

回路の増幅率Avは次式であらわされる。

【 0 0 6 1 】

$$Av = R24 / R23$$

【 0 0 6 2 】

ペDESTALクランプパルスを正負対称のVb1およびVb2とし、入出力全段直流結合無バイアスのドライブ回路を、上記の全段正負対称の相補形回路とすることによって、ペDESTALクランプパルスの立ち上がりおよび立ち下りの過度応答時におけるスパイクノイズを抑圧することができる。過度応答時のスパイクノイズの抑圧効果は、入力無信号時において高圧電源HV1およびHV2を可変した場合にも同様に作用する。

40

【 0 0 6 3 】

一般のリニアアンプでは、ドライブ回路のQ1～Q8からなる回路は差動増幅回路で構成され、無信号時の動作点はA級で、無信号時のバイアス電流は数百mAである。ドライブ回路は数十から数百個用いられるため、その発熱が問題となる。

【 0 0 6 4 】

また図示していないが、生体内反射波を増幅する受信時において、リニアアンプは動作中であるので、リニアアンプから発生する雑音がS N Rの観点より問題となる。

【 0 0 6 5 】

本実施形態の回路においては、前記ドライブ回路を入出力全段直流結合無バイアスの回

50

路構成とすることによって無信号時の消費電力が零(0)であるので、発熱および雑音上の問題は生じない。また、本実施例では、ドライブ回路のQ1～Q8が正負対称の相補対称形カレントミラー回路で構成され、ペDESTALクランプパルスにより動作点がAB1級に固定されるが、動作時のバイアス電流は前記A級バイアス無信号時の数十分の一であるので、図示されない振動子を駆動する送信時においても熱的に有利に作用する。

【0066】

次に図4の回路構成例について説明する。図4において、Q1～Q12はトランジスタ、R1～R19は抵抗器、C1～C3はコンデンサである。この回路は、抵抗R1～R10およびトランジスタQ1～Q6からなる相補対称形カレントミラー回路、抵抗R11～R13およびトランジスタQ7、Q8からなるフローティング形シャントレギュレータ回路、抵抗R14～R18、コンデンサC2、C3およびトランジスタQ9～Q12からなる相補対称形シングルエンデットプッシュプル回路、抵抗R19およびコンデンサC1からなる帰還回路で構成され、入出力全段直流結合無バイアスで、無信号時の消費電力は零(0)である。以下、その動作を詳細に説明する。

10

【0067】

送信制御信号に基づいてペDESTALクランプパルスVb1およびVb2が発生し、それぞれが疑似リニアアンプの送信制御信号入力端であるR2およびR3の両端に送出されると、抵抗R1～R10およびトランジスタQ1～Q6からなる正負対称の相補対称形カレントミラー回路の動作点がAB1級に固定される。トランジスタQ1～Q6からなる正負対称の相補対称形カレントミラー回路の動作点がAB1級に固定されると、トランジスタQ5、Q6のコレクタ電流により抵抗R11、R12に発生する電圧に基づいてトランジスタQ8のコレクタおよびエミッタに、次

20

【0068】

この電圧により、トランジスタQ9～Q12からなる相補対称形シングルエンデットプッシュプル回路の動作点がAB1級に固定される。ここで、コンデンサC2、C3は位相補正用で、数pF～数十pF程度である。

【0069】

以上の手順で、入出力全段直流結合無バイアスのドライブ回路の動作点が固定されると、抵抗R1、R19とコンデンサC1とで構成された帰還回路により、入出力に負帰還がかかり入出力逆相の高速負帰還形増幅器となる。ここで、コンデンサC1は位相補正用で、数pF程度である。回路の増幅率Avは次式であらわされる。

30

【0070】

$$Av = - (R19 / R1)$$

【0071】

ペDESTALクランプパルスを正負対称のVb1およびVb2とし、入出力全段直流結合無バイアスドライブ回路を、上記の全段正負対称の相補形回路とすることによって、ペDESTALクランプパルスの立ち上がりおよび立ち下りの過度応答時のスパイクノイズを抑圧することができる。その他の動作は図3の場合と同様なので省略する。

【0072】

以上説明したように、上記構成によれば、ドライブ回路を疑似リニアアンプで構成し、無信号時の消費電力を零(0)とすることによって発熱の問題が解消され、またペDESTALクランプパルスの発生期間中のみ、高速負帰還形増幅器として動作させることによって、任意波形例えばパルス波、サイン波およびガウシャン波等の入力波を所定の値に線形に増幅し、図示されない振動子を駆動することができる。

40

【0073】

また、ドライブ回路のバイアスに結合用コンデンサを用いていないので、過度応答に対する復帰時間が非常に早く、入出力全段正負対称の相補形回路とすることによって、ペDESTALクランプパルスによるスパイクノイズの発生を効果的に抑圧することができる。さらに、トランスフォーマーを使用していないので、回路の高密度実装による小型化、および回路の集積回路化などが容易でコスト低減ができる。

50

【図面の簡単な説明】

【 0 0 7 4 】

【図 1】 本発明に係る送信回路のブロック図である。

【図 2】 他の実施形態に係る送信回路のブロック図である。

【図 3】 ドライブ回路の構成例を示す回路図である。

【図 4】 ドライブ回路の他の構成例を示す回路図である。

【図 5】 回路中の各信号の波形を示す図である。

【図 6】 従来の回路構成例を示す図である。

【図 7】 従来の他の回路構成例を示す図である。

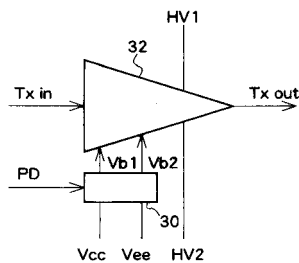
【符号の説明】

【 0 0 7 5 】

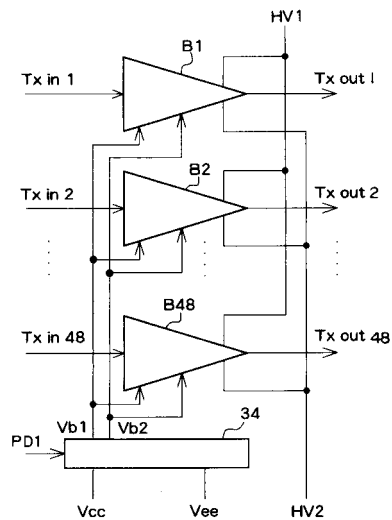
30 ペDESTALクランプ回路（バイアス設定回路）、32 疑似リニアアンプ（ドライブ回路）。

10

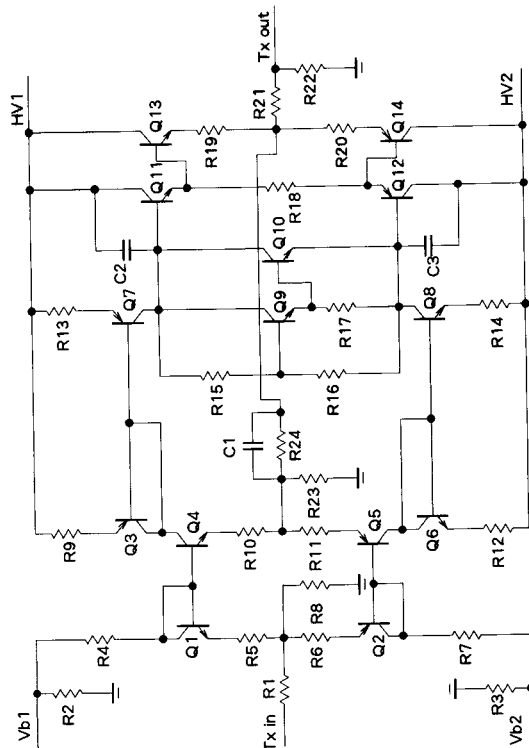
【図 1】



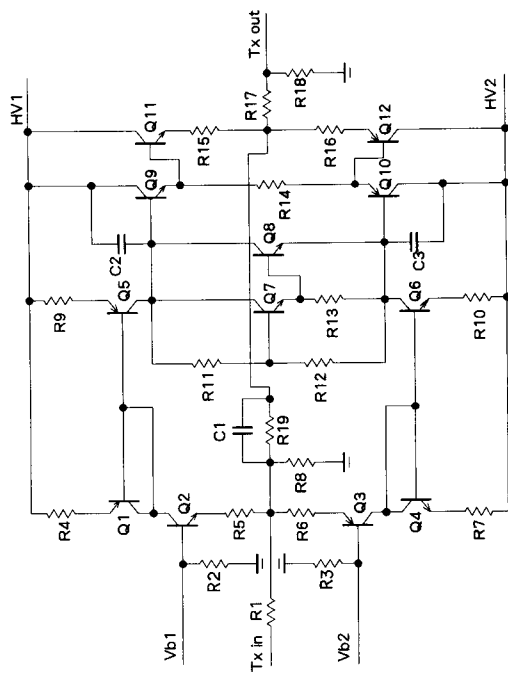
【図 2】



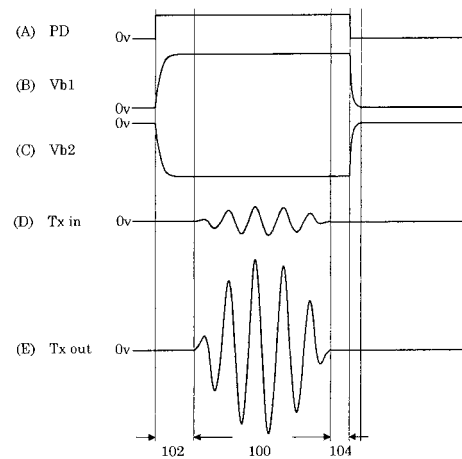
【図 3】



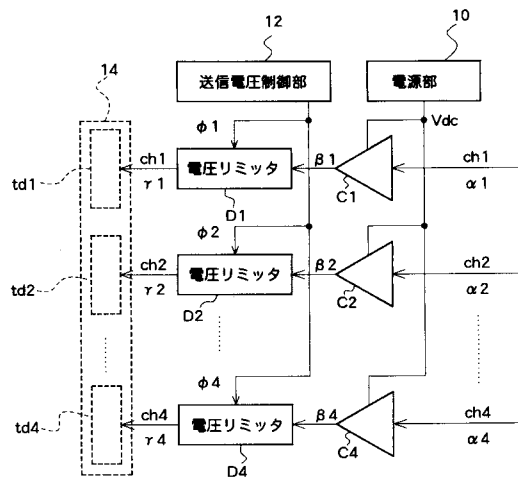
【図 4】



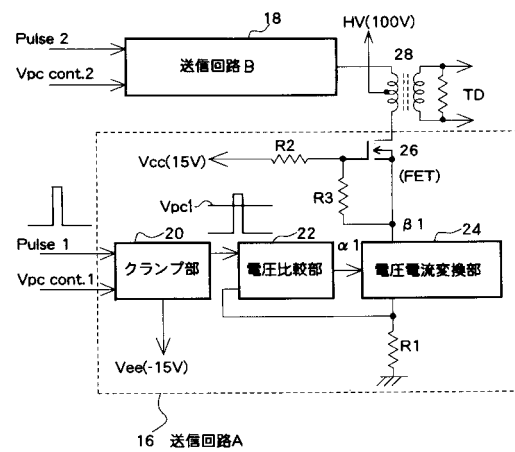
【図 5】



【図 6】



【図 7】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平 7 - 2 3 1 2 4 7 (J P , A)
特開平 1 0 - 5 7 3 7 3 (J P , A)
特開昭 6 2 - 1 1 7 5 3 3 (J P , A)
特開平 3 - 1 6 2 8 3 8 (J P , A)

- (58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)
A 6 1 B 8 / 0 0 - 8 / 1 5

专利名称(译)	超声诊断设备的发射电路		
公开(公告)号	JP3857676B2	公开(公告)日	2006-12-13
申请号	JP2003357351	申请日	2003-10-17
[标]申请(专利权)人(译)	日立阿洛卡医疗株式会社		
申请(专利权)人(译)	阿洛卡有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	阿洛卡有限公司		
[标]发明人	菊地弘道 中尾建一		
发明人	菊地 弘道 中尾 建一		
IPC分类号	A61B8/00 G01N29/22		
FI分类号	A61B8/00 G01N29/22		
F-TERM分类号	2G047/CA01 2G047/EA17 2G047/GB02 2G047/GF09 4C601/DE01 4C601/DE08 4C601/EE15 4C601/HH02 4C601/HH05 4C601/HH06		
代理人(译)	吉田健治 石田 纯		
其他公开文献	JP2004073883A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：即使在传输信号的电平变化时，也要解决发热问题并放大具有低失真系数的可选波形。解决方案：构成超声波诊断装置，以便产生一对基座钳位脉冲（偏置脉冲）Vb1和Vb2，每个脉冲宽度对应于原始传输信号，并且具有通过基座钳位电路的双极对称特性（偏置）伪线性放大器32根据脉冲Vb1和Vb2的电平设置偏置点，并且仅在脉冲的周期内线性放大原始传输信号。另外，驱动电源可变地设定驱动电源的电位HV1和HV2，并且可变地设定从伪线性放大器32输出的传输信号的电平。此外，通过基座钳位脉冲Vb1和Vb2的电平将操作点保持在规定值。Z

【 图 3 】

