

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第4205977号
(P4205977)

(45) 発行日 平成21年1月7日(2009.1.7)

(24) 登録日 平成20年10月24日(2008.10.24)

(51) Int.Cl.	F I
A 6 1 B 8/00 (2006.01)	A 6 1 B 8/00
G O 1 N 29/30 (2006.01)	G O 1 N 29/22 5 0 6
H O 3 F 1/34 (2006.01)	H O 3 F 1/34
H O 4 B 11/00 (2006.01)	H O 4 B 11/00 B

請求項の数 2 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2003-81491 (P2003-81491)	(73) 特許権者	390029791
(22) 出願日	平成15年3月24日 (2003. 3. 24)		アロカ株式会社
(65) 公開番号	特開2004-283477 (P2004-283477A)		東京都三鷹市牟礼6丁目2番1号
(43) 公開日	平成16年10月14日 (2004.10.14)	(74) 代理人	100075258
審査請求日	平成17年12月26日 (2005.12.26)		弁理士 吉田 研二
		(74) 代理人	100096976
			弁理士 石田 純
		(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	宮川 哲伸
最終頁に続く			

(54) 【発明の名称】 超音波診断装置用受信回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1 電位と第 2 電位との間に設けられ、入力信号が入力される第 1 能動素子と、
前記第 1 電位と前記第 2 電位との間において、前記第 1 能動素子と直列に設けられた第 2 能動素子と、
前記第 2 能動素子の出力が入力され、出力信号を出力する第 3 能動素子と、
前記第 2 能動素子の出力を分圧して第 1 帰還信号として出力する帰還信号レベル調整回路と、
前記第 2 能動素子の出力側と前記第 1 能動素子の入力側との間の第 1 帰還経路に設けられ、前記分圧された第 1 帰還信号が流れる可変抵抗回路と、
前記第 3 能動素子の出力側と前記第 1 能動素子の入力側との間の第 2 帰還経路に設けられ、前記第 3 能動素子の出力側から取り出された第 2 帰還信号が流れる固定抵抗回路と、
を含むことを特徴とする超音波診断装置用受信回路。

【請求項 2】

請求項 2 記載の回路において、
前記帰還信号レベル調整回路は、前記分圧された帰還信号が流れるインピーダンス変換回路を有することを特徴とする超音波診断装置用受信回路。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は超音波診断装置用受信回路に関し、特にプリアンプの回路構成に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

特許 2 7 9 0 7 7 6 号明細書（特許文献 1）には、超音波診断装置用受信回路としてのプリアンプが示されている。図 4 には、特許文献 1 の図 7 に示された回路が示されている。この回路は、3 つのトランジスタ $TR1$ 、 $TR2$ 、 $TR3$ を備えるアンプ 10 を有し、その回路の入力抵抗（入力インピーダンス）を可変制御することによって、利得を制御するものである。具体的には、差動アンプ 14 のゲインが可変抵抗 16 の抵抗値を変化することによって制御される。なお、符号 12 は入力保護回路を示し、それはダイオードブリッジなどの構成を有する。

10

【 0 0 0 3 】

特許文献 1 には示されていないが、図 5 に概念的に示すような回路構成（参考例）を採用することもできる。入力保護回路 18 の後段にはアンプ 20 が設けられ、そのアンプ 20 の出力側から入力側へ 2 つの帰還経路が設けられ、第 1 帰還経路上には抵抗 R_f が設けられ、第 2 帰還経路上には可変抵抗回路（ VR ）22 が設けられる。可変抵抗回路 22 の抵抗値を変化させて、プリアンプの利得が制御される。可変抵抗回路 22 としては、ダイオードブリッジを用いた回路（図 6）、ダイオードと抵抗を用いた回路（図 7）、FET を用いた回路（図 8）など、能動素子を用いた回路でその回路に印加する電圧を変化することによって制御されるような簡易的な回路を用いることが考えられる。図 6、図 7 に示した回路では、通常のダイオードだけではなく、PIN ダイオードを使用することもできる。

20

【 0 0 0 4 】

上記の図 5 及び図 6～8 に示した構成によれば、図 4 に示した構成よりも、回路規模、安定性などの点で有利な面がある。

【 0 0 0 5 】

しかし、その一方において、図 5 及び図 6～8 に示した構成については、利得変化時に歪みが大きくなる可能性がある。可変抵抗回路 22 において、歪み無く通過させることができる帰還信号の振幅上限は、プリアンプの出力の振幅（例えば $1V_{pp}$ ）より、かなり小さいためである。例えば、図 6 に示した回路において各ダイオードとして PIN ダイオードを用いた場合、歪みを生じない入力電圧上限は、 $200m_{pp}$ （第三高調波歪 - $50dB$ ）程度である。

30

【 0 0 0 6 】

【特許文献 1】

特許第 2 7 9 0 7 7 6 号明細書

【 0 0 0 7 】

【発明が解決しようとする課題】

以上のように、超音波診断装置の受信回路に設けられるプリアンプにおいて、帰還経路上に可変抵抗回路を設けた場合には、その可変抵抗回路で帰還信号の歪みという問題が生じ、その結果として、受信信号に歪みが生じる。

40

【 0 0 0 8 】

本発明の目的は、低雑音で入力抵抗を可変でき、かつ、入力抵抗可変時に生ずる歪みが少ないプリアンプを実現することにある。

【 0 0 0 9 】

【課題を解決するための手段】

（1）望ましくは、超音波振動素子からの受信信号を増幅するプリアンプを有する超音波診断装置用受信回路において、前記プリアンプは、前記受信信号が入力され前記受信信号を増幅する能動素子を有する増幅回路と、前記増幅回路の出力側及び入力側の間の帰還経路に設けられた可変抵抗回路と、前記帰還経路上に設けられ、前記増幅回路の出力側から取り出される帰還信号のレベルを前記可変抵抗回路の動作範囲に適合させるレベル調整を行う帰還信号レベル調整回路と、を含む。

50

【 0 0 1 0 】

上記構成によれば、帰還経路上において、可変抵抗回路の手前に帰還信号レベル調整回路が設けられ、それによって、増幅回路の途中あるいは最終段から取り出された帰還信号についてのレベルが調整された上で、その帰還信号が可変抵抗回路へ入力される。よって、可変抵抗回路の適正な動作範囲（歪みが生じないか、歪みが少ない範囲）へ帰還信号のレベルを調整できるので、帰還信号の歪み、それによる受信信号の歪みという問題を軽減できる。また、可変抵抗回路を利用するので、回路規模、安定性等の面で有利である。それ故、例えば、受信信号中の高調波成分を抽出して画像形成するような場合に特に有利である。

【 0 0 1 1 】

望ましくは、前記帰還信号レベル調整回路は前記増幅回路の出力信号を分圧する回路である。この分圧によって適正範囲に帰還信号のレベルが調整される。

【 0 0 1 2 】

望ましくは、前記可変抵抗回路は、出力電圧を変化し得る電源に接続されたダイオード利用型回路である。望ましくは、前記可変抵抗回路は、能動素子利用型回路であって、その回路に印加される電圧を変化するものである。望ましくは、前記帰還信号レベル調整回路は、前記帰還信号のレベルを 1 ボルトより低い値に抑える。

【 0 0 1 3 】

(2) 本発明は、第 1 電位と第 2 電位との間に設けられ、入力信号が入力される第 1 能動素子と、前記第 1 電位と前記第 2 電位との間において、前記第 1 能動素子と直列に設けられた第 2 能動素子と、前記第 2 能動素子の出力が入力され、出力信号を出力する第 3 能動素子と、前記第 2 能動素子の出力を分圧して第 1 帰還信号として出力する帰還信号レベル調整回路と、前記第 2 能動素子の出力側と前記第 1 能動素子の入力側との間の第 1 帰還経路に設けられ、前記分圧された第 1 帰還信号が流れる可変抵抗回路と、前記第 3 能動素子の出力側と前記第 1 能動素子の入力側との間の第 2 帰還経路に設けられ、前記第 3 能動素子の出力側から取り出された第 2 帰還信号が流れる固定抵抗回路と、を含むことを特徴とする。

【 0 0 1 4 】

望ましくは、前記帰還信号レベル調整回路は、前記分圧された第 1 帰還信号が流れるインピーダンス変換回路を有する。

【 0 0 1 5 】

【 発明の実施の形態 】

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

【 0 0 1 6 】

図 1 には、本発明に係る超音波診断装置用の受信回路が示されている。この受信回路は、受信信号の利得を調整するプリアンプに相当する。

【 0 0 1 7 】

入力保護回路 18 は、例えばダイオードブリッジ回路などによって構成され、その入力保護回路 18 によって振動素子側からの送信信号の回り込みを防止する。アンプ（増幅回路）20 は、受信信号に対して利得を調整するための回路であり、利得調整後の受信信号が出力される。

【 0 0 1 8 】

符号 100 及び 102 はそれぞれ帰還経路を示しており、帰還経路 100 は、アンプ 20 の出力側から出力信号をアンプ 20 の入力側へ戻す帰還経路であり、その帰還経路 100 上には固定の抵抗値を持った抵抗 R_f が設けられている。帰還経路 102 は、アンプ 20 における出力側の所定の帰還点から取り出された信号をアンプ 20 の入力側へ帰還させる経路である。その帰還経路 102 の入力端側には後述するように帰還信号レベル調整回路としての分圧回路が設けられており、また、その帰還経路 102 上にはバッファ 30 及び可変抵抗回路（ V_R ）22 が設けられている。この可変抵抗回路 22 は上述した従来例あるいは参考例で示した可変抵抗回路と同様に、例えば図 6 ~ 図 8 に示すような回路構成を

10

20

30

40

50

有するものである。すなわち、その可変抵抗回路 22 が有する抵抗値が印加する電圧によって制御されるものである。なお、バッファ 30 はインピーダンスを下げるためのインピーダンス変換器として機能する。

【0019】

ここで、図 6 に示す回路は、正側電源と負側電源との間に設けられた 4 つのダイオードからなるダイオードブリッジ回路であり、電源電圧を変化することによって当該回路の抵抗値が変化されるものである。図 7 に示す回路は、正側電源と負側電源との間に設けられた一対の抵抗の間に 2 つのダイオード及び 2 つの抵抗をブリッジ状に接続してなるものである。その回路の抵抗値の変化は上記同様に電源電圧を変化することによってなされる。図 8 に示す回路は、帰還信号が流される FET の内部抵抗を出力電圧を変化し得る電源によって制御するものである。もちろん、それらの回路は基本的な構成を示す例であり、諸条件によって変更して用いることが可能であり、また他の回路構成を使用しうる。

10

【0020】

図 2 には、図 1 に示した回路のより詳細な構成が示されている。入力信号は入力保護回路 18 を介して、更にコンデンサ C_1 を介して、トランジスタ Q_1 のベースに入力される。そのトランジスタ Q_1 はトランジスタ Q_2 と直列に接続されており、すなわち、トランジスタ Q_1 のコレクタがトランジスタ Q_2 のエミッタに接続されている。それらの 2 つのトランジスタ Q_1 、 Q_2 は図 2 に示す例において電源 +V とアースとの間に直列接続で設けられているものである。

【0021】

したがって、入力信号がトランジスタ Q_1 に与えられると、その入力信号に対する利得を調整した結果すなわち出力信号がトランジスタ Q_2 のコレクタ側に表れることになる。例えば最大増幅率は 100 である。

20

【0022】

その出力信号はトランジスタ Q_3 のベースに入力され、そのトランジスタ Q_3 のエミッタから出力信号が取り出されている。トランジスタ Q_3 の増幅率は例えば 1 である。

【0023】

トランジスタ Q_3 のエミッタには、並列接続された抵抗 R_3 及びコンデンサ C_3 を介して、帰還経路 100 が接続されており、その帰還経路 100 上には上述した抵抗 R_f が設けられている。その帰還経路 100 の接続先は図 2 に示す例においてトランジスタ Q_1 のベースである。

30

【0024】

図 2 に示されるように、電源 +V とトランジスタ Q_2 のコレクタとの間つまり帰還経路 102 の入力部には帰還信号レベル調整回路としての分圧回路 31 が設けられており、具体的には、直列接続された 2 つの抵抗 RL_1 、 RL_2 が設けられている。そして、その 2 つの抵抗 RL_1 、 RL_2 の中点が帰還信号を取り出すポイントとなっており、そこからコンデンサ C_1 の入力側に帰還経路 102 が設けられている。その帰還経路 102 上には、バッファ 30 及び可変抵抗回路 22 が設けられている。

【0025】

したがって、可変抵抗回路 22 に入力される帰還信号のレベルは上記の分圧回路 31 によって調整することができ、具体的には、可変抵抗回路 22 の線形動作範囲に納まるように帰還信号のレベルが調整される。通常は、例えば 1 ボルト以下の値になるようにレベル調整が行われる。

40

【0026】

後において図 9 に示す回路構成に比べて、図 2 に示す回路構成の場合には可変抵抗回路 22 が有する抵抗値がミラー効果により $(1 + \text{ゲイン})$ 倍になるので、後に図 10 を用いて説明するように、図 5 に示した回路構成と比べて雑音が若干増加するが、その一方において、図 9 に示す回路構成に比べて雑音は少なくなる。よって、雑音を一定範囲に抑えつつも、回路規模を削減し、歪防止などの利点を得ることが可能となる。ひいては、超音波画像の画質を高めることが可能となる。

50

【 0 0 2 7 】

なお、もし必要であるならば、例えば図 6 に示した回路を複数個直列に接続して可変抵抗回路 22 を構成することにより、それが有する線形動作範囲を広げることにも可能である。その場合には雑音を更に小さくできるという利点がある。

【 0 0 2 8 】

図 2 に示したバッファ 30 は、具体的にはエミッタホロワによって構成され、それは例えば図 3 に示されるような回路構成を有する。すなわち、入力信号のレベルを変更することなく出力信号として出力するものである。図示の例では単に、インピーダンス変換がなされている。もちろん、この図 3 に示すようなエミッタホロワにおいてレベル調整が図られるようにしてもよい。

10

【 0 0 2 9 】

図 9 に参考例として示すように、入力抵抗を可変制御するために、可変抵抗回路 22 を、帰還経路上ではなく、入力端とアースとの間に挿入することも考えられる。この場合、増幅される前段階なので、信号振幅は小さく、このため歪みの問題は改善される。しかし、プリアンプの入力抵抗が例えば 50 Ω と低いような場合には、そのような手法は採用できない。可変抵抗回路 22 における制御電流が増加したり、雑音が大幅に増加したりするためである。例えば、1/10 に低減させる場合には、その入力抵抗も約 1/10 すなわち 5 Ω 程度にしなければならないが、その場合において、可変抵抗回路 22 として例えば図 7 の回路を採用すると、±Vcont から 20 mA 程度の電流を流さなければならなくなる。

20

【 0 0 3 0 】

ここで、参考までに雑音増加の原理を説明しておく。図 10 には、プリアンプの等価回路が示されている。ここで、図 10 における Amp で表されたボックスは、図 1、図 5 及び図 9 に示されたアンプ 20 に相当する。ノイズ源や信号源はすべてをボックスの外側に出してある。入力保護回路は下記の Rs に含まれている。図 10 における各要素の定義は以下の通りである。

【 0 0 3 1 】

【 数 1 】

Rs：信号源抵抗

30

es：信号源

$$e_{ns} = \sqrt{4KTBR_s} \quad : R_s \text{ のノイズ電圧}$$

$$i_{nVR} = \sqrt{\frac{4KT B}{V_R}} \quad : V_R \text{ のノイズ電流}$$

$$i_{nRf} = \sqrt{\frac{4KT B}{R_f}} \quad : R_f \text{ のノイズ電流}$$

40

K：ボルツマン定数

T：絶対温度

B：帯域幅

ena：Amp のノイズ電圧

ina：Amp のノイズ電流
(ただし、VR と Rf のノイズは除く)

可変抵抗回路によるノイズ以外は、図 1、図 6 の構成も図 10 の構成も共通だから、それ

50

らの構成間においては、可変抵抗回路によるノイズの大きさを比較すればよい。

【 0 0 3 2 】

可変抵抗回路のノイズを入力換算（ e_s に直列な電圧源に換算）すると、以下の式が導かれる。

【 0 0 3 3 】

【数 2】

$$\begin{aligned} e_{nVR} &= i_{nVR} \cdot R_s \\ &= \sqrt{\frac{4KT B}{VR}} \times R_s \\ &= \sqrt{4KT B R_s} \times \sqrt{\frac{R_s}{VR}} \\ &= e_{ns} \sqrt{\frac{R_s}{VR}} \end{aligned}$$

10

したがって、可変抵抗回路の抵抗値はできるだけ大きい方がノイズは小さくなるということが理解できる。

【 0 0 3 4 】

以上のように、図 1 及び図 2 で示したような実施形態に係る回路構成によれば、帰還信号のレベルをあらかじめ適正な範囲に納めた上で、その帰還信号を可変抵抗回路に入力させることができるので、そこで生じる信号の歪みという問題を解消又は軽減することができ、また回路全体としても雑音性が良好なものを実現することが可能である。可変抵抗回路 22 としては、上述したように、図 6 に示すような回路、図 7 に示すような回路、あるいは図 8 に示すような回路を採用することができ、それらについては上述したように複数段直列接続して可変抵抗回路を構成するようにしてもよい。

20

【 0 0 3 5 】

なお、図 2 などに示した制御電圧 V_{cont} は各送信チャンネルごとに共通に供給されるものであるが、例えば送信開口内において重み付けなどを行うためにそれらの制御電圧の値を各チャンネルごとに個別的に設定するようにすることも可能である。

30

【 0 0 3 6 】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、歪みが少なく実用性が高いプリアンプを実現することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明に係る受信回路の構成を示すブロック図である。

【図 2】 図 1 に示す構成の具体的な内容を示す回路図である。

【図 3】 図 2 に示すバッファの具体的な回路構成例を示す図である。

【図 4】 従来例を説明するための図である。

【図 5】 参考例を説明するための図である。

40

【図 6】 可変抵抗回路の一例を示す図である。

【図 7】 可変抵抗回路の他の例を示す図である。

【図 8】 可変抵抗回路の更に他の例を示す図である。

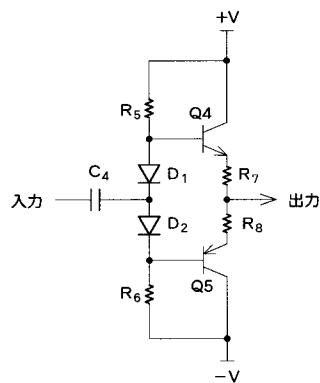
【図 9】 参考例を説明するための図である。

【図 10】 図 5 及び図 9 に示される回路の等価回路を示す図である。

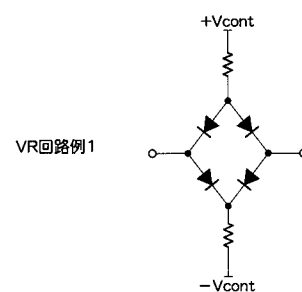
【符号の説明】

18 入力保護回路、20 アンプ、22 可変抵抗回路、30 バッファ、100, 102 帰還経路、31 分圧回路（帰還信号レベル調整回路）。

【圖 3】

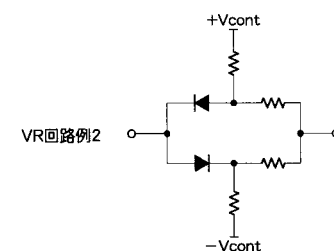


【图 6】

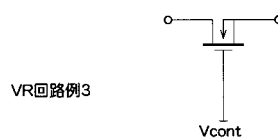


【圖 7】

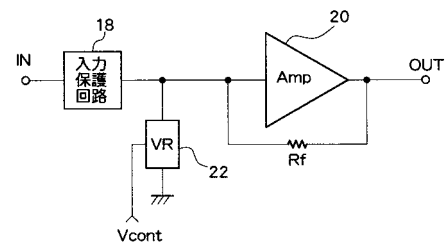
【图 8】



【图 8】

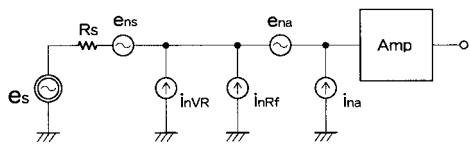


【図 9】



参考例

【図 10】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平 0 7 - 3 2 7 9 9 7 (J P , A)
特開平 1 1 - 1 7 7 3 9 7 (J P , A)
特開平 1 0 - 2 1 5 1 2 9 (J P , A)
特開平 0 9 - 2 3 2 8 9 5 (J P , A)
特開平 0 8 - 2 7 4 5 4 8 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

A61B 8/00
G01N 29/30
H03F 1/34
H04B 11/00

专利名称(译)	用于超声诊断设备的接收器电路		
公开(公告)号	JP4205977B2	公开(公告)日	2009-01-07
申请号	JP2003081491	申请日	2003-03-24
[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	中尾建一		
发明人	中尾 建一		
IPC分类号	A61B8/00 G01N29/30 H03F1/34 H04B11/00 G01N29/22		
FI分类号	A61B8/00 G01N29/22.506 H03F1/34 H04B11/00.B		
F-TERM分类号	2G047/AC13 2G047/EA10 2G047/GF10 2G047/GG16 4C601/EE10 4C601/JB11 5J500/AA01 5J500/AA13 5J500/AC22 5J500/AF17 5J500/AH02 5J500/AH10 5J500/AH19 5J500/AH25 5J500/AH26 5J500/AH29 5J500/AK01 5J500/AK03 5J500/AK05 5J500/AM01 5J500/AM13 5J500/AM24 5J500/AS01 5J500/AT01 5J500/ND02 5J500/NG06 5J500/NH14 5J500/NM02 5J500/NN17 5J500/PG01		
代理人(译)	吉田健治 石田 纯		
其他公开文献	JP2004283477A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供超声诊断设备的前置放大器，其中使反馈信号流过可变电阻电路以改变前置放大器的输入电阻，使得当由此控制增益时，当反馈信号的电平较大时，它偏离了操作范围。 解决方案：在具有用于放大来自超声波振动元件的接收信号的前置放大器的接收电路中，缓冲器30和可变电阻电路22设置在反馈路径102上。通过改变可变电阻电路22的电阻值，改变前置放大器的输入电阻。由此实现增益调节。分压电路（反馈信号电平调节电路）31将反馈信号的电平置于可变电阻电路22的线性操作范围内。这使得可以防止在那里发生的反馈信号的失真。

The

【 図 2 】

