



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110881998 A

(43)申请公布日 2020.03.17

(21)申请号 201910224258.2

(22)申请日 2019.03.22

(30)优先权数据

2018-168589 2018.09.10 JP

(71)申请人 株式会社日立制作所

地址 日本东京都

(72)发明人 五十岚丰 梶山新也 中村洋平

今川健吾 网野和宏 岩下贵之

(74)专利代理机构 北京银龙知识产权代理有限公司

公司 11243

代理人 范胜杰 王立杰

(51)Int.Cl.

A61B 8/00(2006.01)

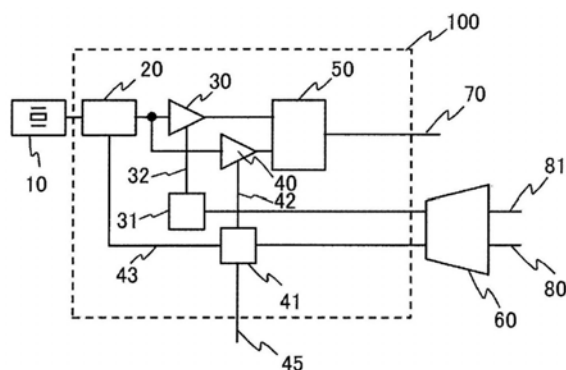
权利要求书2页 说明书10页 附图10页

(54)发明名称

超声波诊断装置及其使用的探头

(57)摘要

本发明提供超声波诊断装置及其使用的探头,实现了适于安装到2D阵列探头的TGC电路。该探头向诊断部位发送超声波,接收反射波作为接收信号,具备:多个振子;与多个振子分别对应的多个低噪声放大电路;单差动变换器,其将随着时间经过而上升的控制信号变换为随着时间经过而上升的第一偏置信号和随着时间经过而下降的第二偏置信号,控制多个低噪声放大电路,低噪声放大电路具备:使来自振子的电信号衰减的衰减器;通过第一偏置信号使衰减器的输出信号随着时间经过而逐渐变大地进行放大的第一放大电路;通过第二偏置信号使衰减器的输出信号随着时间经过而逐渐变小地放大的第二放大电路以及对第一放大电路和第二放大电路的输出进行减法运算的减法器。



1. 一种探头,其向诊断部位发送超声波,接收作为其反射波的接收信号,该探头的特征在于,具备:

多个振子;

多个低噪声放大电路,其与该多个振子分别对应;

单差动变换器,其将随着时间经过而上升的控制信号变换为随着时间经过而上升的第一偏置信号和随着时间经过而下降的第二偏置信号,控制上述多个低噪声放大电路,

上述低噪声放大电路具备:

衰减器,其使来自上述振子的电信号衰减;

第一放大电路,其将上述第一偏置信号作为偏置,以使上述衰减器的输出信号随着时间经过而逐渐变大的方式进行放大;

第二放大电路,其将上述第二偏置信号作为偏置,以使上述衰减器的输出信号随着时间经过而逐渐变小的方式进行放大;

减法器,其对上述第一放大电路的输出和上述第二放大电路的输出进行减法运算。

2. 根据权利要求1所述的探头,其特征在于,

在动作期间中,上述第一偏置信号始终比上述第二偏置信号大。

3. 根据权利要求1或2所述的探头,其特征在于,

使用上述第二偏置信号,使上述衰减器的衰减系数随着时间经过而减小。

4. 根据权利要求1所述的探头,其特征在于,

该探头具备:恒定电流生成电路,其通过以恒定电流对电容进行充电,来生成上述控制信号。

5. 根据权利要求4所述的探头,其特征在于,

上述恒定电流生成电路具有使电容进行放电的功能、固定为电源电压的功能。

6. 根据权利要求4所述的探头,其特征在于,

上述恒定电流生成电路具有能够断开电容的功能。

7. 根据权利要求4所述的探头,其特征在于,

恒定电流生成电路具有能够改变对电容进行充电的恒定电流值的功能。

8. 根据权利要求4所述的探头,其特征在于,

具备实现上述电容的断开的开关,

具有在通过该开关断开上述电容的充电所使用的布线后进行放电的功能。

9. 根据权利要求1所述的探头,其特征在于,

上述第一偏置信号在时间经过中固定。

10. 根据权利要求1所述的探头,其特征在于,

上述单差动变换器能够通过改变上述第二偏置信号,来改变增益。

11. 根据权利要求1所述的探头,其特征在于,

使上述衰减器关断,而向上述第一放大电路和上述第二放大电路供给不衰减的信号。

12. 根据权利要求1所述的探头,其特征在于,

使得能够将上述第一放大电路和上述第二放大电路作为固定增益放大器而使用。

13. 根据权利要求1所述的探头,其特征在于,

上述第一放大电路和上述第二放大电路是第一级联连接和第二级联连接的差动放大

电路,通过切换连接各个输出的极性而实现上述减法器。

14. 根据权利要求13所述的探头,其特征在于,

上述第一偏置信号和上述第二配置信号分别是上述第一级联连接和第二级联连接的差动放大电路的尾电流源。

15. 根据权利要求13或14所述的探头,其特征在于,

上述衰减器是串联连接电阻和晶体管而成的衰减器。

16. 根据权利要求15所述的探头,其特征在于,

共享第二级联连接的差动放大电路的尾电流源的偏置电压和构成上述衰减器的晶体管的偏置电压。

17. 根据权利要求13所述的探头,其特征在于,

上述第二放大电路在级联连接放大电路的栅极接地晶体管的源极之间连接电容,使希望频带比上述第一放大电路窄。

18. 根据权利要求1所述的探头,其特征在于,

上述单差动变换器和上述多个低噪声放大电路由一个半导体电路构成,在上述单差动变换器中,通过上述第一偏置信号和上述第二偏置信号,共通地控制上述多个低噪声放大电路。

19. 根据权利要求1所述的探头,其特征在于,

上述第二放大电路进行控制使上述第二偏置信号随着时间经过而逐渐减小,但在流过微小的电流的状态下结束上述第二偏置信号的下降。

20. 根据权利要求19所述的探头,其特征在于,

从使栅极短路的多个晶体管的串联连接的电路的漏极得到上述微小电流。

21. 根据权利要求18所述的探头,其特征在于,

该探头安装多个上述半导体电路,

在上述多个半导体电路中共享上述控制信号。

22. 一种超声波诊断装置,其具备向诊断部位发送超声波并接收作为其反射波的接收信号的探头、根据该接收信号得到诊断所需的信息的信号处理电路,该超声波诊断装置的特征在于,

上述探头具备:多个振子;多个低噪声放大电路,其与该多个振子分别对应;单差动变换器,其将随着时间经过而上升的控制信号变换为随着时间经过而上升的第一偏置信号和随着时间经过而下降的第二偏置信号,控制上述多个低噪声放大电路,

上述低噪声放大电路具备:

衰减器,其使来自上述振子的电信号衰减;

第一放大电路,其使上述第一偏置信号作为偏置,以使上述衰减器的输出信号随着时间经过而逐渐变大的方式进行放大;

第二放大电路,其将上述第二偏置信号作为偏置,以使上述衰减器的输出信号随着时间经过而逐渐变小的方式进行放大;

减法器,其对上述第一放大电路的输出和上述第二放大电路的输出进行减法运算。

超声波诊断装置及其使用的探头

技术领域

[0001] 本发明涉及超声波诊断装置。

背景技术

[0002] 面向超声波诊断装置的2D(维)阵列探头由二维地配置了振子的2D阵列振子、驱动2D阵列振子的2D阵列IC(集成电路)构成。在2D阵列探头中,需要能够从约200个信号端子向数千~1万个元件的振子阵列进行收发的2D阵列IC。2D阵列IC控制各振子的驱动定时,操作超声波波束的收发方向。

[0003] 2D阵列振子的各个振子与收发电路(以下记载为“元件通道(channel)电路”或ECh电路)一对一地连接。另外,汇集了N(N为正的整数)个ECh电路的子通道(以下记载为“子通道”或SCh)与收发信号输入输出电缆一对一地连接。在以后说明“汇集”的含义。

[0004] 为了使从2D阵列振子的各个振子收发的超声波波束对焦到任意的生物体内诊断部位,如果假设超声波在生物体内的速度是均匀的,则必须对ECh电路赋予与对焦到2D阵列振子的各个振子的距离成正比的延迟时间。越是接近对焦点的振子,则赋予越大的延迟,对越远的振子赋予越小的延迟时间。

[0005] 在接收时,将1个SCh内的全部ECh电路输出信号相加。将其称为整相相加。从电缆向超声波诊断装置输出该相加信号。在发送时,使从超声波诊断装置发送的信号分流到1个SCh内的全部ECh电路,在各ECh电路中对信号赋予延迟地从各振子输出。这就是“汇集”的含义。

[0006] 对从该2D阵列探头接收到的信号进行处理而生成的超声波断层像的分辨率依存于1个振子的尺寸,例如要求200~300 μm 方形的尺寸。另外,还依存于ECh电路的延迟电路所能够设定的延迟时间分辨率。超声波断层像的视野角依存于ECh电路的延迟电路所能够设定的最大延迟时间。

[0007] 2D阵列探头是自己发送超声波并接收其反射波的系统,因此在取得接近体表的部位的图像时,会受到因骨等的反射造成的强声压的影响。如果对2D阵列IC的接收系统,特别是初级LNA(低噪声放大电路)进行电平设计使得即使是强声压也不饱和,则增益小,噪声特性恶化,因此深部图像的SNR变差。因此,在不是2D阵列探头的普通的超声波诊断装置中,使用与从接收开始起的经过时间对应地提高增益的系统,将其称为TGC(时间增益控制器)。

[0008] 作为实现TGC电路的背景技术,有专利文献1、专利文献2、专利文献3。专利文献1公开了以下的结构,即超声波诊断装置具备超声波探头、经由超声波探头向被检测体发送超声波的发送部、对经由超声波探头从被检测体接收到的接收信号进行处理的接收部、根据接收信号生成图像的图像构成部、显示图像的图像显示部,接收部具备响应接收信号的信号强度而增益推移的强度对应可变衰减单元、增益根据接收信号的接收定时而推移的时间对应可变衰减单元。

[0009] 专利文献2公开了以下的结构,即超声波诊断装置具备:关于发送信号,经由超声波探头向被检测体发送超声波信号的发送部、对在被检测体内反射而得到的接收信号进行

处理的接收部,接收部具备防止发送信号向接收部返回的用于收发分离的收发切换开关部、对接收信号进行放大的放大部、配置在收发切换开关部和放大部之间而使接收信号衰减的衰减部。衰减部使在发送结束后立即接收大振幅的信号的来自近距离的反射信号衰减,随着接收时间的经过而使衰减量从大向小变化,从而使信号振幅小的来自远距离的信号不衰减。

[0010] 专利文献3公开了以下的结构,即超声波诊断装置的探头控制器设置有由若干个器件构成的控制模块群、与各个控制模块连接的1个时钟源、与各个控制模块连接的时钟激活控制装置,能够对控制模块的至少一个的时钟供给进行接通切断,另外,控制模块的控制与时钟源独立。

[0011] 专利文献1将决定使用了运算放大器的放大电路的增益的无源元件(电阻元件)的一部分变更为FET而成为可变衰减单元,但存在元件偏差大的问题。另外,采用运算放大器作为2D阵列IC的LNA并没有考虑到半导体上的面积、消耗功率过大这一点。

[0012] 专利文献2在LNA的前级具备衰减单元,但控制信号的生成是从外部电路输入。由于使用二极管,所以存在可变衰减器的衰减系数偏差大的问题。另外,LNA的输出部的衰减单元不清楚,因此存在作为TGC的增益可变范围不足的问题。

[0013] 专利文献3通过LNA进行TGC,通过设为偏置电流可变、对电阻使用MOSFET的电流反馈型来实现增益可变功能,但由于偏置电流的可变,存在增益可变幅度小、在电流值小时失真变大等问题。另外,在对电阻使用MOSFET的电流反馈型的情况下,与专利文献1同样地,存在增益的工艺依存性大等问题。

[0014] 安装在2D阵列探头的TGC电路需要数千~1万个元件的振子阵列逐一地具有各自独立的增益可变功能的LNA,但在专利文献1、专利文献2、专利文献3所记载的结构中,没有使数千~1万个LNA具有必要的增益可变功能(30dB以上),同时无法使各LNA的增益偏差成为最小地向配置为2D阵列状(矩阵状)的许多LNA群供给增益控制信号,无法实现用于不增加各LNA的面积地进行TGC控制的结构。

[0015] 现有技术文献

[0016] 专利文献

[0017] 专利文献1:日本特开2004-8684号公报

[0018] 专利文献2:日本特开2013-188421号公报

[0019] 专利文献3:美国专利第8226563号公报

发明内容

[0020] 本发明的目的在于:提供超声波诊断装置及其使用的探头,实现了适合于安装到2D阵列探头的TGC电路。

[0021] 本发明鉴于上述背景技术和问题,如果列举其一个例子,则是一种探头,其向诊断部位发送超声波,接收作为其反射波的接收信号,该探头具备:多个振子;多个低噪声放大电路,其与多个振子分别对应;单差动变换器,其将随着时间经过而上升的控制信号变换为随着时间经过而上升的第一偏置信号和随着时间经过而下降的第二偏置信号,控制多个低噪声放大电路,低噪声放大电路具备:衰减器,其使来自振子的电信号衰减;第一放大电路,其将第一偏置信号作为偏置,以使衰减器的输出信号其随着时间经过而逐渐变大的方式进

行放大;第二放大电路,其将第二偏置信号作为偏置,以使衰减器的输出信号随着时间经过而逐渐变小的方式进行放大;减法器,其对第一放大电路的输出和第二放大电路的输出进行减法运算。

[0022] 根据本发明,能够提供实现了适合于安装到2D阵列探头的TGC电路的超声波诊断装置及其使用的探头。

附图说明

[0023] 图1是实施例1的LNA及其外围的模块结构图。

[0024] 图2是图1的时序图。

[0025] 图3是图1的模块结构图的第一电路例。

[0026] 图4是图1的模块结构图的第二电路例。

[0027] 图5是图1的模块结构图的第三电路例。

[0028] 图6是图1的模块结构图的第四电路例。

[0029] 图7是实施例2的LNA及其外围的模块结构图。

[0030] 图8是图7的时序图。

[0031] 图9是实施例3的在2D阵列IC中安装多个LNA的情况下的第一模块结构图。

[0032] 图10是实施例3的在2D阵列IC中安装多个LNA的情况下的第二模块结构图。

[0033] 图11是实施例3的在2D阵列探头内安装多个2D阵列IC的情况下的模块结构图。

[0034] 图12是说明实施例3的从TGC开始时刻到结束时刻的时间可变的结构图。

[0035] 图13是实施例4的超声波诊断装置的结构图。

[0036] 附图标记说明

[0037] 100:LNA;10:振子;20:可变衰减器;30、40:放大电路;31、41:偏置电流生成器;32、42:偏置电流;43:衰减器控制信号;45:衰减器关断指令信号;50:减法器;60:单差动变换器;80:TGC控制信号;81:增益控制信号;90:充放电电流生成器;91:定时信号;92:电容连接控制信号;93:延迟电路;BIAS1、2:偏置电压供给电路;CCHG:电容;Ichg:电流源;IC:2D阵列IC;PROBE:2D阵列探头;TD1~8:振子;SW1~8:收发切换开关;A1~8:LNA;D1~8:延迟电路;ADD1~2:加法电路;CBUF1~2:缓冲电路;IBUF:缓冲电路;IC1~N:2D阵列IC ($M \leq N$);CCHG1~L:电容 ($K \leq L$);TDG1~N:振子群 ($M \leq N$);U10、U11:2D阵列探头;U20、U21:电缆;U30、U31:连接器盒;U40:探头选择器;U311:探头切换开关;U120、U121:放大器;U51:数字模拟变换器;U320:开关;U54:模拟数字变换器;U60:信号处理电路;U70:操作面板;U80:显示器;U90:主体装置;U1100、U1101:2D阵列IC;U200、U201:匹配层;U210、U211:音响透镜。

具体实施方式

[0038] 以下,使用附图说明本发明的实施例。

[0039] [实施例1]

[0040] 图1是本实施例的LNA及其外围的模块结构图,构成TGC电路。在图1中,100是LNA,10是振子,60是单差动变换器。另外,LNA100由可变衰减器20、放大电路30、40、偏置电流生成器31、41和减法器50构成。32、42是偏置电流,43是衰减器控制信号,45是衰减器关断指令信号,70是LNA的输出,80是TGC控制信号,81是增益控制信号。另外,图2表示图1中的TGC控

制信号80、偏置电流32、42、LNA增益的时序图。

[0041] 以下,使用图1、图2说明LNA100的动作。在图1中,通过振子10从超声波变换为电信号的信号经过用于针对来自未图示的发送电路的大振幅信号而保护LNA100的未图示的收发切换开关被输入到可变衰减器20。可变衰减器20使电信号与衰减器控制信号43的电平对应地衰减。衰减后的电信号被输入到放大电路30、40。

[0042] 放大电路30被供给来自偏置电流生成器31的偏置电流32,放大电路40被供给来自偏置电流生成器41的偏置电流42。偏置电流生成器41也能够根据衰减器关断指令信号45使可变衰减器20的衰减功能关断。即,能够根据衰减器关断指令信号45将没有衰减的信号供给到放大器电路30、40。在使用TGC功能时,可变衰减器20始终接通(ON)(通过后述的单元,在TGC结束时,即使不使用衰减器关断指令信号45,可变衰减器20也进行关断那样的动作)。放大电路30、40的输出信号通过减法器50进行减法运算,从输出70输出。

[0043] TGC控制信号80是如图2的(a)所示从希望开始TGC的时刻起逐渐上升的加速信号。如图1所示,TGC控制信号80通过单差动变换器60成为差动信号,被输入到偏置电流生成器31、41。输入了该差动信号的偏置电流生成器31、41生成图2的(b)所示那样的偏置电流32、42。将偏置电流42设计成从希望开始TGC的时刻(TGC控制信号80开始加速的时刻)到结束时刻之前,始终为比偏置电流32小的值。这是为了防止在通过减法器50对放大电路30和40的输出信号进行减法运算时信号的极性反转。

[0044] 图1的增益控制信号81用于通过使偏置电流42在TGC开始时的电流值可变,来实现LNA100的增益可变功能。如图2的(c)所示,根据偏置电流32与42之间的差来确定LNA100的增益,因此通过与希望设定的增益可变范围对应地改变偏置电流42的大小(如图2的(b)、(c)所示的箭头那样使偏置电流42可变),来改变增益。不向2D阵列IC的应该配置为矩阵状的LNA100本体追加部件,就能够实现增益可变功能。

[0045] 另一方面,放大电路30的增益在TGC开始时,由于偏置电流32比TGC结束时小,所以比TGC结束时小。在TGC开始时,来自振子10的电信号电平高,因此将LNA100的增益设定得低来防止电路饱和。另外,这是因为在TGC开始时,电信号电平高,因此SNR高,设定为用于防止饱和而不是降低放大电路30的噪声。另外,即使将可变衰减器20的希望衰减系数设为低值,也能够实现所希望的增益可变幅度,因此也能够减少可变衰减器的电路面积。当然,即使如图2的(d)所示那样将偏置电流32设为固定不可变那样的偏置方式,也能够实现LNA100的增益可变功能,但消耗功率增加。根据本实施例,TGC开始时和结束时的LNA100的消耗功率能够大致固定。

[0046] 放大电路30、40基本上通过半导体技术在同一芯片上制造相同的电路,但在如后述那样与从具有不同的工艺偏差的另一批次取得的芯片组合而安装到2D阵列探头的情况下,增益也具有工艺偏差依存性。如果是放大电路30的增益为3dB的低工艺,则放大电路40的增益也大致低为3dB。即,

[0047] $\text{LNA100的输出信号振幅} = (\text{放大电路30的增益} + \text{放大电路30的增益的工艺误差}) \times \text{输入信号振幅} - (\text{放大电路40的增益} + \text{放大电路40的增益工艺误差}) \times \text{输入信号振幅}$

[0048] $\approx (\text{放大电路30的增益} - \text{放大电路40的增益}) \times \text{输入信号振幅}。$

[0049] 因此,通过减法器50对这些输出信号进行减法运算所得的输出信号的电平的工艺偏差依存性小。

[0050] 图3是图1的模块结构图的第一电路例。在图3中,对进行与图1相同的动作的部分附加与图1相同的附图标记,并省略其说明。在图3中,VDD是电源电压,M编号是MOSFET,R编号是电阻,C编号是电容,SW编号是开关,IR编号是电流源,BIAS1、2是偏置电压供给电路。

[0051] 在图3中,可变衰减器20只由R201构成,但通过与后述的M412的串联连接来实现衰减系数的可变功能。

[0052] 放大电路30是由M301和M302构成的差动放大电路,被供给来自M311构成的偏置电流生成器31的偏置电流32。M311是放大电路30的尾电流源。放大电路40是由M401和M402构成的差动放大电路,被供给来自M411构成的偏置电流生成器41的偏置电流42。M411是放大电路40的尾电流源。

[0053] 通过BIAS1经由R3、R4供给M301和M302、M401和M402的栅极偏置电压。经由C1向M301和M401的栅极输入通过可变衰减器20使来自振子10的信号衰减所得的信号。另外,M302和M402的栅极通过C2交流地接地。

[0054] 放大电路30、40的输出电流信号通过减法器50进行减法运算,从输出70输出。

[0055] 减法器50并不是直接对放大电路30、40的输出电流信号进行交叉耦合连接(使极性反转地进行电流相加的连接)来实现减法功能,而是经由被BIAS2供给栅极偏置电压的M501~504,对级联的MOSFET群的输出电流进行交叉耦合连接,来实现减法功能。放大电路40在TGC结束时关断,因此通过级联来防止经由意外的寄生电容向放大电路30施加正反馈。

[0056] 通过对放大电路30、40的输出电流信号进行交叉耦合连接,因大信号输入产生的大信号输出振幅也极性反转地相加,由此能够防止电路的饱和。

[0057] TGC控制信号80是通过由M601~M604、R601、IR601~604构成的单差动变换器产生的差动信号电流,被供给到M605、M606。

[0058] M606和M311、M605和M411分别为电流镜像电路。因此,对于通过单差动变换器60成为差动信号电流的偏置电流,通过偏置电流生成器31而与M606的电流成正比的电流通过M311被变换为偏置电流32,通过偏置电流生成器41而与M605的电流成正比的电流通过M411被变换为偏置电流42。因此,在图3的电路例子中,偏置电流生成器31、41也生成如图2的(b)所示那样的偏置电流32、42。

[0059] 另外,M411和M412的栅极电压都从M605供给。因此,通过M412,被变换为与偏置电流42同样地随着时间经过而减小的衰减器控制信号43,可变衰减器20通过R201和M412的串联连接,实现随着时间经过而减小衰减系数的可变功能。即,能够通过振子10的输出阻抗、未图示的收发切换开关的接通电阻、R201、M412对信号进行分压,而控制衰减器的衰减系数。

[0060] 另外,M411和M412的栅极电压都从M605供给,因此在M411的栅极电压成为接地电平,偏置电流42成为0,放大电路40关断时,M412的栅极电压也同时成为接地电平。由此,通过R201和M412的串联连接确定衰减系数的可变衰减器20成为关断,在TGC结束时,LNA100作为通过放大电路30单体动作的高增益、低噪声的放大电路而动作。

[0061] 图4是图1的模块结构图的第二电路例。在图4中,对进行与图1、图3相同的动作的部分附加与图1、图3相同的附图标记,并省略其说明。在图4中,与图3的不同点在于:在M401和M402的漏极之间连接有电容C3。换言之,在作为级联连接的放大电路的栅极接地晶体管的M503和M504的源极之间连接有电容C3。由此,放大电路40的高频侧的信号频带比放大电

路30窄。这表示放大电路40的高频侧的增益比放大电路30低。由此,在LNA100的输出观测的高频带的增益是放大电路30的增益-放大电路40的增益,因此意味着增大。即,能够实现LNA100的宽频带化。

[0062] 图5是图1的模块结构图的第三电路例子。在图5中,对进行与图1、3、4相同的动作的部分附加与图1、3、4相同的附图标记,并省略其说明。在图5中,与图3、4的不同点在于:通过增益控制信号81来实现LNA100的增益可变功能。

[0063] 在图5中,TGC控制信号80为通过由M601~604、R601、IR601~604构成的单差动变换器生成的差动信号电流,被供给到M607、M608。

[0064] M607和M609、M608和M610分别为电流镜像电路。M608和M609的漏极电流的比是常数,但M609能够如在图5下边的辅助图中所示那样,一边通过开关切换大小不同的MOSFET阵列,一边通过增益控制信号81使流过M607的漏极电流与流过M609的漏极电流之间的比可变。

[0065] 增益控制信号81用于通过使偏置电流42在TGC开始时的电流值可变,来实现LNA100的增益可变功能。根据偏置电流32和42的差来确定LNA100的增益,因此通过与要设定的增益可变范围对应地改变偏置电流42的大小,来进行增益改变。由此,不向2D阵列IC的应该配置为矩阵状的LNA100本体追加部件,就能够实现增益可变功能。

[0066] M610的漏极电流通过由M612和M614构成的电流镜像电路供给到M606,M609的漏极电流通过由M611和M613构成的电流镜像电路供给到M605。

[0067] 如以上那样,根据本实施例,能够在实现对数千~1万个元件的振子阵列逐一地具有分别独立的偏差小的增益可变功能的LAN、并将它们配置为许多个2D阵列状的基础上,在抑制电路大小的同时进行TGC控制,能够提供超声波诊断装置,其具备提高了近旁、深部的两个诊断图像的SNR的2D阵列探头。

[0068] 图6是图1的模块结构图的第四电路例。在图6中,对进行与图1、3、4、5相同的动作的部分附加与图1、3、4、5相同的附图标记,并省略其说明。在图6中,与图3、4、5的不同点在于:连接有M615、M616。M615、M616实现跨导低的电流源。由此,在M615的漏极流过微小的电流,并与M609的漏极电流相加,由此在TGC结束时,放大电路40不会完全地关断。即,即使在TGC结束时以后,在放大电路40中也能够流过一些偏置电流42。由此,消除了偏置电流32和偏置电流42的噪声的同相分量,从而LNA100能够低噪声化。此外,在希望进一步减小跨导的大小的情况下,可以通过不只是M616的一个,而是串联连接将栅极与M615连接的多个MOSFET,来实现。

[0069] [实施例2]

[0070] 图7是表示实施例的LNA及其外围的模块结构图,构成TGC电路。在图7中,对与图1相同的功能部分附加相同的附图标记,并省略其说明。在图7中,与图1的不同点在于:追加了TGC控制信号80的生成电路。

[0071] 在图7中,充放电电流生成器90和电容CCHG连接,从其连接点生成TGC控制信号80。

[0072] 在充放电电流生成器90中,Ichg是电流源,Vref是电源,具有根据MODECTL信号使电容CCHG流过恒定电流的模式、将TGC控制信号80设为高电平(电源电位)或低电平(接地电位)的模式。另外,在使电容CCHG流过恒定电流的模式下,根据定时信号91决定使电容CCHG流过恒定电流的定时。另外,电流源Ichg能够使恒定电流值可变。

[0073] 图8表示图7中的定时信号91、TGC控制信号80、偏置电流32、42、LNA增益的时序图。图8的(a)表示根据MODECTL信号使电容CCHG流过恒定电流的模式,图8的(b)表示将TGC控制信号80设为高电平的模式,图8的(c)表示将TGC控制信号80设为低电平的模式。

[0074] 首先,在图8的(a)的使电容CCHG流过恒定电流的模式中,通过从TGC开始时刻使定时信号91上升,而连接电流源Ichg,通过从TGC开始时刻使电容CCHG流过恒定电流,能够生成图8的(a)所示那样的斜升波形作为TGC控制信号80。TGC控制信号80的斜升波形在用于使充放电电流生成器90动作的电源电压下饱和,此时为TGC结束时刻,LNA100成为最大增益。在接收结束而进行下一个TGC动作的情况下,使CCHG的电荷放电。

[0075] 在脉冲多普勒仪等不使用TGC的诊断模式的情况下,充放电电流生成器90的电流输出关断,切换到输出高电平(电源电位)或低电平(接地电位)作为TGC控制信号80的模式。如果是高电平,则如图8的(b)所示,LNA100成为最大增益,作为固定增益放大器而动作。另外,如果是低电平,则如图8的(c)所示,放大电路40接通,因此LNA100成为低增益,作为固定增益放大器而动作。但是,在低电平下,通过根据增益控制信号81改变偏置电流42的大小,也能够使增益改变。

[0076] [实施例3]

[0077] 图9是本实施例的在2D阵列IC中安装在实施例1、2中说明的多个LNA的情况下的第一模块结构图。在图9中,对与图1、图7相同的功能部分附加相同的附图标记,并省略其说明。在图9中,IC是2D阵列IC,PROBE是2D阵列探头,TD1~8是振子,SW1~8是收发切换开关,A1~8是LNA,D1~8是延迟电路,ADD1~2是加法电路,CBUF1~2是缓冲电路,还具备电缆和主体装置。

[0078] 在图9中,在2D阵列探头PROBE中,如左边的振子TD1~8那样,振子被配置为矩阵状。在图9中,在长轴方向为4个、在短轴方向为2个,成为共计8个的排列。安装在2D阵列IC中的独立的收发电路各通过一个路径与振子TD1~8分别对应。

[0079] 在图9中,未图示的发送电路、收发切换开关SW、LNA、延迟电路D与独立的收发电路对应。

[0080] 通过振子TD1从超声波变换为电信号的信号经过用于针对来自未图示的发送电路的大振幅信号而保护LNA的收发切换开关SW1(由于是接收时,所以接通而以低阻抗连接)输入到LNA-A1。通过在实施例1、2中说明的TGC单元,通过该信号LNA-A1而避免饱和,同时尽量不使SNR劣化地进行放大,并输入到延迟电路D1。通过延迟电路D1,延迟希望的时间而输入到加法电路ADD1。

[0081] 通过振子TD2~4从超声波变换为电信号的信号也同样地通过各个LNA-A、延迟电路D,输入到加法电路ADD1。加法电路ADD1对这些信号进行相加,通过缓冲电路CBUF1进行功率放大,驱动电缆,发送到主体装置。

[0082] 在发送时,未图示的加法电路ADD1使相同的发送信号分流到延迟电路D1~D4。分流后的信号通过延迟电路D1~D4延迟希望的时间,经过未图示的发送电路,驱动分别连接的振子。在发送时,用于针对来自发送电路的大振幅信号而保护LNA-A的收发切换开关关断,以高阻抗与LNA-A连接。在使用高耐压晶体管构成的发送电路和振子之间,并没有特别设置开关。对振子TD5~8的电信号也同样地进行处理。

[0083] 将对延迟电路D1~D8设定的延迟时间设定成例如计算从某目标的对焦点到振子

群的中心为止的距离,使配置在最短距离的收发电路在最迟的时刻进行收发。即,使用2D阵列IC进行伪透镜动作。

[0084] 衰减器关断指令信号45将LNA-A的可变衰减器衰减功能设为关,在8个路径的收发电路中共享。

[0085] TGC控制信号80是如图8的(a)所示那样从希望开始TGC的时刻逐渐上升的信号。TGC控制信号80通过单差动变换器成为差动信号,输入到LNA-A的偏置电流生成器,在8个路径的收发电路中共享。

[0086] 如在图3、4、5、6中说明的那样,M606和M311、M605和M411分别成为电流镜像电路。因此,在图9中,配置8个LNA-A,同时将各个M311的栅极、M411的栅极短路。由此,能够在LNA-A1~8的放大电路30、40中流过相同的电流。即,能够通过2条布线对8个LNA进行TGC控制。

[0087] 增益控制信号81用于通过使LNA-A1~8的放大电路40在TGC开始时的电流值可变,来实现LNA-A的增益可变功能。不向LNA-A1~8追加部件,就能够实现增益可变功能,因此能够减少各LNA的硅面积。

[0088] 图10与图9同样地,是本实施例的在2D阵列IC中安装在实施例1、2中说明的多个LNA的情况下的第二模块结构图。在图10中,对与图9相同的功能部分附加相同的附图标记,并省略其说明。

[0089] 在图10中,IBUF是缓冲电路,TGC控制信号80通过单差动变换器60成为差动信号,并输入到LNA-A的偏置电流生成器,但差动信号通过缓冲电路IBUF暂时从差动电压变换为差动电流,并再次作为差动电压输出。向LNA-A的偏置电流生成器的输入电压在输入到缓冲电路IBUF前后没有变化,具有减轻长距离布线的影响的作用。

[0090] 在图10中,在4个路径的收发电路中共享在左边的振子排列的长轴方向上布线的布线。在图10中,是8个振子,但是对例如在长轴方向上为64个,短轴方向上为32个,合计2048个LNA进行TGC控制的情况下,参考图10,只要通过排列32个IBUF而只共享长轴方向的64个差动电压,就能够通过1个TGC控制信号80对2048个LNA进行TGC控制。

[0091] 图11是在2D阵列探头内安装多个2D阵列IC的情况下的模块结构图。在图11中,IC1~N表示2D阵列IC ($M \leq N$),PROBE表示2D阵列探头,CCHG1~L表示电容 ($K \leq L$),TDG1~N表示振子群 ($M \leq N$)。

[0092] 振子群TDG1~N ($M \leq N$) 分别由P个振子构成,矩阵状地安装在2D阵列探头PROBE内。在图11的右边表示例如N=6的情况。2D阵列IC1~N分别与具有相同编号的振子群TDG1~N连接。2D阵列IC1~N分别具有固定的工艺偏差,因此如图7那样,来自充放电电流生成器90的从TGC开始时刻流过的恒定电流的值不同。另外,电容CCHG也具有作为个别部件的偏差。因此,在如图9、10那样从各个2D阵列IC进行分别连接的电容CCHG的充电时,如果向2D阵列IC供给的未图示的时钟共通,则TGC开始时刻能够在N个芯片中定时同步,但TGC结束时刻会产生偏差。

[0093] 因此,在图11中,在IC1~M中共享K个CCHG,共享TGC控制信号80。从M个IC输出同一充电电流,CCHG1~K也短路而共享,由此能够使充电电流的偏差、CCHG的偏差平均,在IC1~M中减小TGC结束时刻的偏差。ICM+1~ICN、CCHGK+1~L也同样。

[0094] 如果在全部的2D阵列IC中共享CCHG,则还能够减小2D阵列探头内的TGC结束时刻的偏差,但例如在采用图11的右边那样的2D阵列IC配置的情况下,如果将虚线连接起来,则

产生布线环路,容易受到电磁噪声的影响。因此,不将虚线连接起来,而上下地进行2分割,只在上下3个2D阵列IC中减小TGC结束时刻的偏差。TGC结束时刻在上下会稍微不同,但如果与6个2D阵列IC中的独立的TGC控制相比,则TGC结束时刻的偏差按照标准偏差降低到 $1/\sqrt{3}$ 。

[0095] 在如图11那样在2D阵列探头内安装多个2D阵列IC的情况下,通过开关切换存在有多个的电容CCHG,能够使从TGC开始时刻到结束时刻为止的时间可变。在图12中表示用于实现它的框图。

[0096] 通过向充放电电流生成器90追加开关(SW92和SW93)、电容连接控制信号92、延迟电路93,能够将电容CCHG与TGC控制信号80连接或切断。由此,能够使TGC期间可变。当然在有1个2D阵列IC的情况下,如果设置连接电容CCHG的独立端子,则也能够实现同样的TGC期间可变功能。此外,延迟电路93在放电时,在通过SW92断开电容CCHG后,通过SW93接地。由此,能够使放电电流流过的路径限定于电容CCHG近旁的环路。

[0097] [实施例4]

[0098] 图13是本实施方式的超声波诊断装置的结构图。在图13中,U10、U11是2D阵列探头,U20、U21是电缆,U30、U31是连接器盒,U40是探头选择器,U41是探头切换开关,U120、U121是放大器,U51是数字模拟变换器,U320是开关,U54是模拟数字变换器,U60是信号处理电路,U70是操作面板,U80是显示器,U90是主体装置,U1100、U1101是2D阵列IC,U200、U201是匹配层,U210、U211是音响透镜,U1000、U1001是脚轮。

[0099] 实施例3的2D阵列IC与U1100、U1101对应。在主体装置U90中具有2个连接器盒U30、U31,经由电缆U30、U31连接有2个2D阵列探头U10、U11,但并不限于2条。另外,也可以将现有的1D阵列探头等连接到连接器盒U30、U31。另外,也有设置了用于连接多普勒仪专用等的特殊探头的连接器盒连接端子的装置。主体装置U90能够通过脚轮U1000、U1001在地面上自由移动。

[0100] 在电路上,通过探头选择器U40、探头切换开关U41,切换地使用2D阵列探头U10和2D阵列探头U11。

[0101] 在2D阵列探头U10、U11的内部,分别内置2D阵列IC-U1100、U1101。在2D阵列IC-U1100的安装外部端子连接部的面上,连接有未图示的2D阵列振子。如前面说明的那样,将数千~1万个元件的振子矩阵状地安装到2D阵列探头。在2D阵列振子中安装有对2D阵列振子与生物体的音响阻抗进行匹配而使得能够高效地收发超声波的匹配层U200、使超声波波束汇聚的音响透镜U210。在2D阵列U1101中,也同样地安装2D阵列振子、匹配层U201、音响透镜U211。

[0102] 放大器U121进行发送信号的放大,开关U320起到防止发送信号向接收系统返回的作用,放大器U120进行接收信号的放大。信号处理电路U60是逻辑电路,使放大器U120的信号经由模拟数字变换器U54作为数字信号输入,进行信号处理。另外,经由数字模拟变换器U51将进行了信号处理后的信号输入到放大器U121,经由探头选择器U40、连接器盒U30、U31、电缆U20、U21将信号发送到2D阵列探头U10、U11。

[0103] 从操作面板70进行设定观察患者的体内的哪个部位等的主体装置U90的各种操作。另外,主体装置U90具备各种诊断模式,也从操作面板70进行诊断模式的切换。诊断模式有B(Brightness:亮度)、PW(Pulsed Wave Doppler:脉冲波多普勒)、CFM(Color Flow

Mapping:彩色流图)、STCW(Steerable CW Doppler:可控脉冲波多普勒)模式等。B模式是与亮度对应地显示从组织反射的超声波的接收振幅强度的模式,PW模式是通过重复地向某深度发送超声波,测定从该部位反射的信号的每次重复发送时的频率偏移,从而求出血流速度的模式,CFM也被称为彩色多普勒,是通过求出每次超声波发送时的接收信号的自相关性,从而对血流速度进行可视化的模式。STCW模式也是测定血流速度的模式,但其适合于测定快速的血流速度。在PW模式下,可知特定的位置的血流速度,能够与B模式图像重叠地显示。在CFM模式下,可知超声波的接收波束上的许多点的位置的平均速度,被用于发现逆流等。

[0104] 信号处理电路U60对来自模拟数字变换器U54的信号进行处理,得到上述各种模式的诊断图像。将该图像显示在显示器U80上。

[0105] 本实施例的TGC电路并不限于2D阵列IC,也能够用于1D等普通的超声波探头进行的超声波信号的接收。另外,即使不安装到探头而安装到装置侧,也能够实现同等的TGC功能。

[0106] 以上说明了实施例,但本发明并不限于上述实施例,包含各种变形例。例如,为了容易理解地说明本发明,而详细说明了上述实施例,并不一定限于具备所说明的全部结构。

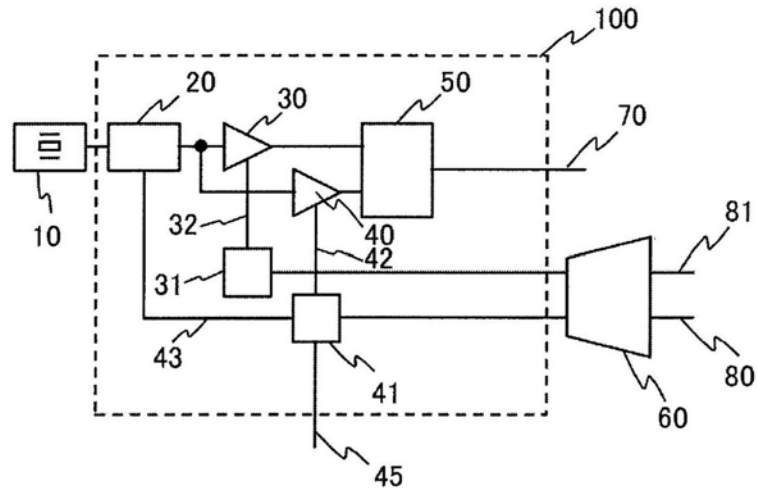


图1

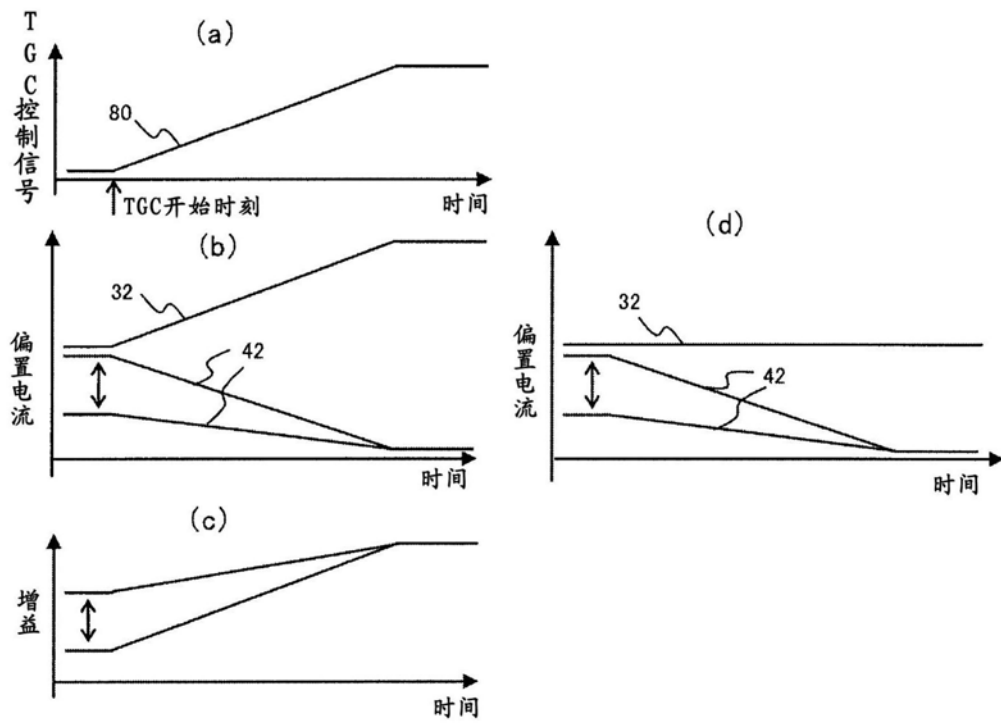


图2

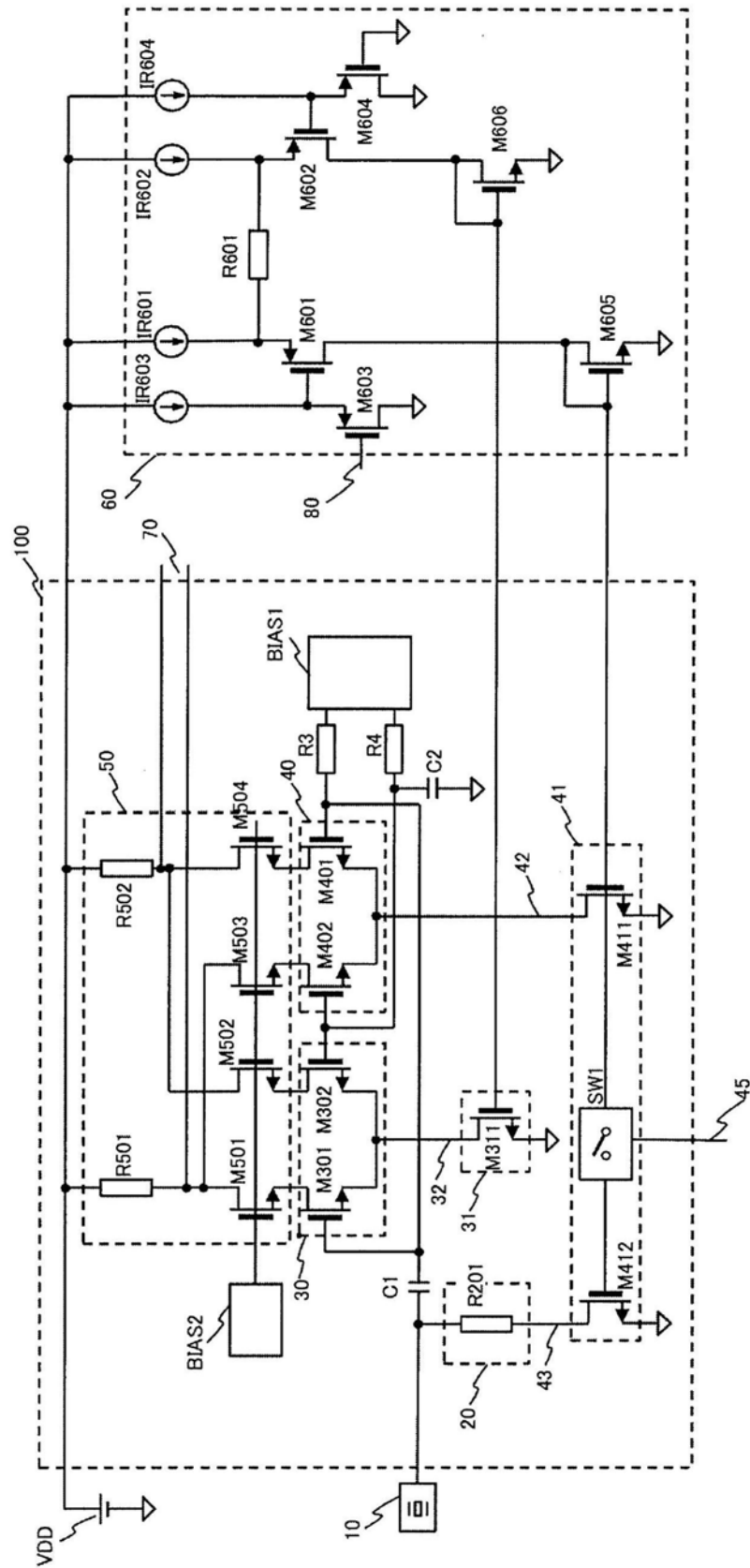


图3

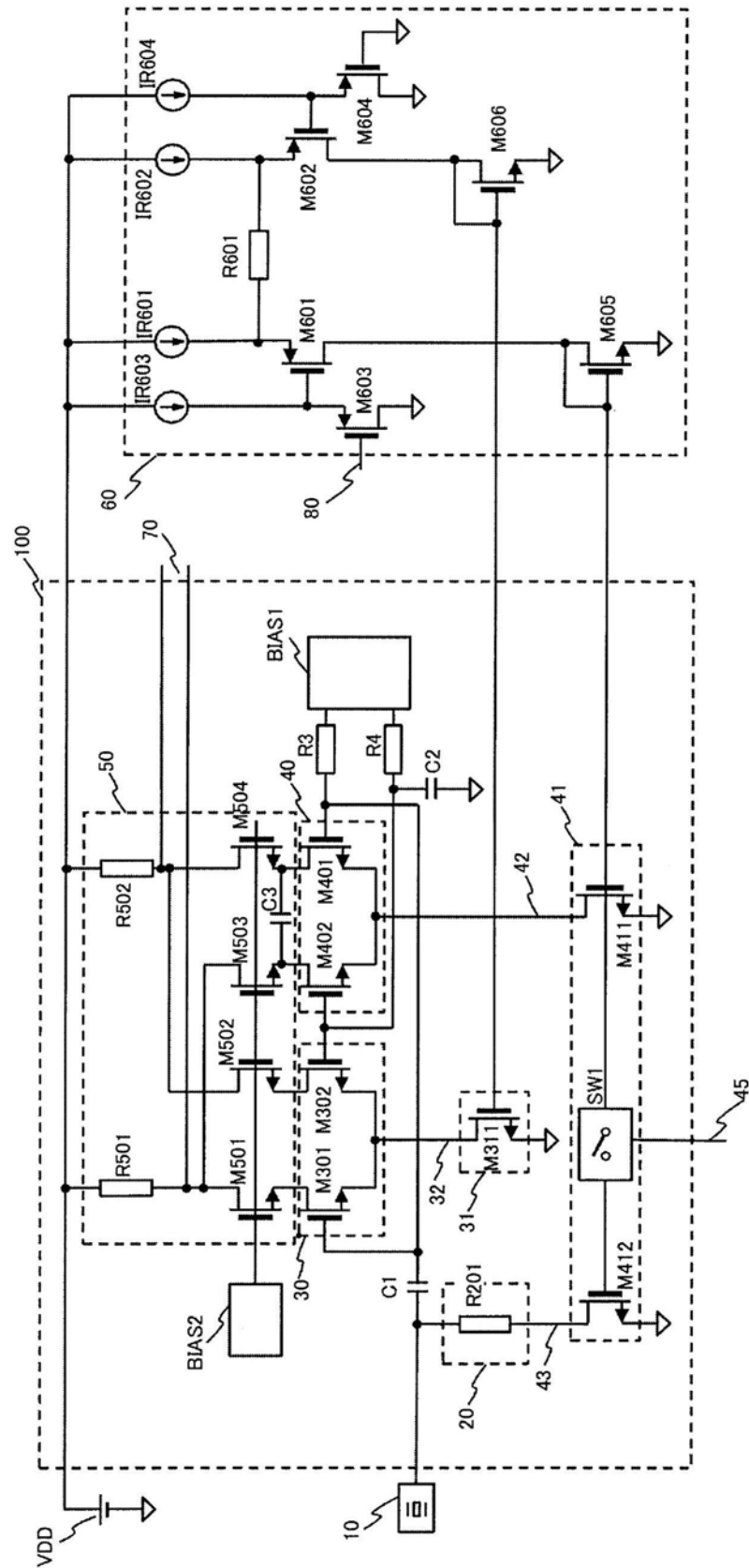


图4

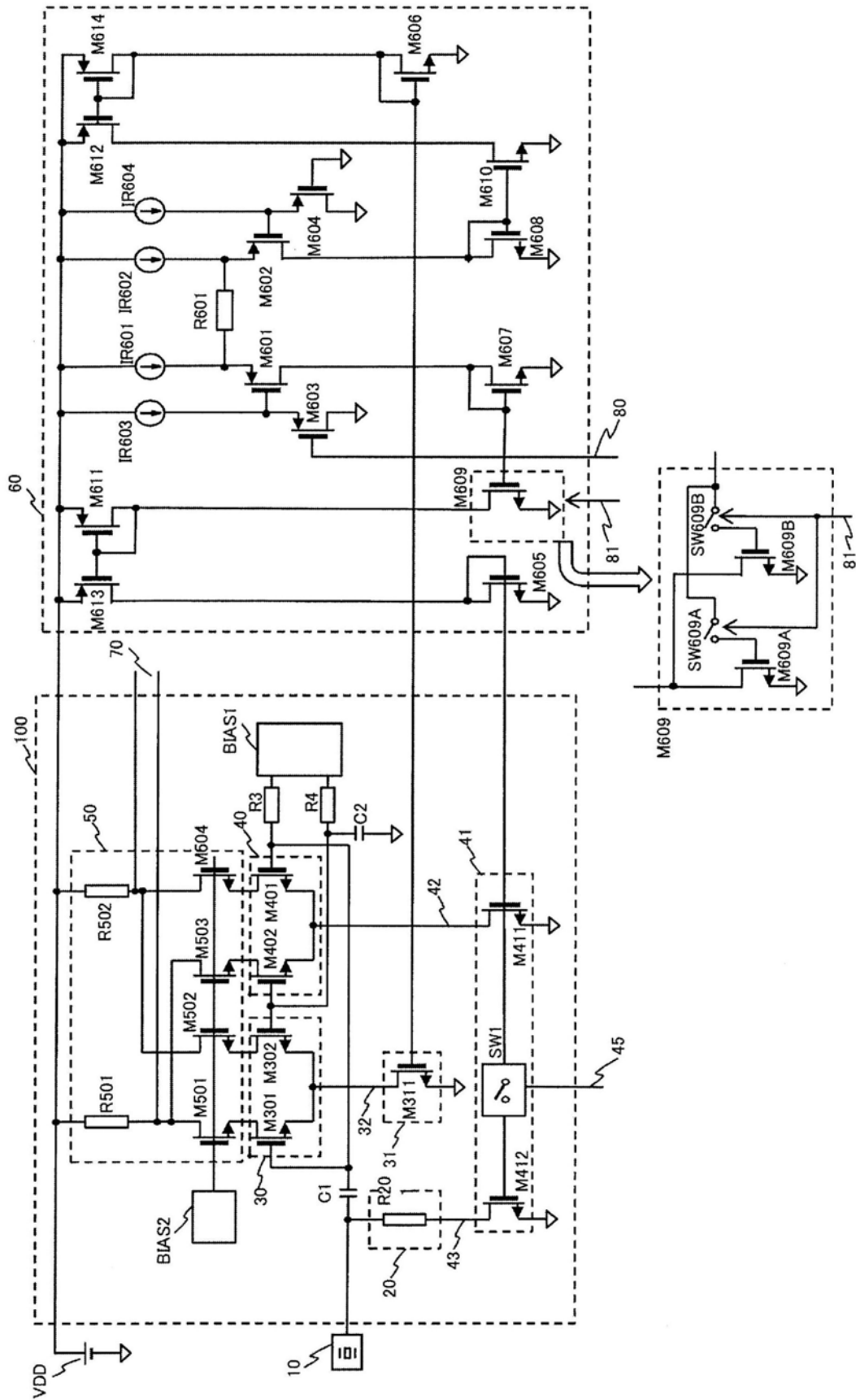


图5

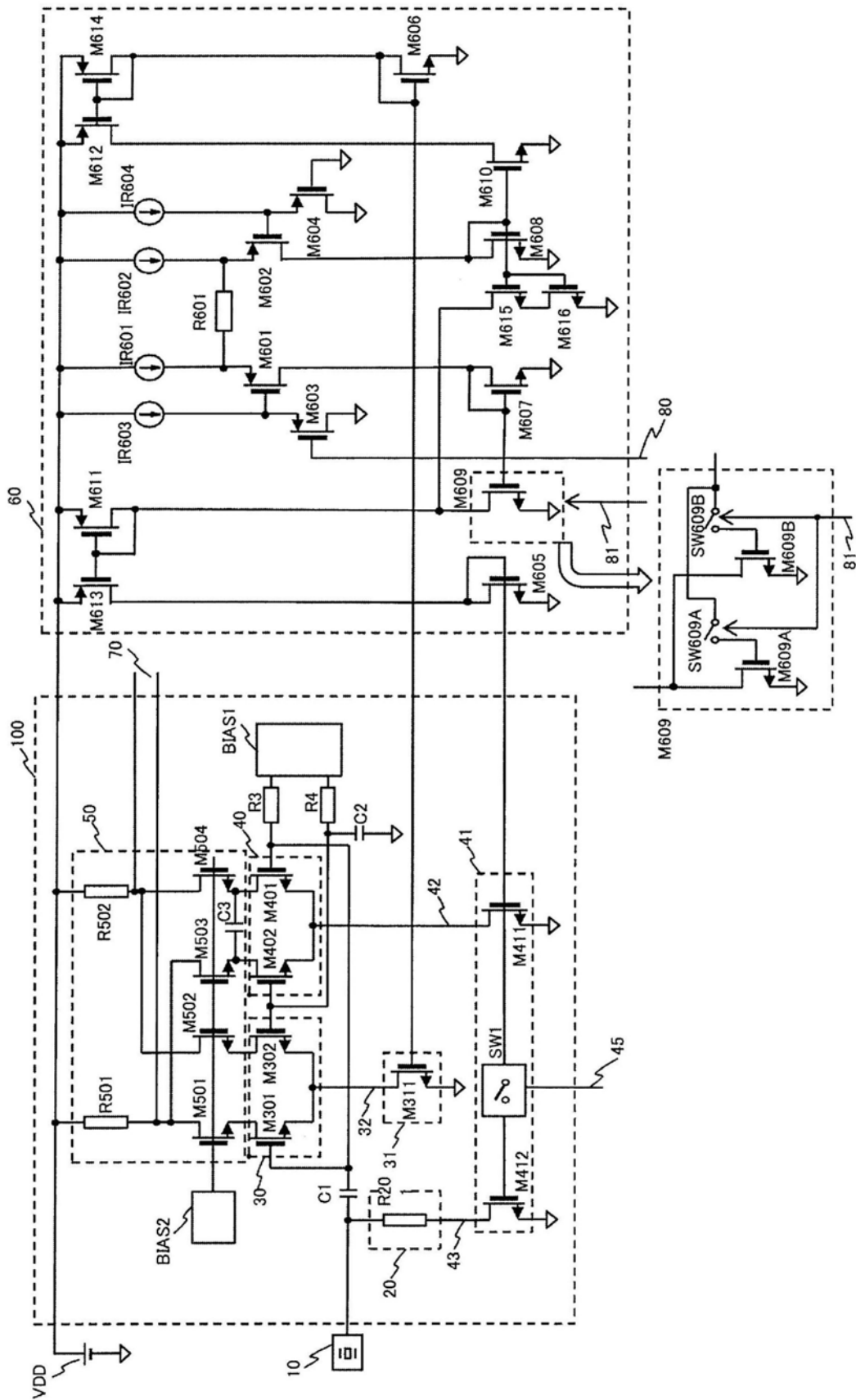


图6

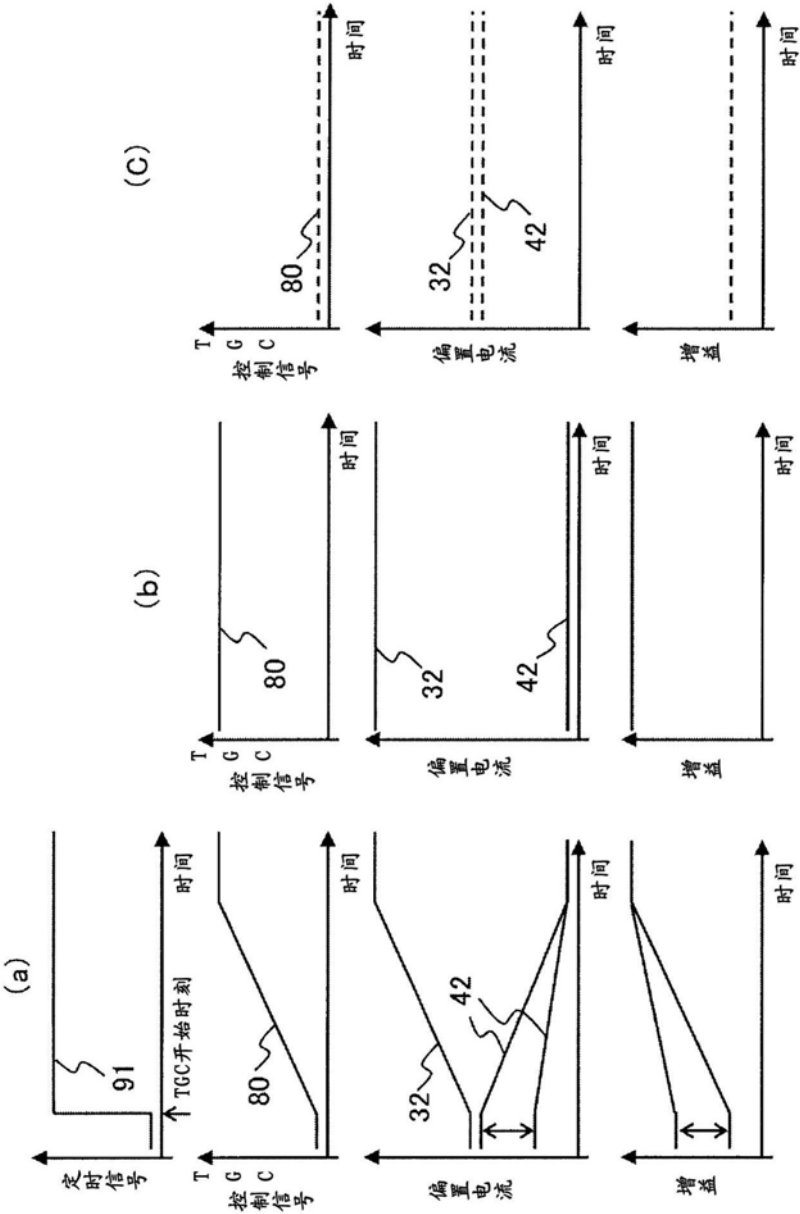


图8

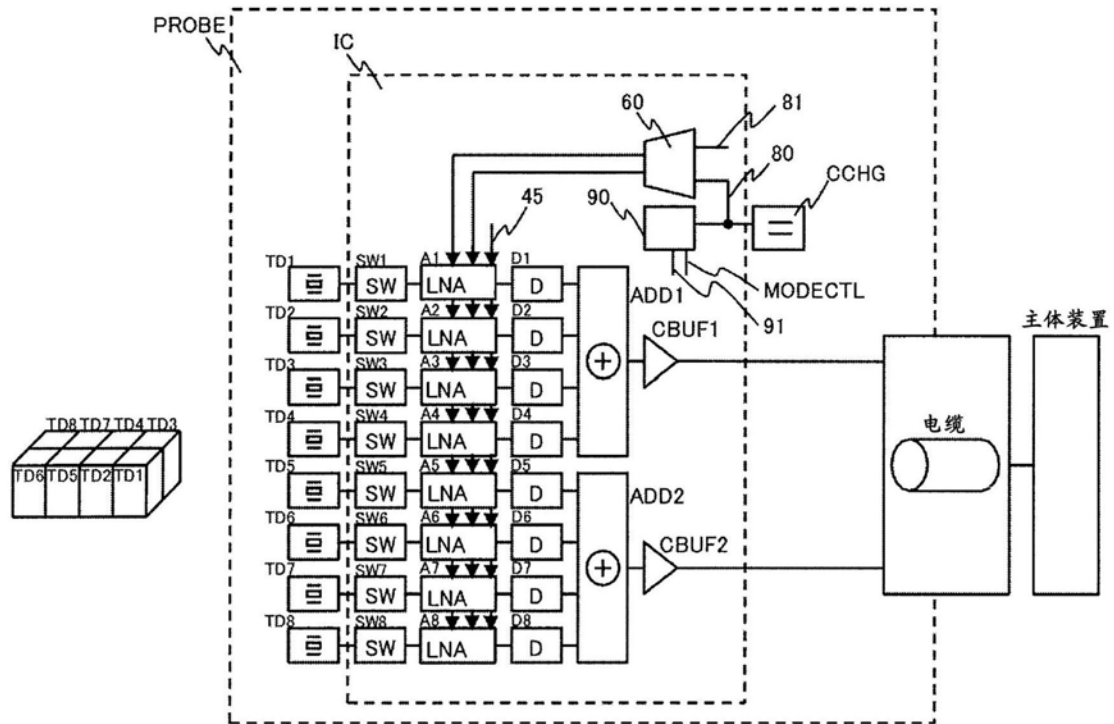


图9

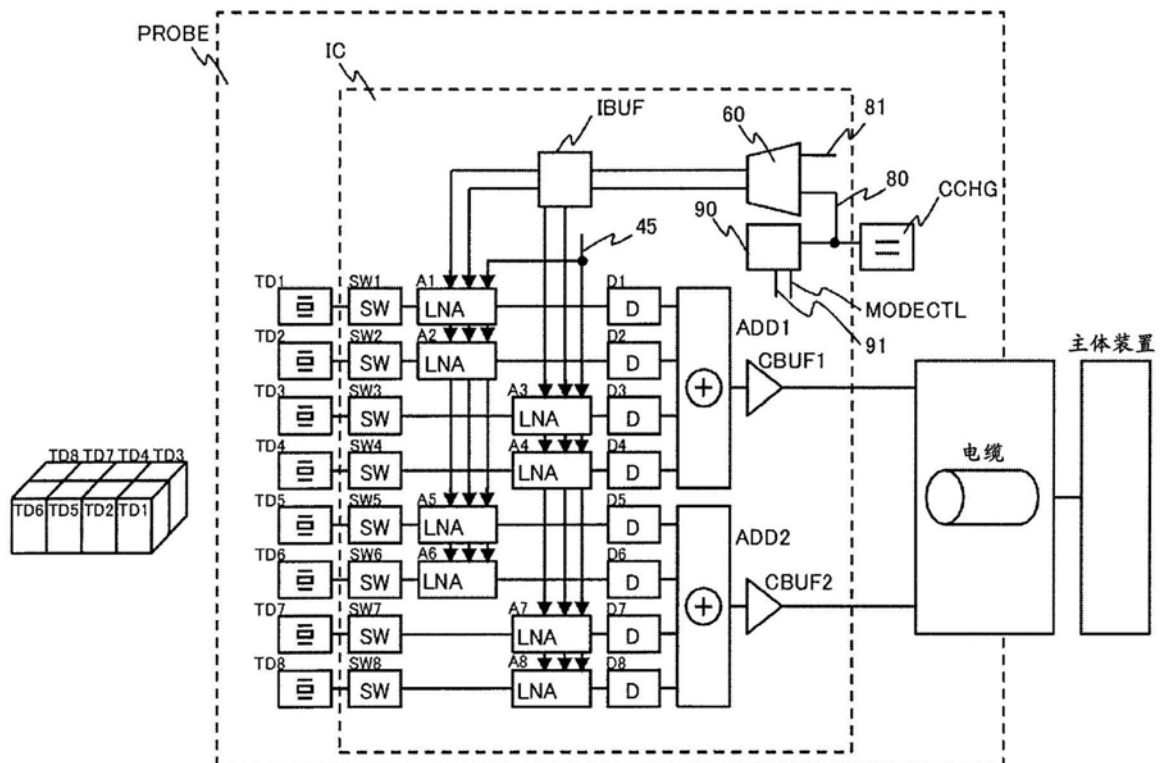


图10

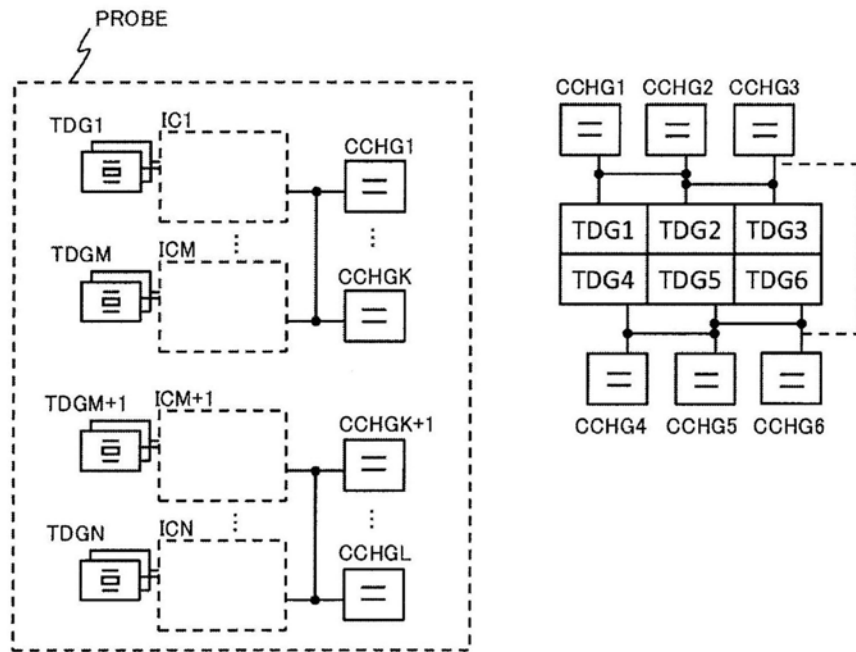


图11

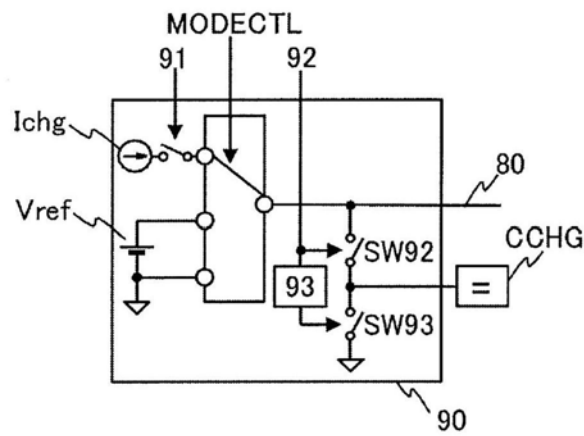


图12

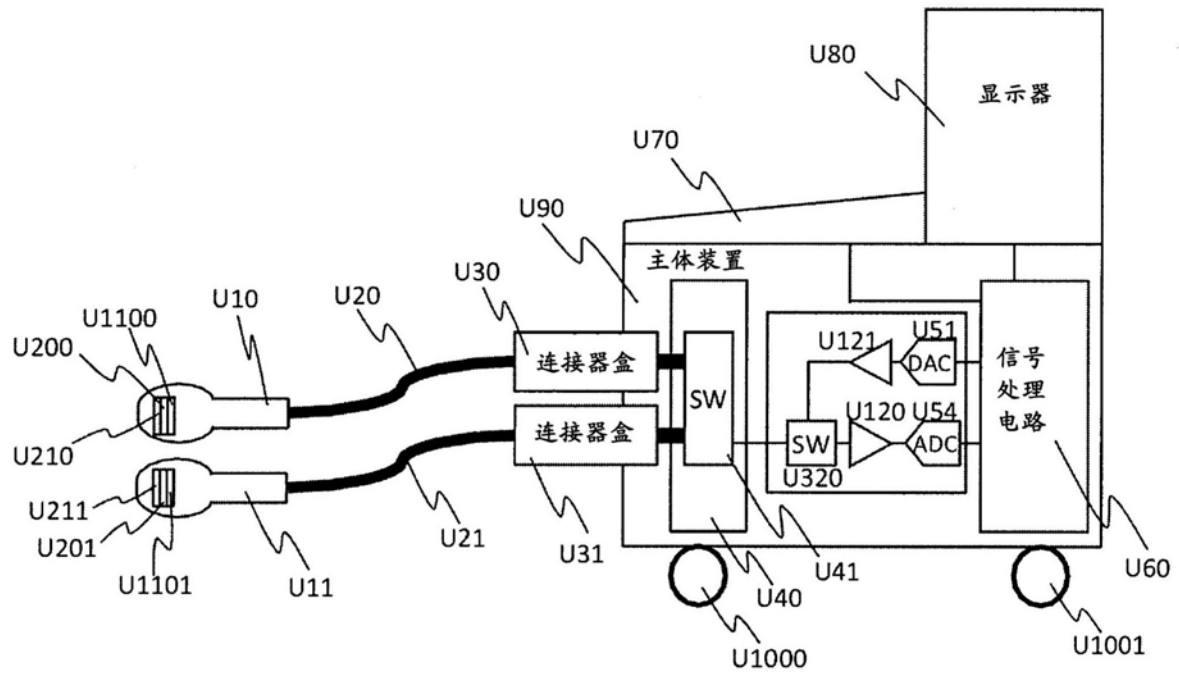


图13

专利名称(译)	超声波诊断装置及其使用的探头		
公开(公告)号	CN110881998A	公开(公告)日	2020-03-17
申请号	CN201910224258.2	申请日	2019-03-22
[标]申请(专利权)人(译)	株式会社日立制作所		
申请(专利权)人(译)	株式会社日立制作所		
当前申请(专利权)人(译)	株式会社日立制作所		
[标]发明人	五十嵐丰 梶山新也 中村洋平 今川健吾		
发明人	五十嵐丰 梶山新也 中村洋平 今川健吾 网野和宏 岩下贵之		
IPC分类号	A61B8/00		
CPC分类号	A61B8/4444 A61B8/4483 A61B8/4494 G01S7/52033 G01S7/5208 G01S15/8925 A61B8/06 A61B8/13 A61B8/4488 A61B8/488 A61B8/5207 A61B8/5269 A61B8/56 G01S15/8915		
代理人(译)	王立杰		
优先权	2018168589 2018-09-10 JP		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

本发明提供超声波诊断装置及其使用的探头，实现了适于安装到2D阵列探头的TGC电路。该探头向诊断部位发送超声波，接收反射波作为接收信号，具备：多个振子；与多个振子分别对应的多个低噪声放大电路；单差动变换器，其将随着时间经过而上升的控制信号变换为随着时间经过而上升的第一偏置信号和随着时间经过而下降的第二偏置信号，控制多个低噪声放大电路，低噪声放大电路具备：使来自振子的电信号衰减的衰减器；通过第一偏置信号使衰减器的输出信号随着时间经过而逐渐变大地进行放大的第一放大电路；通过第二偏置信号使衰减器的输出信号随着时间经过而逐渐变小地放大的第二放大电路以及对第一放大电路和第二放大电路的输出进行减法运算的减法器。

