

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

A61B 8/06 (2006.01)

A61B 8/08 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200910143784.2

[43] 公开日 2009 年 12 月 9 日

[11] 公开号 CN 101596115A

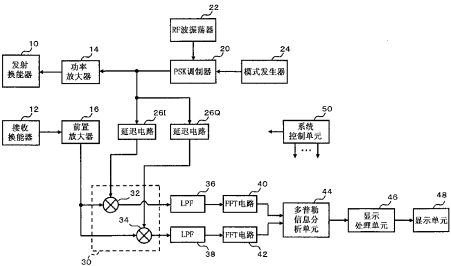
[22] 申请日 2009.5.26
[21] 申请号 200910143784.2
[30] 优先权
[32] 2008. 6. 3 [33] JP [31] 2008 - 145605
[71] 申请人 阿洛卡株式会社
地址 日本东京
[72] 发明人 国田正德

[74] 专利代理机构 北京戈程知识产权代理有限公司
代理人 程伟 王锦阳

权利要求书 3 页 说明书 12 页 附图 12 页

[54] 发明名称
超声波诊断装置

[57] 摘要
本发明公开了一种超声波诊断装置。PSK 调制器 20 通过基于模式发生器 24 所提供的周期信号序列的相移键控 (PSK) 的方式, 对 RF 波振荡器 22 所提供的 RF 波进行数字调制处理, 从而产生连续波。从 PSK 调制器 20 输出的连续波在延迟电路 26I 和延迟电路 26Q 中被延迟, 然后作为参考信号提供给接收混频器 30 的每个混频器。延迟电路 26I 和延迟电路 26Q 中的每一个以根据目标位置的深度而定的延迟量对连续波进行延迟, 并输出延迟的参考信号。因此, 在增加来自目标位置的接收信号与参考信号之间相关性的情况下执行解调处理, 并通过多普勒信息分析单元 44 选择性地提取目标位置的多普勒信息。



1、一种超声波诊断装置，包括：

发射信号处理单元，其输出发射信号，所述发射信号为基于周期信号序列进行了数字调制的连续波；

发射/接收单元，其向活体发射与发射信号对应的发射波，并从活体接收与发射波关联的接收波，从而获得接收信号；

接收信号处理单元，其通过使用基于发射信号形成的参考信号，对接收信号进行解调处理，从而获得解调信号；以及

多普勒信息提取单元，其从解调信号中提取多普勒信息，

其中

选择性地提取活体内目标位置的多普勒信息。

2、如权利要求1所述的超声波诊断装置，其中

发射信号处理单元输出的发射信号是通过相移键控形成的连续波。

3、如权利要求2所述的超声波诊断装置，其中

发射信号处理单元输出的发射信号是通过基于周期信号序列的相移键控的方式改变载波信号的相位而形成的连续波。

4、如权利要求1所述的超声波诊断装置，其中

接收信号处理单元通过使用与发射信号波形相同的参考信号对接收信号进行解调处理。

5、如权利要求1所述的超声波诊断装置，其中

发射信号处理单元输出的发射信号是通过基于周期信号序列的相移键控的方式改变载波信号的相位而形成的连续波，以及

接收信号处理单元通过使用与发射信号波形相同的参考信号对接收信号进行解调处理。

6、如权利要求1所述的超声波诊断装置，其中

通过对从活体内目标位置获得的接收信号的周期信号序列与参考信号的周期信号序列之间的相关性进行调整的解调处理，选择性地提取目标位置的多普勒信息。

7、如权利要求6所述的超声波诊断装置，其中

根据活体内目标位置的深度进行延迟处理以调整接收信号与参考信号之间的延迟关系，从而调整相关性。

8、如权利要求7所述的超声波诊断装置，其中

通过延迟处理，增强接收信号的周期信号序列与参考信号的周期信号序列之间的相关性。

9、如权利要求8所述的超声波诊断装置，其中

通过将参考信号以根据目标位置的深度而定的延迟量进行延迟，使从目标位置获得的接收信号的信号序列模式与参考信号的信号序列模式相互匹配。

10、如权利要求5所述的超声波诊断装置，其中

通过对从活体内目标位置获得的接收信号的周期信号序列与参考信号的周期信号序列之间的相关性进行调整的解调处理，选择性地提取目标位置的多普勒信息。

11、如权利要求10所述的超声波诊断装置，其中

通过将参考信号以根据目标位置的深度所定的延迟量进行延迟，使从目标位置获得的接收信号的信号序列模式与参考信号的信号序列模式相互匹配。

12、如权利要求1所述的超声波诊断装置，其中

多普勒信息提取单元提取与解调信号中所包含的直流信号分量对应的多普勒信号分量，作为多普勒信息。

13、如权利要求 1 所述的超声波诊断装置，其中

发射信号处理单元输出的发射信号是通过基于周期信号序列的相移键控的方式改变载波信号的相位而形成的连续波，

接收信号处理单元通过使用与发射信号波形相同的参考信号对接收信号进行解调处理，以及

多普勒信息提取单元提取与解调信号中所包含的直流信号分量对应的多普勒信号分量，作为多普勒信息。

14、如权利要求 13 所述的超声波诊断装置，其中

通过对从活体内目标位置获得的接收信号的周期信号序列与参考信号的周期信号序列之间的相关性进行调整的解调处理，选择性地提取目标位置的多普勒信息。

15、如权利要求 1 所述的超声波诊断装置，进一步包括：

延迟处理单元基于多个不同的延迟量对参考信号进行延迟，从而形成与多个目标位置对应的多个延迟参考信号；

其中

接收信号处理单元通过使用多个参考信号对接收信号进行解调处理，从而形成与多个目标位置对应的多个解调信号；

多普勒信息提取单元基于多个解调信号提取在活体内沿深度方向排列的多个目标位置的多普勒信息。

超声波诊断装置

技术领域

本发明涉及一种超声波诊断装置，特别是涉及使用调制连续波的超声波诊断装置。

背景技术

连续波多普勒是已知的一种使用连续波的超声波诊断装置技术。在连续波多普勒技术中，数兆赫兹的正弦波形的发射波连续地辐射到活体中，然后从活体内连续接收反射波。反射波包括活体内的运动元素（例如血流）产生的多普勒频移信息。因此，通过提取多普勒频移信息并对其进行频率分析，能够形成例如反映运动元素的速度信息的多普勒波形。

为了快速获得速度测量值，使用连续波的连续波多普勒技术通常优于使用脉冲波的脉冲多普勒。在这种情况下，本申请的发明人进行了连续波多普勒技术的相关研究。在其中一个研究成果中，本申请的发明人提出了公开在 JP2005-253949A 中的调频连续波多普勒（FMCW 多普勒）的相关技术。

但是，连续波的使用使得连续波多普勒技术较不适合位置测量。如此，典型的连续波多普勒设备（即不使用 FMCW 多普勒的设备）不能执行位置测量。在这点上，本申请的发明人在 JP2006-14916A 中提出了一种技术，通过使用 FMCW 多普勒，这种技术不但能测量活体内组织的速度，还能测量活体内组织的位置。

上述公布所述的 FMCW 多普勒技术是使新形式的超声波诊断成为可能的革新技术。本申请的发明人持续研究并改进这项里程碑式的技术。

发明内容

考虑到上述情形，提出了本发明，其有利地提供了一种通过使用连续波提取目标位置的多普勒信息的改进技术。

为了获得上述优点，根据本发明的一个方面，提供了一种超声波诊断装置，其包括：发射信号处理单元，其输出发射信号，所述发射信号为基于周期信号序列进行了数字调制的连续波；发射/接收单元，其向活体发射与发射信号对应的发射波，并从活体接收与发射波关联的接收波，从而获得接收信号；接收信号处理单元，其通过使用基于发射信号形成的参考信号，对接收信号进行解调处理，从而获得解调信号；以及多普勒信息提取单元，其从解调信号中提取多普勒信息，其中选择性地提取活体内目标位置的多普勒信息。

在以上方面中，通过调整从活体内目标位置获得的接收信号的周期信号序列与参考信号的周期信号序列之间的相关性，可以提取例如作为与参考信号的相关度较高的信号分量的来自目标位置的接收信号。另外，通过使用带通滤波器或低通滤波器从接收信号中提取多普勒信息，可以实现例如对目标位置的多普勒信息的选择性提取。此处，在以上方面中，相移键控、频移键控、幅移键控等等可用作数字调制处理。此外，理想情况是，参考信号的波形和发射信号的波形完全相同。但是，参考信号和发射信号也可以是认为其波形基本相同的对应关系。

根据本发明，可以通过使用数字调制的连续波实现目标位置的多普勒信息的提取。

附图说明

参照下图，将详细描述本发明的优选实施例，其中：

图 1 是图解说明根据本发明的超声波诊断装置的整体结构的功能框图；

图 2 是说明发射信号的图，其中所述发射信号是通过 PSK 形成的连续波；

图 3 是图解说明发射信号、接收信号以及解调信号的频谱的图；

图 4 是说明根据本实施例的位置选择的图；

图 5 是说明乘法器的电压输出与参考信号的相位之间的关系的图；

图 6 是图解说明乘法器的电压输出与参考信号的相位之间的关系的图；

图 7 是图解说明模式发生器的具体示例的图；
图 8 是图解说明 PSK 调制器的具体示例的图；
图 9 是说明延迟电路和接收混频器的变化示例的图；
图 10 是说明四相 PSK 方式的数字调制的图；
图 11 是说明二相（二进制相位）PSK 与四相 PSK 之间的比较的图；以及
图 12 是图解说明四相 PSK 情况下的 PSK 调制器的具体示例的图。

具体实施方式

下面将参照附图详细描述本发明的优选实施例。

图 1 是图解说明根据本发明优选实施例的超声波诊断装置的整体结构的功能框图。发射换能器 10 向活体内连续发射发射波，接收换能器 12 从活体内连续接收反射波。因此，通过不同的换能器进行发射和接收，从而实现了采用称为连续波多普勒方法技术的发射/接收。本实施例中采用的连续波是通过 PSK 调制器 20 形成的数字调制的连续波。

通过基于模式发生器 24 提供的周期信号序列的相移键控（PSK）的方式，PSK 调制器 20 对 RF（射频）波振荡器 22 提供的 RF 波进行数字调制处理，从而产生连续波。将参考下文的技术原理说明来描述通过相移键控（PSK）形成的连续波的波形。PSK 调制器 20 向功率放大器 14 输出经过数字调制的连续波。

功率放大器 14 对数字调制的连续波进行功率放大，然后将经过功率放大的数字调制的连续波提供给发射换能器 10。发射换能器 10 发射与数字调制的连续波对应的发射波。之后，接收换能器 12 连续接收来自活体内的反射波。

前置放大器 16 对接收换能器 12 所提供的接收波信号进行接收处理，例如低噪声放大，从而产生接收 RF 信号，该接收 RF 信号被输出到接收混频器 30。接收混频器 30 是用于对接收 RF 信号进行正交检波以产生复基带信号的电路，其由两个混频器 32 和 34 组成。每个混频器均为将接收 RF 信号与预设的参考信号混频的电路。

基于数字调制的连续波（即发射信号）产生提供给接收混频器 30 的每个混频器的参考信号。具体而言，从 PSK 调制器 20 输出的连续波

分别经延迟电路 26I 和延迟电路 26Q 延迟。将经延迟电路 26I 延迟的连续波提供给混频器 32，将经延迟电路 26Q 延迟的连续波提供给混频器 34。

延迟电路 26I 和延迟电路 26Q 根据目标位置的深度以分别的延迟量对连续波进行延迟，从而输出延迟的参考信号。延迟电路 26I 和延迟电路 26Q 中的每一个均可由例如 n 级移位寄存器构成。在这种情况下，从移位寄存器的 n 级抽头中选择用于与目标位置的深度对应的延迟量的抽头，并输出根据目标位置的深度而定的参考信号（即延迟的连续波）。

这里，延迟电路 26I 和延迟电路 26Q 通过将各连续波的相位相对于彼此移动 $\pi/2$ 来进行延迟处理。因此，混频器 32 输出同相信号分量（I 信号分量），混频器 34 输出正交信号分量（Q 信号分量）。之后，通过设置在接收混频器 30 下游的 LPF（低通滤波器）36 和低通滤波器 38 分别去除同相信号分量和正交信号分量中的高频分量，从而能够提取检波后仅具有必要带宽的解调信号。

如将在下面的本发明的技术原理说明中所详述的，接收混频器输出信号（即解调信号，该解调信号是 RF 信号与参考信号在每个混频器中进行混频的结果）包括大量来自目标位置的接收信号分量。LPF 36 和 38 提取来自目标位置的每个接收信号分量中所包含的直流信号分量。

FFT 电路（快速傅立叶变换电路）40 和 42 对每个解调信号（同相信号分量和正交信号分量）执行 FFT 操作。因此，解调信号在 FFT 电路 40 和 FFT 电路 42 中变换为频谱。这里，FFT 电路 40 和 42 输出的频谱是以频谱数据的形式提供的，其频率分辨率 δf 取决于电路设置条件等等。

多普勒信息分析单元 44 从变换成频谱的解调信号中提取多普勒信息。这时，由于延迟电路 26I 和延迟电路 26Q 已根据活体内目标位置的深度调整了参考信号和接收信号之间的延迟关系，所以可以选择性地提取目标位置的多普勒信息。将参照本发明的原理说明来详细描述延迟调整与目标位置的多普勒信息的提取之间的关系。多普勒信息分析单元 44 针对活体内每个深度（每个位置）提取多普勒信息，从而对

沿超声波束（声射线）的每个深度计算活体内组织的速度，并实时输出结果。这里，通过扫描超声波束，可以以二维或三维的方式计算在活体内每个位置的组织的速度。

显示处理单元 46 基于每个深度（位置）的活体内组织的速度建立多普勒波形或曲线图，该多普勒波形或曲线图包括例如与深度速度有关的信息，并令显示单元 48 实时显示以这种方式建立的多普勒波形和曲线图。这里，系统控制单元 50 控制图 1 所示的超声波诊断装置中的每个单元。具体而言，系统控制单元 50 执行发射控制、接收控制、显示控制等等。

如上文所概述，根据本实施例，发射并接收与经过数字调制的连续波对应的超声波，以获得接收信号，并根据活体内目标位置的深度调整参考信号与接收信号之间的延迟关系，之后执行解调处理，来自目标位置的接收信号与参考信号之间的相关度因此增加，从而可以选择性地提取目标位置的多普勒信息。这里，将详细描述选择性地提取目标位置的多普勒信息的原理。

图 2 说明的发射信号是通过相移键控（PSK）方式形成的连续波。图 2（A）图解说明了从 RF 波振荡器（图 1 中用附图标记 22 表示）输出的 RF 信号（RF 波）的波形。RF 信号是具有固定频率（例如约 5MHz）的连续波。图 2（B）图解说明了从模式发生器（图 1 中用附图标记 24 表示）输出的周期信号序列的示例。模式发生器产生例如如图 2（B）所示的值随机变化的二进制码（伪随机信号）。

图 2（C）图解说明了通过 PSK 调制器（图 1 中用附图标记 20 表示）形成的调制连续波（发射信号）。基于图 2（B）所示的二进制码，PSK 调制器通过相移键控（PSK）的方式对图 2（A）所示的 RF 信号进行调制处理。具体而言，PSK 调制器在二进制码为“1”的位周期中保持 RF 信号的相位，在二进制码为“-1”的位周期中使 RF 信号的相位反相（即，使相位移动 180 度），从而形成图 2（C）所示的发射信号。如此，从发射换能器（图 1 中用附图标记 10 表示）输出超声波，该超声波为与例如图 2（C）所示的发射信号对应的连续波，并且可以通过接收换能器（图 1 中用附图标记 12 表示）获得来自活体的接收信号。

图3图解说明了发射信号、接收信号以及解调信号的频谱。具体而言，图3(A)图解说明了在PSK调制器中形成的发射信号的频谱；即，经PSK调制的连续波的频谱。频率 f_0 是RF信号的频率。以RF信号的频率 f_0 为中心的边带频谱的频率间隔是伪随机信号（即图2(B)所示的二进制码）的重复频率 f_p 。此外，存在所谓的“零点”，在RF信号的频率 f_0 附近的边带频谱在零点处的功率为0（零）。从频率 f_0 到零点的频率间隔是1位（bit）伪随机信号（即图2(B)所示的二进制码）的时间间隔 T 的倒数。

图3(B)图解说明了接收信号的频谱。如果忽略活体内的衰减，则接收信号具有与发射信号相同的波形。因此，图3(B)所示的接收信号的频谱与图3(A)所示的发射信号的频谱基本上相同。但是，根据超声波在活体内的传播时间，发射信号与接收信号的相位有所不同。

根据本实施例，对通过PSK调制器（图1中用附图标记20表示）形成的发射信号进行延迟处理，以形成参考信号，之后在接收混频器（图1中用附图标记30表示）中使用参考信号，从而执行对接收信号的混频处理（即参考信号与接收信号相乘）。如下文所详述，在该混频处理中，来自与经过延迟处理的参考信号的相位对应的深度（即来自目标位置的深度）的接收信号与参考信号之间的相关性增加到最大，而来自除目标位置深度以外的其他深度的接收信号与参考信号之间的相关性大大减小。

图3(C)图解说明了通过混频处理得到的解调信号的频谱。图3(C)所示的解调信号对应于在最大相关性情况下参考信号与接收信号相乘的结果。更具体而言，来自目标位置的接收信号与具有与目标位置的深度相匹配的相位的参考信号相乘的结果是图3(C)所示的解调信号。

图3(C)所示的解调信号包含直流信号分量和频率是RF信号的频率 f_0 的两倍的谐波分量。多普勒信号依附于这些分量出现。这里，由于LPF（图1中用附图标记36和38表示）去除谐波分量，因此只提取直流信号分量。只有图3(C)所示的直流信号分量的频谱被发送到FFT电路（图1中用附图标记40和42表示）。之后，在多普勒信息分析单元（图1中用附图标记44表示）中，从图3(C)所示的直流

信号分量的频谱中提取多普勒信号，并根据多普勒频移量等计算例如目标位置存在的血液的流速。由于在接收混频器（图1中用附图标记30表示）中执行正交检波，所以还能够确定流速的极性。此外，通过从直流信号分量的频谱提取杂波信号，可以得到例如目标位置存在的血管壁的位置。

这里，将超声波在活体内传播时的衰减特性称作频率相关衰减（FDA），已知其基本上与频率以及在活体内的软组织中的传播距离成正比。FDA影响解调信号频谱的形状。更具体而言，与从身体表面附近获得的解调信号的频谱相比，从较深的位置获得的解调信号的频谱经受较大的衰减。因此，可以对FFT电路（图1中用附图标记40和42表示）输出的频谱进行针对活体内的频率相关衰减的补偿处理。例如，从较深的位置获得的信号被较大程度地放大，从而抵消衰减量随位置（深度）的变化。还可以对接收混频器（图1中用附图标记30表示）的输出进行针对频率相关衰减的补偿处理。

图4是说明根据本实施例的位置选择的图。接收信号与参考信号之间的相关性的锐度取决于通过模式发生器（图1中用附图标记24表示）形成的周期信号序列。为了使相关性锐化，有利地是使用通过脉冲压缩等方式实现的码序列，诸如PN（伪噪声）序列、M序列或格雷（Gorey）序列，作为是周期信号序列的伪随机信号的码序列。作为简单示例，将参照图4描述当使用 $n=3$ 的PN码时的位置选择。

在 $n=3$ 的情况下，PN码的长度为7（ $=2^3-1$ ）位。由于这个序列不断地重复，这个伪随机模式具有重复周期的倒数的线谱。如果使用该信号对频率为 f_0 的载波进行 $0-\pi$ 的二相PSK调制，则如上所述，其时间波形如图2（C）所示。

接收信号是将发射信号按照根据目标的深度而定的延迟时间进行延迟而获得、并被组织衰减的信号。如果忽略所述衰减，则得到例如如图4所示的接收信号的波形。这里，图4图解说明了当通过对发射信号进行延迟处理获得的参考信号的相位从 φ_1 变化至 φ_6 时，接收信号与参考信号相乘的结果（即乘法器的输出）。

在图4中可见，在 φ_3 的情况下，参考信号和接收信号的相位彼此相同，乘法器输出（即混频器输出）的直流分量最大。此外，在参考

信号和接收信号的相位彼此一致的情况下所获得的另一特征是只有载波和其谐波分量是交流分量。该信号的频谱如图 3 (C) 所示。又如在图 4 中所示, 当相位是 φ_3 以外的相位时, 由于在乘法器输出中正电压和负电压是随机产生的, 其平均电压非常小。

图 5 是说明乘法器输出的电压与参考信号的相位之间的关系的图表。具体而言, 图 5 显示了接收信号的 PN 模式、具有不同相位的多个参考信号中的每一个 (参考信号 1 至参考信号 16) 的 PN 模式、每个参考信号与接收信号相乘的结果 (输出 1 至输出 16)、以及相乘结果的总和。

在图 5 中, 总和值在 PN 模式的每个重复周期出现峰值, 电压 (总和值) 在峰值相位以外的相位处都非常小。在本示例中, PN 模式的长度是 7 位, 右端列中的值表示约 3 个周期内的求和结果。换言之, 20 位的总和 “20” 是最大值。同时, 在除峰值相位以外的相位处, 总和值是 -2 或 -4, 与 “20” 相比极小。

图 6 是图解说明乘法器输出电压与参考信号的相位之间的关系的图, 并用曲线图的形式图解说明了图 5 所示的总和值 (乘法器输出电压) 与相位 (参考信号的相位) 之间的关系。图 6 显示, 只有周期出现的乘法器输出的峰值具有极大的值。这些峰值与 PN 模式的长度成正比地增加。另一方面, 当参考信号的相位是峰值相位以外的相位时, 由于在乘法器的相乘时间内许多位互相抵消, 因此即使当 PN 模式的长度增加时, 乘法器的输出也不增加。因此, PN 模式的长度越长, 峰值与其他输出值的比越大。这个效应与脉冲压缩的性质完全相同。

从以上内容可知, 根据本实施例, 通过调整参考信号的相位以便对应于目标的延迟时间, 可以选择性地检测反射波功率以及仅与目标深度相关的多普勒信息。此外, 随着伪随机模式的长度的增加, 这种选择性变得更加明显。此外, 当模式长度增加时, 该选择性逼近于与脉冲波多普勒 (PW 多普勒) 的距离选通 (range gate) 类似的特性。换言之, 在保留连续波的优点的同时, 还可以获得脉冲波的优点。

图 7 图解说明了模式发生器 (图 1 中用附图标记 24 表示) 的具体示例。在图 7 所示的示例电路结构中, 将晶体振荡器 (OSC) 输出的载波 (RF 信号) 变换为矩形信号并且 n 分频, 将所得的信号 (数据)

输入到移位寄存器。此外，将从移位寄存器的中间级选取的输出 n_1 至 n_3 和移位寄存器的最后一级的输出进行异或（exclusive OR），从而可以得到 PN 模式。当移位寄存器具有 n 级时，PN 模式的长度为 (2^n-1) 位。例如，当 $n=10$ 时，可以简单地配置 1023 位的 PN 模式。在这种情况下，接收信号和参考信号的相位彼此完全相同时得到的乘法器输出是 1 位时的 1023 倍，而其他位置的输出最多是 1 位时的数倍。因此可以显著增强选择性。图 7 中的电路可以被配置为数字电路，在易于获得集成电路（IC）方面也是有利的。

图 8 图解说明了 PSK 调制器（图 1 中用附图标记 20 表示）的具体示例。图 8 所示的电路根据 PN 模式的极性，选择从晶体振荡器（OSC）输出的载波（RF 信号）和具有与所述载波相反的相位的反相载波这两种载波中的任一种。通过或（OR）电路将根据 PN 模式选择的载波相加（连接），并作为 PSK 发射信号输出。以这种方式，输出具有例如如图 2（C）所示的波形的发射信号。而图 8 图解说明了采用数字电路的示例结构，从而可以使用将双平衡混频器（DBM）用作 PSK 调制装置的方法。这里，图 8 中的电路可被配置为数字电路，在易于获得集成电路方面也是有利的。

图 9 是说明延迟电路（图 1 中用附图标记 26I 和 26Q 表示）和接收混频器（图 1 中用附图标记 30 表示）的变化示例的图。在图 9 所示的电路中，通过 n 级移位寄存器对参考信号进行延迟，从移位寄存器的各抽头 n_1 至 n_n 同时输出延迟时间互不相等的多个延迟参考信号。之后，在与移位寄存器的各抽头 n_1 至 n_n 对应的 n 个混频器中的每一个中，将接收信号与每个延迟参考信号相乘，从而同时（并行）输出与多个延迟参考信号对应的多个相乘结果。通过预先将在活体内沿深度方向排列的多个目标位置与移位寄存器的各抽头 n_1 至 n_n 关联，可以同时获得多个目标位置的多普勒信息。例如，可以配置成可同时检测超声波束上所有位置的组织信息。

图 2 和图 4 已描述了使用二相码 $0-\pi$ 的二相 PSK 方式的数字调制，而在本实施例中，也可以使用诸如四相、八相、十六相等等的多相 PSK。

图 10 是说明四相 PSK 方式的数字调制的图。图 10 图解说明了使用四相码 0 、 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$ 的示例。四相码是从模式发生器（图 1 中用

附图标记 24 表示) 输出的周期信号序列。PSK 调制器(图 1 中用附图标记 20 表示) 通过对 RF 信号进行基于四相码的相移键控(PSK) 来执行调制处理。因此形成与图 10 所示的超声波接收信号波形相同的发射信号。图 10 图解说明了通过将发射信号延迟获得的参考信号与接收信号相乘的结果(乘法器输出), 其中参考信号的相位从 φ_1 变化到 φ_3 。

在图 10 所示的相位中, 在 φ_3 情况下, 显示了把延迟时间, 即相位, 调整为目标深度时得到的结果。由此可见, 在这种情况下, 接收信号和参考信号在任意时间范围内彼此一致。通过根据参考信号的极性切换接收信号的方式得到乘法器输出, 其频谱包括直流分量和载波(RF 信号) 两倍的谐波分量, 与图 3 所示的二相 PSK 的情况相同。这些频谱经过多普勒频移, 多普勒信号通常为小功率, 并依附于所述直流信号分量而出现。

在图 10 所示的相位中, 当参考信号的相位为 φ_1 和 φ_2 时, 相位与延迟时间不一致。在这种情况下, 当接收信号与参考信号之间的相位差为 $\pi/2$ 时, 乘法器输出的直流分量为“0”。当接收信号与参考信号之间的相位差为 π 时, 乘法器输出的直流分量为“-1”。此外, 当接收信号与参考信号之间的相位差为 0 或 2π 时, 乘法器输出的直流分量为“+1”。因此, 时间平均的乘法器输出在 $\varphi=\varphi_1$ 的情况下为-2, 在 $\varphi=\varphi_2$ 的情况下为+3。同时, 在 $\varphi=\varphi_3$ 的情况下, 时间平均的乘法器输出为“+9”, 与 $\varphi=\varphi_1$ 及 $\varphi=\varphi_2$ 的情况相比, 显然, “+9”是较大的相关值。

图 11 是说明二相 PSK 与四相 PSK 之间的比较的图。在图 11 中, 上半部分所示的频谱和自相关函数对应于使用二相码 0- π 的 PSK, 而下半部分所示的频谱和自相关函数对应于使用四相码 0- π 的 PSK。图 11 的下半部分所示的四相 PSK 相关的四相码序列为“0、 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$ 、 2π 、 2π 、 $5\pi/2$ 、 $5\pi/2$ 、 3π 、 3π 、 3π 、 3π ”。

图 11 的上半部分与下半部分中的示例相比, 四相 PSK 的自相关函数的峰的宽度稍宽一些, 而四相 PSK 的频谱的频带宽度大约为二相 PSK 的一半。由此可知, 通过使用四相 PSK, 即使在超声波信号的频带宽度大致减半的时候, 也能获得与使用 0- π 的二相 PSK 基本相等的位置选择。

从下列原因可得到四相 PSK 的上述特性。首先, 关于频带, 在二

相（二进制）PSK 中，对于每 1 位，在 $1/2$ 频率处将载波的相位反转 180° ，因此频带是宽的。另一方面，在四相 PSK 序列中，如同从上述示例序列所知，对于每一位，相位只前移 $\pi/2$ 或根本不前移。因此，由于在四相 PSK 中不发生突然的相位旋转，所以频带是窄的。换言之，在四相 PSK 中，以自相关函数的锐度微小下降为代价，将占用频带减小到大约一半。

此外，还可以认为，在 PSK 方式的超声波 CW（连续波）多普勒测量方法中，代替雷达或超声波诊断装置中所采用的用于脉冲压缩的二相 PSK，可以充分使用不发生明显相位变化的四相 PSK。这里，相数不限于 4，也可以是 8、16 等等。

此外，在图 11 中，在四相 PSK 的频谱（下半部分所示）中，对于 1 位，在时间间隔 τ 的倒数 $1/\tau$ 的频带内，产生两个最大值。这是因为，在四相中，两个相同相位连续出现的频率很高。上述优点与脉冲压缩中的情况完全相同。

图 12 图解说明了四相 PSK 情况下使用的 PSK 调制器的具体示例。在图 12 所示的电路中，晶体振荡器（X'tal Osc.）的输出在通过变换器（轴交叉检波器，Axis Cross Detector）变换成逻辑电平后输入到锁相环（PLL），锁相环产生与晶体振荡器的频率同步的四个信号。这四个信号从相位合成器输出，作为保持 0 、 $\pi/2$ 、 π 以及 $3\pi/2$ 的相位关系的载波。

序列发生器基于从序列存储器获得的数据设定四相序列，并根据四相序列选择四个与（AND）电路之一。结果，从相位合成器输出的四相载波根据设定序列发生器产生的四相序列的数字信号被选择性地使用，并最终通过或（OR）电路相加（连接），并作为四相 PSK 发射信号输出。因此，输出例如与图 10 所示的超声波接收信号波形相同的发射信号。

当然，虽然图 12 图解说明了通过数字电路产生四相 PSK 发射信号的方式，但也可以用使用例如多个双平衡混频器（DBM）的方法作为四相 PSK 调制的方式。这里，图 12 所示的可通过数字电路配置的电路适用于集成电路。

这里，作为锐化四相码序列的相关性的模式示例，在 13 位情况下，

可以使用“ 0 、 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$ 、 2π 、 2π 、 $5\pi/2$ 、 $5\pi/2$ 、 3π 、 3π 、 3π 、 3π 、 3π ”、“ 0 、 0 、 0 、 0 、 0 、 $\pi/2$ 、 $\pi/2$ 、 π 、 π 、 $3\pi/2$ 、 2π 、 $5\pi/2$ 、 3π ”等等，在19位情况下，可以使用“ 0 、 0 、 0 、 0 、 0 、 $\pi/2$ 、 $\pi/2$ 、 $\pi/2$ 、 π 、 π 、 $3\pi/2$ 、 $3\pi/3$ 、 2π 、 $5\pi/2$ 、 $5\pi/2$ 、 3π 、 $7\pi/2$ 、 4π 、 $9\pi/2$ ”等等。

虽然已对本发明的优选实施例及一些变化示例进行了描述，但它们仅仅是各方面的例证性示例，因而并不限制本发明的范围。

例如，虽然在上述实施例中，使用相移键控（PSK）对连续波进行数字调制，但是也可以使用本领域普通技术人员显然可将其用作数字调制方法的频移键控（FSK）、幅移键控（ASK）等等来代替PSK。这里，也可以将数字调制的连续波的数据存储在存储器等等中，并基于从存储器读取的数据来产生连续波。

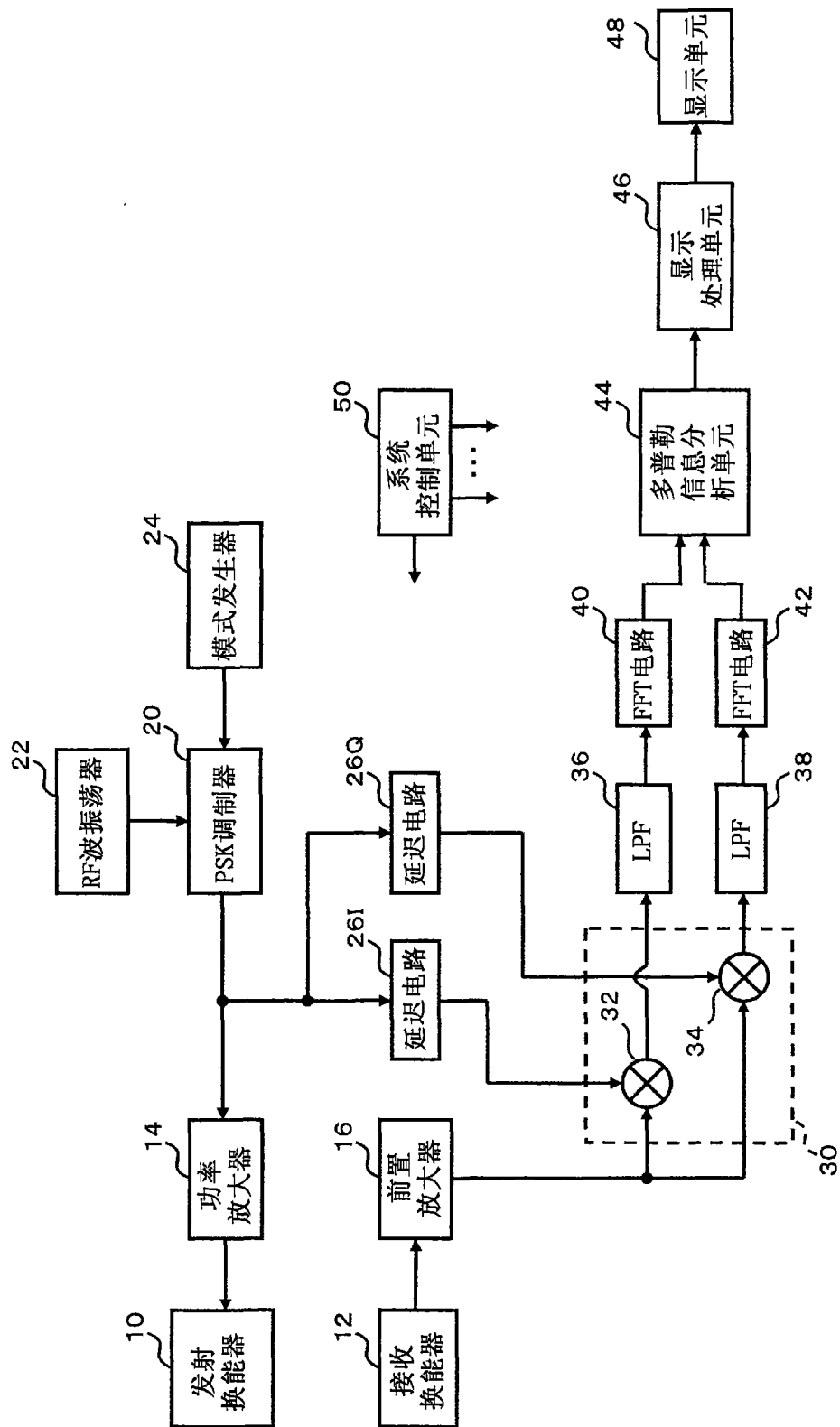


图 1

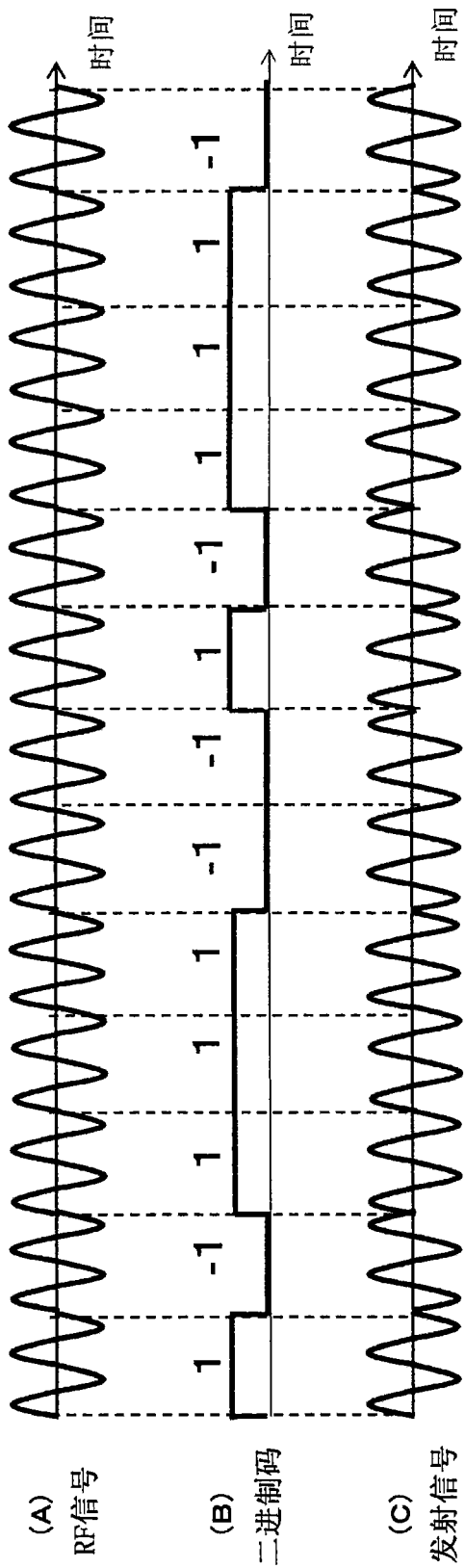


图 2

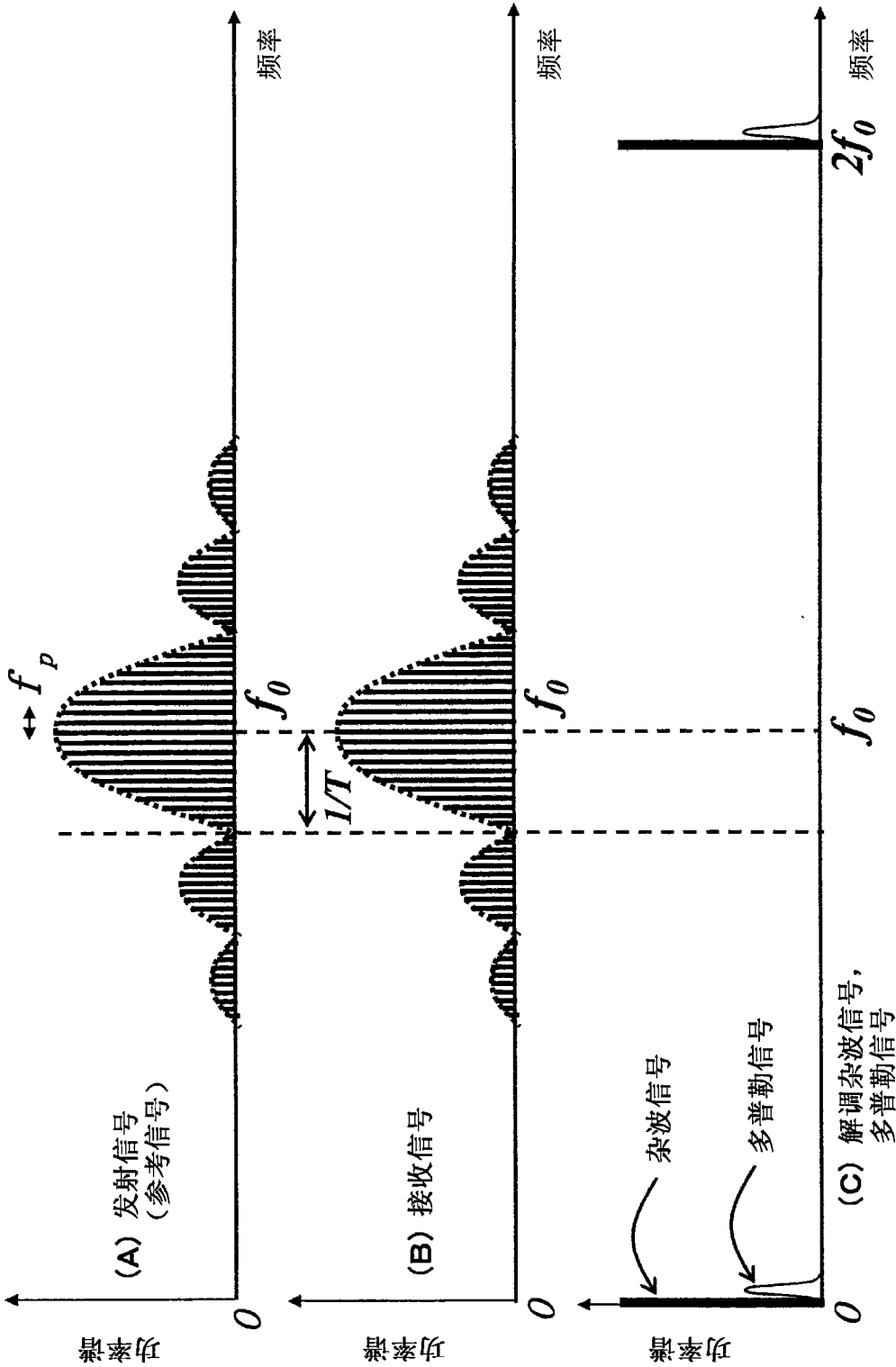


图 3

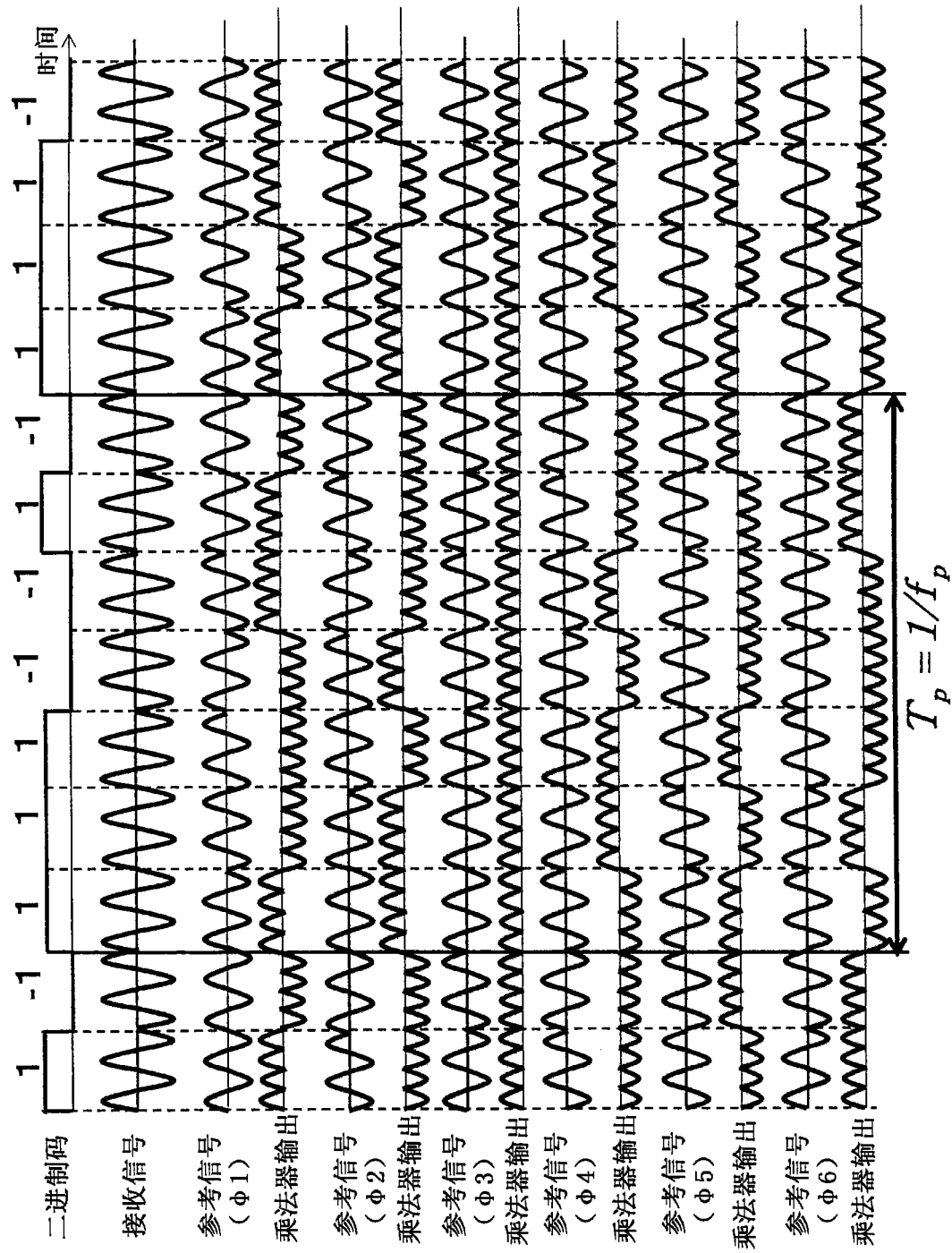


图 4

[illegible]

5

11

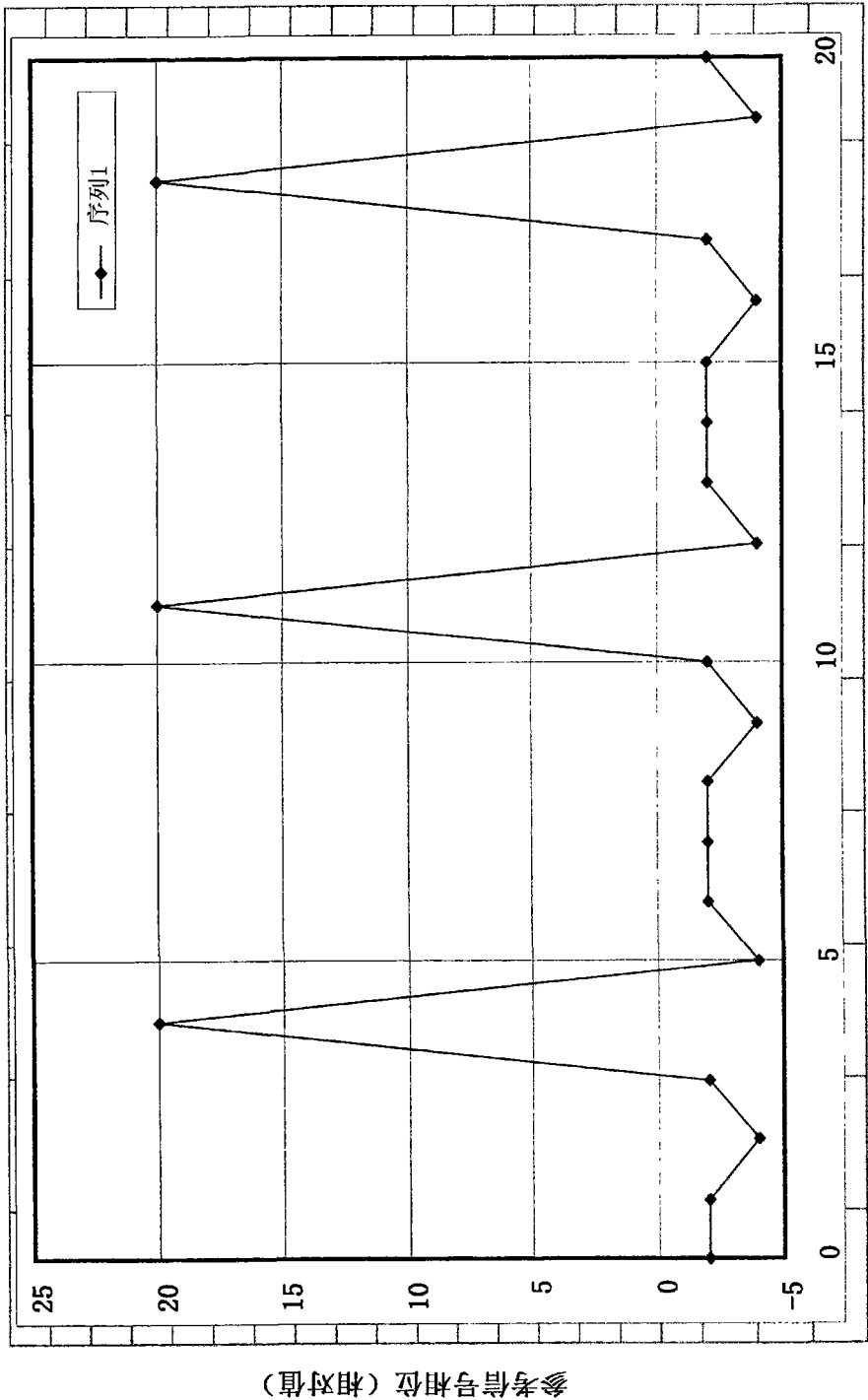


图 6

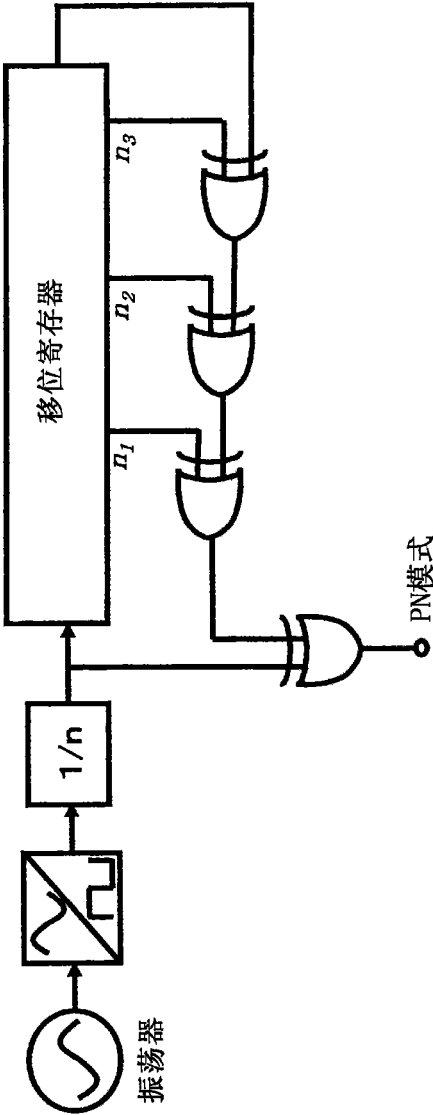


图 7

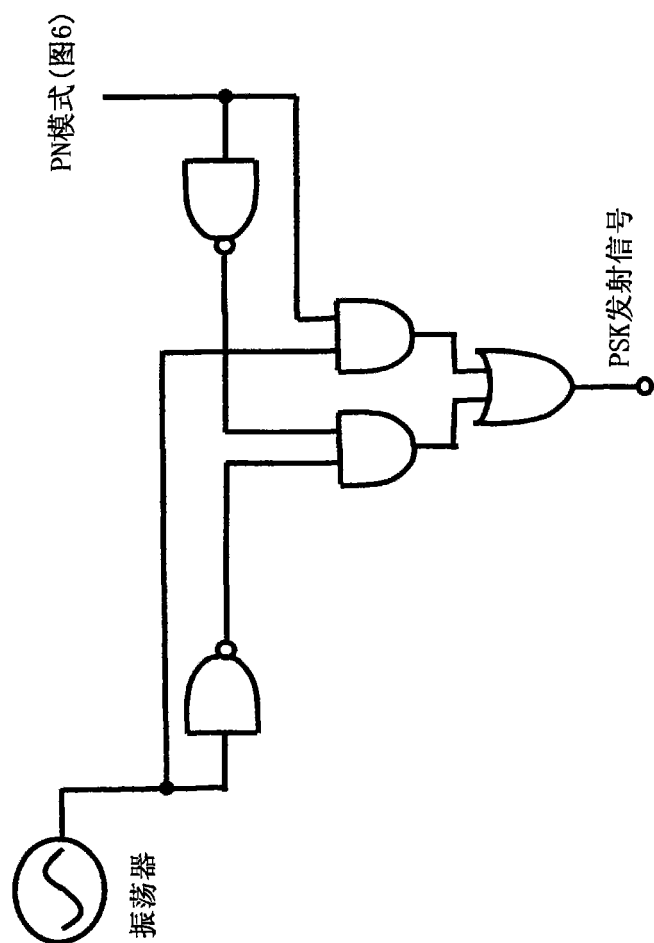


图 8

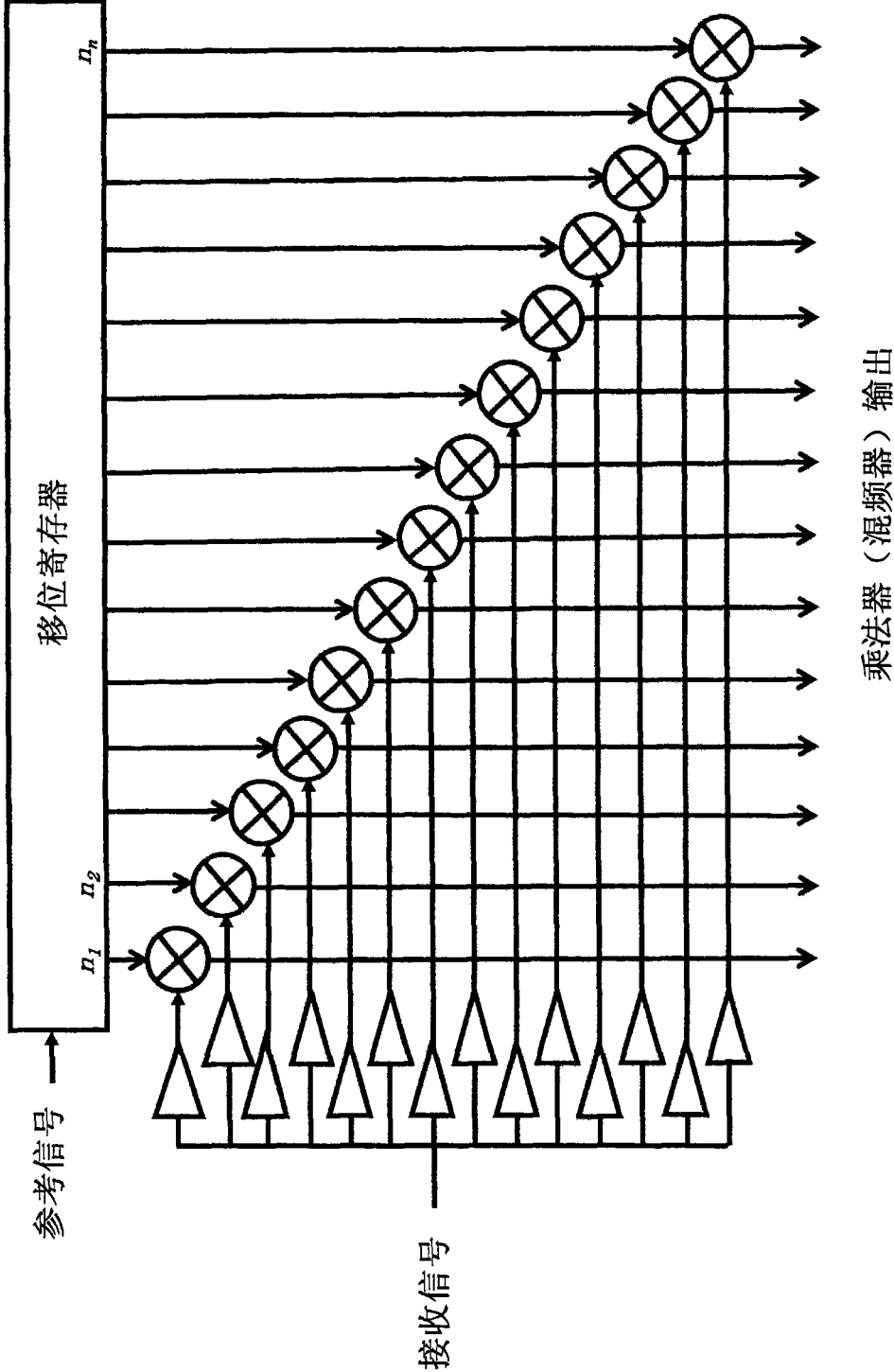


图 9

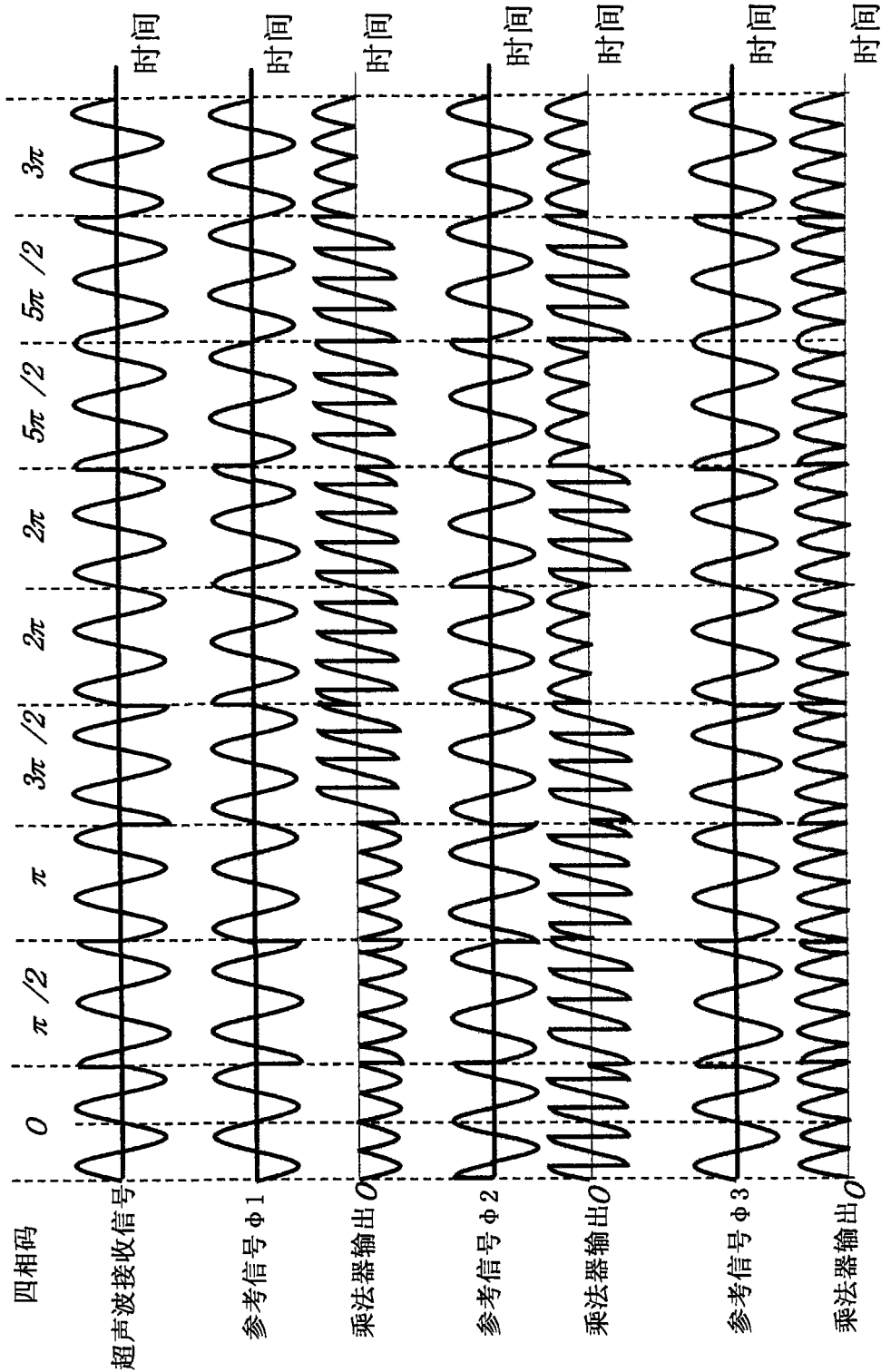


图 10

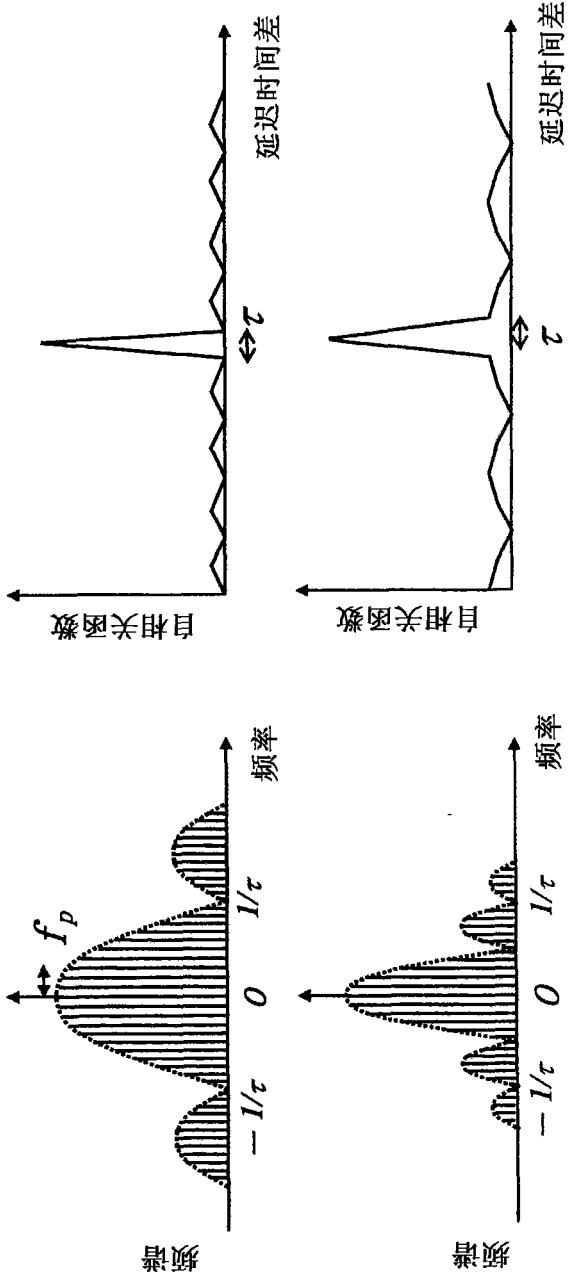


图 11

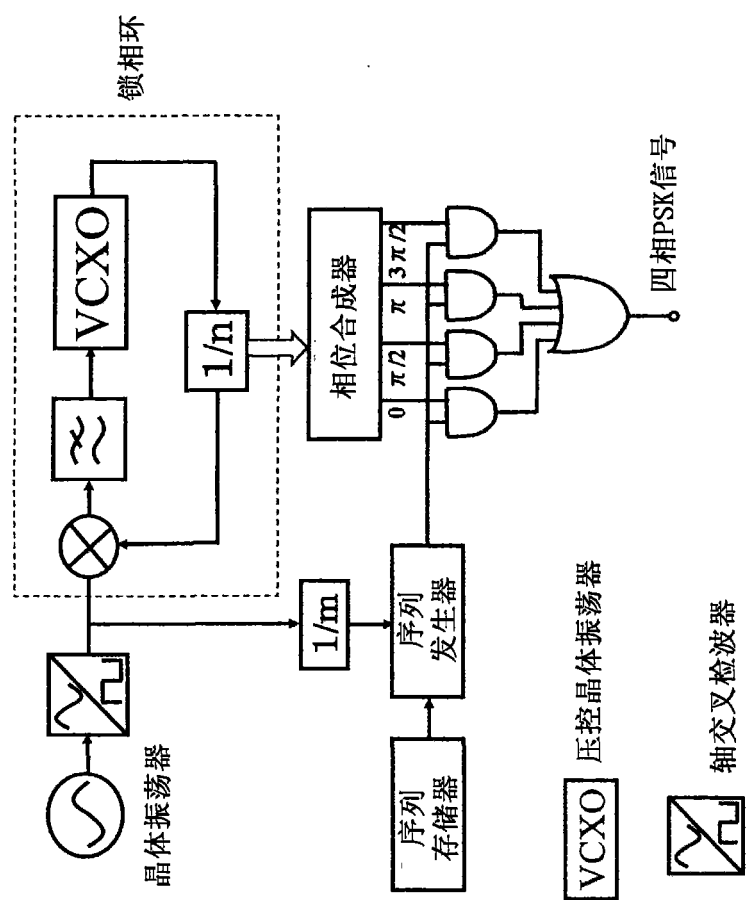


图 12

专利名称(译)	超声波诊断装置		
公开(公告)号	CN101596115A	公开(公告)日	2009-12-09
申请号	CN200910143784.2	申请日	2009-05-26
[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)	阿洛卡株式会社		
当前申请(专利权)人(译)	阿洛卡株式会社		
[标]发明人	国田正德		
发明人	国田正德		
IPC分类号	A61B8/06 A61B8/08		
CPC分类号	A61B8/488 G01S15/8959 G01S15/8979 G01S7/52031		
代理人(译)	程伟 王锦阳		
优先权	2008145605 2008-06-03 JP		
其他公开文献	CN101596115B		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

本发明公开了一种超声波诊断装置。PSK调制器20通过基于模式发生器24所提供的周期信号序列的相移键控(PSK)的方式，对RF波振荡器22所提供的RF波进行数字调制处理，从而产生连续波。从PSK调制器20输出的连续波在延迟电路26I和延迟电路26Q中被延迟，然后作为参考信号提供给接收混频器30的每个混频器。延迟电路26I和延迟电路26Q中的每一个以根据目标位置的深度而定的延迟量对连续波进行延迟，并输出延迟的参考信号。因此，在增加来自目标位置的接收信号与参考信号之间相关性的情况下执行解调处理，并通过多普勒信息分析单元44选择性地提取目标位置的多普勒信息。

