



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101292880 B

(45) 授权公告日 2011. 07. 13

(21) 申请号 200810091287. 8

(22) 申请日 2008. 04. 28

(30) 优先权数据

2007-118366 2007. 04. 27 JP

2008-012280 2008. 01. 23 JP

(73) 专利权人 阿洛卡株式会社

地址 日本东京都

(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 11314

代理人 程伟

(51) Int. Cl.

A61B 8/06 (2006. 01)

G01S 15/89 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 86203861 U, 1987. 11. 11, 说明书第一页 18 行至第二页第 6 行.

WO 2006/043603 A1, 2006. 04. 27, 说明书第 10 段, 29 段.

审查员 李澍歆

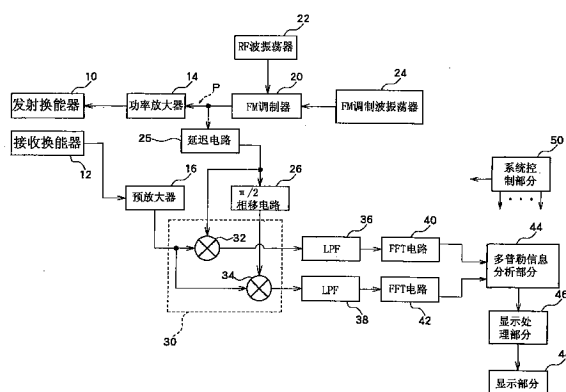
权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 12 页

(54) 发明名称

超声波诊断装置

(57) 摘要

本发明涉及一种超声波诊断装置。从发射换能器发射对应于 FM 连续波的受到 FM 调制处理的发射波。预放大器 (16) 生成接收 RF 信号并将接收 RF 信号输出到接收混频器 (30)。接收混频器 (30) 对接收 RF 信号应用正交检波, 生成复合信号。基于 FM 调制器 (20) 输出的 FM 连续波生成提供给接收混频器 (30) 中每个混频器的参考信号。FM 调制器 (20) 输出的 FM 连续波被延迟电路 25 延迟, 一个信号直接提供给混频器 (32), 而另一个信号经 $\pi/2$ 延迟电路 (26) 被提供给混频器 (34)。延迟电路 (25) 根据活的生物体中目标位置的深度对 FM 连续波应用延迟处理。结果, 多普勒信息分析部分 (44) 能够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:

发射信号处理部分,用于输出是具有频率周期变化的连续波的调制发射信号;

发射/接收部分,基于调制发射信号发射超声波到活的生物体并接收活的生物体的反射波,从而获得接收信号;

接收信号处理部分,通过使用具有与调制发射信号基本相同波形的参考信号对接收信号应用解调处理,以获得解调信号;以及

多普勒信息提取部分,用以从解调信号中提取多普勒信息,

其中,执行根据活的生物体中目标位置的深度的延迟处理,以调整参考信号和接收信号之间的延迟关系,并执行解调处理,由此从目标位置选择性地提取多普勒信息。

2. 根据权利要求1所述的超声波诊断装置,其中

发射信号处理部分输出的调制发射信号和将用在接收信号处理部分的参考信号的至少一个被延迟,以增强来自目标位置的接收信号与参考信号之间的相关性,从而从目标位置选择性地提取多普勒信息。

3. 根据权利要求2所述的超声波诊断装置,其中

调制发射信号和参考信号的所述至少一个被延迟,以使来自目标位置的接收信号的相位和参考信号的相位相同。

4. 根据权利要求3所述的超声波诊断装置,其中

调制发射信号或者参考信号依照目标位置深度被延迟一延迟量,以使来自目标位置的接收信号的相位与参考信号的相位相同。

5. 根据权利要求4所述的超声波诊断装置,其中

当改变延迟量由此沿深度方向移动目标位置时,从目标位置提取多普勒信息。

6. 根据权利要求5所述的超声波诊断装置,其中

通过周期地改变延迟量从而沿深度方向在对象部分内周期性地移动目标位置,从沿深度方向的对象部分的多个位置提取多普勒信息。

7. 根据权利要求6所述的超声波诊断装置,其中

根据从对象部分中多个位置提取的多普勒信息形成对象部分中流体的速度分布。

8. 根据权利要求7所述的超声波诊断装置,其中

形成显示图像,图像包括对应于活的生物体中深度的轴,对应于时间的轴,和对应于流体速度的轴,且图像显示了速度分布随时间变化的状态。

9. 根据权利要求1所述的超声波诊断装置,其中

多普勒信息提取部分提取与包含在解调信号中的直流信号分量对应的多普勒信号分量作为多普勒信息。

10. 根据权利要求1所述的超声波诊断装置,其中

发射信号处理部分将频率调制处理应用于载波信号,以生成调制发射信号。

11. 根据权利要求10所述的超声波诊断装置,其中

由发射信号处理部分产生的调制发射信号,被延迟了依照目标位置的深度的延迟量,以形成参考信号。

12. 根据权利要求10所述的超声波诊断装置,其中

将用于频率调制处理的调制信号,被延迟了依照目标位置的深度的延迟量,以获得延

迟的调制信号,并且利用延迟的调制信号对载波信号进行频率调制处理。

13. 根据权利要求 10 所述的超声波诊断装置,其中

由发射信号处理部分执行的频率调制处理的调制指数被调整用于设置位置分辨率。

14. 根据权利要求 13 所述的超声波诊断装置,其中

由发射信号处理部分执行的频率调制处理的调制指数是最大频率偏移和调制频率的比率,并被设置为大于或等于 1。

15. 根据权利要求 13 所述的超声波诊断装置,其中

由发射信号处理部分执行的频率调制处理的调制指数是最大频率偏移和调制频率的比率,并被设置为大于或等于 30。

16. 根据权利要求 1 所述的超声波诊断装置,其中

发射信号处理部分对载波信号应用相位调制处理,以生成调制发射信号。

17. 根据权利要求 1 所述的超声波诊断装置,其中

发射信号处理部分根据频率周期变化的连续波的数据生成调制发射信号。

超声波诊断装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种超声波诊断装置,特别涉及一种利用调制连续波的超声波诊断装置。

背景技术

[0002] 连续波多普勒效应是一种众所周知的使用连续波的超声波诊断装置技术。在连续波多普勒效应技术中,由数兆赫兹(MHz)正弦波形成的发射波被连续发射进入活的生物体,之后连续接收活的生物体内的反射波。反射波包含活的生物体中运动部分(例如血流)产生的多普勒频移信息。从而,通过提取多普勒频移信息并对其进行频率分析,可以形成反映如运动部分速度等信息的多普勒波形。

[0003] 在快速获取速度测量时,利用连续波的连续波多普勒效应技术比利用脉冲波的脉冲多普勒效应技术效果更好。在这种环境下,本申请的发明人已经对连续波多普勒效应技术进行了研究。其研究成果之一是,本发明人提出关于频率调制连续波多普勒效应(FMCW多普勒效应)的技术,该技术披露在JP2005-253949A中。

[0004] 另一方面,由于利用连续波使得连续波多普勒效应技术不太适合进行位置测量。同样的,典型的连续波多普勒效应装置(即,没有利用FMCW多普勒效应的装置)不能用以进行位置测量。在这一点上,本发明人在JP 2006-14916A中提出了通过利用FMCW多普勒效应,除了能测量活的生物体组织的速度外,还能测量活的生物体组织的位置的技术。

[0005] 上述出版物中提到的FMCW多普勒效应技术是一项革命性的技术,它提供了一种潜在的超声波诊断的新形式。本发明人一直在不断研究并改进这项具有里程碑意义的技术。

发明内容

[0006] 本发明根据上述背景,有利地提出一种利用连续波从希望的位置取得多普勒信息的技术。

[0007] 根据本发明的一个方面,提供一种超声波诊断装置,包括:用以输出调制发射信号的发射信号处理部分,发射信号是具有频率周期变化的连续波;发射/接收部分,基于调制的发射信号将超声波发射进入活的生物体,并接收活的生物体的反射波,从而获得接收信号;接收信号处理部分,通过使用具有与调制信号的波形完全相同波形的参考信号对接收信号进行解调处理以获得解调信号;以及多普勒信息提取部分,用以从解调信号中提取多普勒信息,其中根据活的生物体中目标位置的深度执行延迟处理,以调整参考信号与接收信号之间的延迟关系,并执行解调处理,从而在目标位置选择性地提取多普勒信息。

[0008] 在上述方面,由于是利用参考信号对接收信号进行解调处理的,所以能够得到含有与参考信号具有高度相关性信号分量的解调信号。此外,为了执行解调处理,根据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(时间轴方向上的关系)。例如,调整参考信号和接收信号之间的相位关系。因此,通过对准来自目标位置的接收信号的相位与参

考信号的相位,例如,能够将来自目标位置的接收信号提取作为具有与参考信号具有高度相关性的信号分量。另外,通过利用带通滤波器或者低通滤波器从接收信号中提取多普勒信息,例如能完成从目标位置选择性提取多普勒信息。这里,通过上述方面,理想情况是参考信号波形和调制发射信号波形是完全一致的。但是,参考信号和调制发射信号可以是对应关系,其中它们的波形能被认为是基本一致的。

附图说明

- [0009] 将基于下列附图对本发明的优选实施例进行详细描述,其中:
- [0010] 图 1 是显示依照本发明的超声波诊断装置的全部结构的功能框图;
- [0011] 图 2 是显示解调信号(基带信号)的固定回波和多普勒回波频谱的示意图;
- [0012] 图 3 是显示参考信号和接收信号与基带信号频谱之间的相位关系的示意图;
- [0013] 图 4 是显示用于解释基带信号电功率对深度的依赖性的示意图;
- [0014] 图 5 是显示产生多普勒回波的深度和杂波积分功率之间关系的计算结果的示意图;
- [0015] 图 6 是显示 FMCW 多普勒测量系统中接收信号和噪声的频谱的示意图;
- [0016] 图 7 是显示根据调制指数的位置选择的计算结果的示意图;
- [0017] 图 8 是显示本发明一个实施例的某些特性的示意图;
- [0018] 图 9 是用于说明对调制波的波形的示意图;
- [0019] 图 10 是显示根据本发明的超声波诊断装置的另一个优选实施例的示意图;
- [0020] 图 11 是用于说明当第二调制波是正弦波时,多普勒信息、深度和时间之间关系的示意图;
- [0021] 图 12 是速度分布的显示模式的示意图;
- [0022] 图 13 是用于解释当第二调制波是锯齿波时,多普勒信息和深度之间对应关系的示意图;以及
- [0023] 图 14 是用于解释当第二调制波是对称三角波时,多普勒信息和深度之间对应关系的示意图。

具体实施方式

- [0024] 参考附图详细描述本发明的优选实施例。
- [0025] 图 1 是根据本发明优选实施例的超声波诊断装置的全部结构的功能框图。发射换能器 10 连续地将发射波发射进入活体组织,接收换能器 12 连续地接收来自活体组织的反射波。从而,通过不同的换能器完成发射和接收,由此通过叫做连续波多普勒效应方法执行发射/接收。
- [0026] 功率放大器 14 将功率放大的 FM 连续波(FMCW)提供给发射换能器 10。将利用例如正弦波被 FM 调制处理的 FM 连续波(FMCW)输入到功率放大器 14 的输入,然后从发射换能器 10 发射对应此 FM 连续波的发射波。FM 调制器 20 将 FM 连续波输出到功率放大器 14。FM 调制器 20 基于 RF 波振荡器 22 提供的 RF 波和作为 FM 调制波振荡器 24 提供的正弦波的调制波产生 FM 连续波。将在下面结合对原理解释详细描述此 FM 连续波的波形。
- [0027] 预放大器 16 对接收换能器 12 提供的接收波信号施加例如低噪声放大的接收处

理,以产生接收 RF 信号,该信号输出到接收混频器 30。接收混频器 30 是对接收 RF 信号进行正交检波产生复合基带信号的电路,接收混频器 30 由两个混频器 32 和 34 组成。每个混频器都是一个将接收的 RF 信号与预定参考信号混合的电路。

[0028] 提供给接收混频器 30 中每个混频器的参考信号都是基于从 FM 调制器 20 输出的 FM 连续波产生的。特别的,从 FM 调制器 20 输出的 FM 连续波经延迟电路 25 延迟,将延迟的 FM 连续波直接提供给混频器 32,同时经过 $\pi/2$ 相移电路 26 将延迟的 FM 连续波提供给混频器 34, $\pi/2$ 相移电路 26 将延迟的 FM 连续波的相位移位 $\pi/2$ 。从而两个混频器 32 和 34 中的一个输出同相信号分量 (I 信号分量),另一个则输出正交相位信号分量 (Q 信号分量)。然后,同相信号分量和正交相位信号分量的高频分量通过设置在接收混频器 30 下游的 LPF (低通滤波器) 36 和 38 被分别滤除,因此能够提取检测后只有必要带宽的解调信号。

[0029] 这里,也可以对 FM 调制波形振荡器 24 提供的正弦调制波形使用延迟处理,由此形成延迟的调制波形,然后此波形被用来对由 RF 波形振荡器 22 提供的 RF 波形做频率调制,从而产生参考信号。

[0030] 以下将对本发明技术原理进行详细描述,接收混频器输出信号 (即,解调信号) 是在每个混频器中进行接收 RF 信号和参考信号混频后的结果,包含关于由 FM 调制波形振荡器 24 提供的调制频率 f_m 的调制波的多个 n 次波分量 (n 是大于或等于 0 的自然数)。特别的,接收混频器输出信号包含作为 0 次波分量的直流分量,作为一次波分量的基波分量,以及都是 n 次波分量的多个谐波分量,其中 n 大于或等于 2。如是,从每个 LPF 36 和 38 输出包括这些多个 n 次波分量的解调信号。

[0031] FFT 电路 (快速傅立叶变换电路, fast Fourier transform circuits) 40 和 42 对于每一个解调信号 (同相相位信号分量和正交相位信号分量) 执行 FFT 操作。从而解调信号在 FFT 电路 40 和 42 中被变换成频谱。这里,从 FFT 电路 40 和 42 输出的频谱以具有频率分辨率为 δf 的频谱数据的形式被提供,取决于电路设置条件等。将在下面参考图 2 等详细描述从 FFT 电路 40 和 42 输出的频谱。

[0032] 多普勒信息分析部分 44 从变换为频谱的解调信号中提取多普勒信息。同时,参考信号和接收信号之间的相位关系已经根据活的生物体中目标位置的深度,通过延迟电路 25 进行了调整,目标位置的多普勒信息能被选择性地提取。相位调整和目标位置的多普勒信息提取的关联关系将在解释本发明原理时做详细描述。多普勒信息分析部分 44 提取活的生物体中每个深度 (每个位置) 的多普勒信息,从而根据超声波波束 (声束) 计算每个深度的活的生物体组织的速度,并实时输出结果。这里,可以扫描超声波波束,由此以二维或者三维的方式计算活的生物体中每个位置的组织的速度。

[0033] 显示处理部分 46 根据每个深度 (位置) 活的生物体组织的速度建立多普勒波形或者包括例如关于深度速度信息的图,并且使显示部分 48 实时显示生成的多普勒波形和图。这里,显示在图 1 的超声波诊断装置中的每个部分由系统控制部分 50 控制。特别地,系统控制部分 50 执行变换控制,接收控制,显示控制等。

[0034] 如上一般描述,根据本实施例,发射和接收通过向连续波 (CW) 施加利用调制波的 FM 调制而得到的超声波 (FMCW),以得到接收信号,根据活的生物体中目标位置的深度调整参考信号和接收信号之间的相位关系,然后执行解调处理,这样能够从目标位置选择性地提取多普勒信息。这里,将详细描述从目标位置选择性地提取多普勒信息的原理。首先描

述用于本实施例的 FMCW 的基本原理。

[0035] 通过利用以调制频率为 f_m 的正弦波向具有频率 f_0 的连续波施加 FM 调制而获得的 FMCW 发射波能够表示如下：

[0036] [等式 1]

$$[0037] \quad v_T(t) = \sin(2\pi f_0 t + \beta \sin 2\pi f_m t)$$

$$[0038] \quad \beta = \frac{\Delta f}{f_m}$$

[0039] 在上面的等式 1 中, Δf 是频率变化范围的 0-P 值 (零-峰值:最大频率偏离), 而 β 是最大频率偏移 Δf 和调制频率 f_m 的比率, 是 FM 的调制指数。此外, 当忽略由活的生物体导致的衰减时, 没有多普勒频移的 FMCW 接收波能够表示如下：

[0040] [等式 2]

$$[0041] \quad v_R(t) = \sin\{2\pi f_0 t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)\}$$

$$[0042] \quad \phi_0 = \frac{4\pi f_0 d}{c} : \text{对应于来去目标往返传播时间 } 2d/c \text{ 的 RF 波 } f_0 \text{ 的相位角}$$

[0043] c : 超声波传播速度

$$[0044] \quad \phi_m = \frac{4\pi f_m d}{c} : \text{对应于来去目标往返传播时间 } 2d/c \text{ 的调制波 } f_m \text{ 的相位角}$$

[0045] FMCW 发射波的频谱能通过用贝塞尔级数 (series) 展开等式 1 得到。等式 1 中描述的 FMCW 发射波可展开如下：

[0046] [等式 3]

$$[0047] \quad v_T(t) = \sin 2\pi f_0 t \cdot \cos\{\beta \sin(2\pi f_m t)\} + \cos 2\pi f_0 t \cdot \sin\{\beta \sin(2\pi f_m t)\}$$

$$[0048] \quad = \sin 2\pi f_0 t \left\{ J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2n \cdot 2\pi f_m t \right\}$$

$$[0049] \quad + \cos 2\pi f_0 t \cdot 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin\{(2n+1) \cdot 2\pi f_m t\}$$

$$[0050] \quad = J_0(\beta) \sin 2\pi f_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \{ \sin 2\pi(f_0 + 2nf_m t) + \sin 2\pi(f_0 - 2nf_m t) \}$$

$$[0051] \quad + \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \{ \sin 2\pi(f_0 + (2n+1)f_m t) - \sin 2\pi(f_0 - (2n+1)f_m t) \}$$

[0052] 等式 3 中, $J_0(\beta)$, $J_{2n}(\beta)$, $J_{2n+1}(\beta)$ 是第一类贝塞尔函数。每项的幅度由调制指数 β 以及相应的贝塞尔函数决定。

[0053] 此外, 没有多普勒频移的接收波 $v_R(t)$ 的频谱能通过展开等式 2 得到。等式 2 中显示的 FMCW 接收波可展开如下：

[0054] [等式 4]

$$[0055] \quad v_R(t) = \sin\{2\pi f_0 t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)\}$$

$$[0056] \quad = \sin(2\pi f_0 t + \phi_0) \cdot \cos\{\beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)\} + \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) \cdot \sin\{\beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)\}$$

$$[0057] \quad = \sin(2\pi f_0 t + \phi_0) \left\{ J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2n(2\pi f_m t + \phi_m) \right\}$$

$$[0058] \quad + \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) \cdot 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin\{(2n+1) \cdot (2\pi f_m t + \phi_m)\}$$

[0059]

$$= J_0(\beta) \sin(2\pi f_0 t + \phi_0) + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \{ \sin 2\pi((f_0 + 2nf_m)t + \phi_0 + \phi_m) + \sin 2\pi((f_0 - 2nf_m)t + \phi_0 - \phi_m) \}$$

$$[0060] \quad + \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \{ \sin 2\pi((f_0 + (2n+1)f_m)t + \phi_0 + \phi_m) - \sin 2\pi((f_0 - (2n+1)f_m)t + \phi_0 - \phi_m) \}$$

[0061] 如方程 4 指出的,接收波的频谱和发射波的频谱有相同的频率分量。但是接收波的每种频率分量的幅度根据相位差 ϕ_0 和 ϕ_m 而不同。

[0062] 此外,当包括多普勒频移时,等式 2 中的 $v_R(t)$ 可重写如下:

[0063] [等式 5]

$$[0064] \quad v_R(t) = \sin\{2\pi(f_0 + f_d)t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)\}$$

[0065] 这里,在等式 5 中,忽略了小于 f_0 的偏移量 f_d 的关于 f_m 的多普勒频移。

[0066] 在上述等式 2 和 5 中表示的接收波形是由超声波换能器接收的信号波形(接收 RF 信号)。超声波诊断装置对该接收 RF 信号执行解调处理。当解调 FMCW 接收 RF 信号时,解调系统将参考信号与接收波相乘,使用 FMCW 发射波作为参考信号。解调系统中的接收混频器输出是 $v_T(t)$ 和 $v_R(t)$ 相乘的结果,按照下式计算:

[0067] [等式 6]

$$[0068] \quad v_D(t) = \sin(2\pi f_0 t + \beta \sin 2\pi f_m t) \times \sin\{2\pi(f_0 + f_d)t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)\}$$

$$[0069] \quad = \frac{1}{2} \cos\{-2\pi f_d t + \beta \sin 2\pi f_m t - \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) - \phi_0\}$$

$$[0070] \quad - \frac{1}{2} \cos\{2\pi(2f_0 + f_d)t + \beta \sin 2\pi f_m t + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) + \phi_0\}$$

$$[0071] \quad \approx \frac{1}{2} \cos\{-2\pi f_d t + \beta \sin 2\pi f_m t - \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) - \phi_0\}$$

$$[0072] \quad = \frac{1}{2} \cos\{-2\beta \cos(2\pi f_m t + \phi_m/2) \times \sin(\phi_m/2) - 2\pi f_d t - \phi_0\}$$

$$[0073] \quad = \frac{1}{2} \cos\{k\beta \cos(2\pi f_m t + \phi_m/2) + 2\pi f_d t + \phi_0\}$$

$$[0074] \quad k = 2\sin(\phi_m/2)$$

[0075] 这里,下列关于贝塞尔函数的数学公式用来计算等式 3、4 和 6。

[0076] [等式 7]

$$[0077] \quad \cos(\beta \cos x) = J_0(\beta) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) \cos 2nx$$

$$[0078] \quad \sin(\beta \cos x) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(\beta) \cos(2n+1)x$$

[0079] 在使用等式 7 中的数学公式时,等式 6 能进一步计算如下。这里在下列等式 8 中,省略了等式 6 的系数 1/2。

[0080] [等式 8]

$$[0081] \quad v_D(t) = \cos\left\{k\beta \cos\left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}\right)\right\} \times \cos(2\pi f_d t + \phi_0)$$

$$[0082] \quad - \sin\left\{k\beta \cos\left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}\right)\right\} \times \sin(2\pi f_d t + \phi_0)$$

$$[0083] \quad = (\cos 2\pi f_d t + \phi_0) \left\{ J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cos 2n\left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}\right) J_{2n}(k\beta) \right\}$$

$$[0084] \quad - \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \left\{ 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \cos(2n+1)\left(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}\right) J_{2n+1}(k\beta) \right\}$$

$$\begin{aligned}
[0085] \quad &= \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_0(k\beta) - 2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_1(k\beta) \cos(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \\
[0086] \quad &- 2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_2(k\beta) \cos 2(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) + 2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_3(k\beta) \cos 3(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \\
[0087] \quad &+ 2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_4(k\beta) \cos 4(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) - 2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_5(k\beta) \cos 5(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \\
[0088] \quad &- 2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_6(k\beta) \cos 6(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) + 2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_7(k\beta) \cos 7(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \\
[0089] \quad &+ 2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_8(k\beta) \cos 8(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) - 2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_9(k\beta) \cos 9(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \\
[0090] \quad &+ \dots
\end{aligned}$$

[0091] 图 2 显示了由等式 8 表示的接收混频器输出的频谱,即从图 1 中 FFT 电路 40 和 42 输出的频谱。

[0092] 图 2 是显示解调信号频谱的示意图。如同在等式 8 所示,解调信号包括多个关于调制频率的 n 次谐波分量 (n 是大于或等于 0 的自然数)。更特别地是,在图 2 中,解调信号包括存在于原点 0 附近是的 0 次波分量的直流分量,是一次波分量的基波分量 (f_m),是 2 次波分量的二次谐波分量 ($2f_m$),以及是 3 次波分量的三次谐波分量 ($3f_m$)。此外,解调信号还包括未显示出的 7 次或者更高次谐波分量。 n 次波分量的每一个都含有固定回波 64 和多普勒回波 62。

[0093] 固定回波 64 是作为活的生物体中强反射体的静止对象的回波,是观测多普勒信息时的障碍物因子。另一方面,多普勒回波 62 是所需的多普勒信号。当涉及多普勒频移时,多普勒信号的每个 n 次波分量以 DSB-SC (双边带抑制载波, Double Sideband-Suppressed Carrier) 的形式显示在频谱中,其中 FM 调制频率被抑制。应当注意到上述等式 1 到 8 和图 2 记述在 JP 2000-253949A 中。

[0094] 本实施例是上述 FMCW 的基本原理的应用。在本实施例中,依据活的生物体中目标位置的深度通过图 1 所示的延迟电路 25 (相移器或延迟线) 来调整参考信号和接收信号之间的相位关系,因此能选择性地提取来自目标位置 (即,目标深度) 的多普勒信息。更特别地是,通过将延迟电路 25 执行的延迟处理的延迟时间设置为超声波在活的生物体中的往返传播时间,能在来自目标深度的接收信号和参考信号之间获得最高可能的相关度,因而只有从目标来的信号能被选择性提取。

[0095] 图 3 是用来解释参考信号与接收信号之间的相位关系 (时间关系) 的示意图。更特别地是,图 3(a) 显示了 FMCW 发射信号 (发射波) 的时间波形,图 3(b) 显示了对应于发射信号的接收信号 (接收波)。接收信号经过对应于距离发射时间为 τ 的延迟时间被接收。假设声速是 c ,从深度 d 获得的接收信号经延迟 $\tau = 2d/c$ 被接收。此外,在图 3 中, f_0 指载波频率 (对应于超声波频率),而 f_m 指用于调制载波的频率 (即,调制频率)。接收信号的频谱功率如图 3(e) 所示。这里,尽管在以功率形式表示时发射信号的频谱假设与图 3(e) 中所示的波形相同,但每个功率频谱的相位依照延迟时间 τ 与发射频谱不同。

[0096] 图 3(c) 中所示的用以正交检测接收信号的参考波 (即,参考信号),是通过将发射波移动发射 / 接收时间差 (即,来回程传播时间 τ) 得到的信号。正交检波器的输入,即输入到接收混频器 (在图 1 中用数字 30 表示) 的接收信号和参考信号,作为这个移动操作的结果,将具有完全相同的频率和相位的时间波形。从而,用平方接收波 (即,接收信号) 得

到的波形是正交检波器的输出（即，在图 3(d) 中显示的正交检波器输出）。以下，这个正交检波器输出信号将被称为基带信号。基带信号能被表示成有 $1/2$ 幅度的直流分量与载波频率为 $2f_0$ ，调制度为 2β 的 FM 信号的和。这样，将接收波平方后，接收波被移动到接近直流的频带，并倍频该载波，如图 3(f) 中基带信号的频谱所示。

[0097] 当接收波的延迟时间完全与参考波的延迟时间相同时，基波分量 f_m 和谐波分量（见图 2）不会在基带信号中出现，基带信号仅包括直流分量，如图 3(f) 所示。应该注意到，例如，图 3(f) 中的分量 $2f_0$ 和 $-2f_0$ 将被设置在接收混频器下游的 LPF（在图 1 中由数字 36 和 38 表示）去除。另一方面，如果接收信号和参考信号之间的延迟时间相互不匹配，由于这个时间差，使得调制波的谐波分量，即基波分量 f_m 和谐波分量（见图 2）被生成。甚至当接收波和参考波之间的时间差从“0”偏离仅仅一个微小数量时都将生成谐波分量。

[0098] 基于以上描述的特征，根据本实施例的 FMCW 方法，调整了接收波（接收信号）和参考波（参考信号）之间的相位关系，由此能根据基带信号的直流和直流附近的信号分量得到目标组织的速度信息。从这个意义，依照本实施例的超声波诊断装置能被称为相位偏移 FMCW 超声波多普勒系统。

[0099] 图 4 是用以解释基带信号的直流和谐波分量对活的生物体深度（即，离开身体表面的距离）的依赖性的示意图。图 4 显示了多个调制指数 β 的每一个的基带信号（解调信号）频谱。图 4 所示的每个调制指数 β 的频谱对应于通过在图 2 所示的频谱表示法的距离方向增加一维得到的频谱。这里，关于从 $\beta = 0$ 到 $\beta = 30$ 的每个频谱，表示从固定组织和移动目标反射的功率。在图 4 中，组织中的衰减影响没有被考虑。这里，FM 调制度的量级通常由调制指数 β 确定。此外， β 被定义为由 FM 调制导致的载波的最大频率偏离 Δf 与调制频率 f_m 之间的比率，并被定义为 $\beta = \Delta f / f_m$ 。

[0100] 当 $\beta = 0$ ，意味着没有调制被执行，本实施例的系统相当于普通 CW 多普勒速度测量系统。在这种情况下，在任何深度的反射功率中没有发现对位置的依赖性。此外，由于没有对发射和接收执行调制，因此不可能在基带信号中出现调制波分量。当 FM 调制被应用于连续超声波（CW）并且频率偏移 Δf 逐渐增加时，FMCW 发射 / 接收波将是 FM 调制信号，其功率从载波移动到边带波。如果发射和接收之间的延迟时间没有偏差，则不会在基带信号中生成调制波的谐波分量（参见图 3）。为了防止到正交检波器的两个输入（即，接收信号和参考信号）之间的时间差，可以被简单地将对应于来自目标深度的反射波的延迟时间应用于参考信号。

[0101] 图 4 中的示例显示了一种情况，其中将被应用于参考波的延迟时间，被设置为对应于当距离 $d_0 = 7.5\text{cm}$ 时接收波的延迟时间。从而，来自距离 d_0 的反射功率仅包括直流分量，没有生成调制波的谐波分量。在不同于 $d = d_0$ 的位置，两信号之间的相关度很小，因为在发射波和接收波之间产生时间差，反过来导致直流分量减少以及同时导致谐波分量出现。这种现象能通过下述概念理解，当图 3 中的 (b) 和 (c) 之间产生时间差时，将出现在调制频率循环中瞬时频率偏差被重复的现象。

[0102] 随着调制度（即，调制指数 β ）增加，在距离 d_0 处的反射功率变化将对位置偏移更加灵敏。换句话说，距离 d_0 处的反射功率的选择性增加。此趋势随 β 的增加变得越来越明显。图 4 显示了当 β 从 0 到大约 30 时的趋势图。当 β 是 30 或更大时，这种选择性接近于类似 PW（脉冲波）多普勒速度测量系统的范围门角色的功能。

[0103] 现在假设从距离 d_0 来的反射功率包含多普勒频移 f_d 。在此情况,当类似于固定组织的距离依赖性出现时,距离依赖性出现伴随从直流分量偏移多普勒频率 f_d 。当多普勒频谱同时出现在调制波和谐波的边带波中时,从距离 d_0 来的多普勒回波仅包括从直流分量偏移 f_d 的频率分量,如图 4(DP) 所示。

[0104] 如图 4(DP) 所示,从距离 d_0 来的多普勒回波仅包括从直流分量偏移 f_d 的频率分量,因为参考信号和多普勒信号之间的相关性在从载波频率 f_0 偏移 f_d 的频率上被最大化。此多普勒信号仅出现在直流分量附近,而不出现在调制波的谐波分量 ($f_m, 2f_m, 3f_m, \dots$) 附近。因此依靠低通滤波器,通过提取直流分量附近的分量,能够获得其中指定位置信息的多普勒信息,具有类似于维持普通 CW 多普勒系统的 SNR(信噪比)。

[0105] 更为特别地,通过依靠图 1 中所示的延迟电路 25 对参考信号应用对应于目标深度(位置) d 的延迟时间 τ ($\tau = 2d/c$, c :声音速度, d :深度)的延迟处理,图 1 中 FFT 电路 40 和 42 输出对应于图 4(DP) 的多普勒频谱信息,图 1 中的多普勒信息分析部分 44 提取图 4(DP) 直流分量附近的多普勒信号。

[0106] 接下来描述关于本实施例的超声波诊断装置(相位偏移 FMCW 超声波多普勒系统)的几个特征。

[0107] 杂波功率

[0108] 因为深度(位置)信息的规范程度依赖于调制度(即,调制指数) β ,因此必须设置 β 为能确保必要的位置分辨率的大值。当设置 β 为大值时,位置选择性变得精确。特别地,如图 4 所示,当 β 增大时,能在目标距离 d_0 处取得精确波形。从而,只有距离 d_0 附近的反射功率在接收信号中被显著反射。这种性质是固定目标和运动目标共有的。

[0109] 与杂波功率是声线中所有固定目标的反射功率和的常规 CW 方法相反,根据本实施例的只生成选择位置的杂波的方法(相位偏移 FMCW),杂波功率能被减少到极小的程度。

[0110] 图 5 是显示生成多普勒回波处的深度(即,离开身体表面的深度)与累计杂波功率之间关系,以及作为 FM 调制指数(β)参数的计算结果的示意图。图 5 显示了对于每个 FM 调制指数(β)的累计杂波功率 84 和多普勒信号功率 82 的计算值。此外,杂波改善度 90 指在与常规 CW 比较时,杂波积分功率的减少。图 5 显示了随着调制度(即,调制指数) β 增加,累计杂波功率通常也增加的趋势。例如,对于 $\beta = 100$,杂波功率能比在常规 CW 中减少约 25dB。

[0111] 信噪比(SNR)

[0112] 图 6 显示了关于 PW(脉冲波),传统的 CW 以及 FMCW 的每个的多普勒速度测量系统的 RF 频带和基带频带中接收信号的频谱。支配 PW 多普勒方法 SNR 的噪声由正交检测后采样时间上的信号带宽决定。在通信系统中,此噪声能被处理为在 RF 信号带宽中分布的白高斯噪声。通过基带中脉冲宽度的倒数给出采样时间处的信号带宽。如果脉冲宽度假定为 2 微秒,例如,带宽将为 500kHz。

[0113] 另一方面,在传统的 CW 多普勒速度测量系统中,PRF 不存在,信号带宽近似于被测量的多普勒信号的最大频率。如果这个值是 5kHz,例如,由于 PW 和 CW 之间 SNR 的差别能用带宽之间的差异表示,因此 CW 的信号带宽将是 $500\text{kHz}/5\text{kHz} = 100$ 。这样, CW 的 SNR 与 PW 的 SNR 相比改善了 20dB。

[0114] FMCW 的信号带宽由基带信号中多普勒信号的最高频率决定。然而在 FMCW 中,依

赖于调制度的频带包括在 RF (超声波) 频带中, 信号在宽的频带中传播。可是, 当这个宽带信号由正交检测被压缩变换到在直流分量附近的窄带基带信号时, 噪声也进入窄带中, 导致 SNR 的显著改善。改善程度类似于 CW 的情形, 如上所述 $500\text{kHz}/5\text{kHz} = 100$ 的情形, 能期望比 PW 改善 20dB。

[0115] 位置选择性 (位置分辨率)

[0116] 利用 PW 多普勒方法, 能从特定位置获得的多普勒信息, 而利用常规 CW 多普勒方法, 不能获得位置信息。本实施例的相位偏移类型 FMCW 系统被认为能补充这些特性。在本实施例的解调处理中, 用于正交检测中的参考信号的延迟时间与到目标的距离匹配, 使得参考信号呈现位置选择性。此选择性具有当调制度 β 增加时选择性提高的性质。随调制指数 β 增加, 载波频带的带宽被扩展。通过下列等式近似给出必须占据的带宽:

[0117] [等式 9]

$$[0118] \quad BW \approx 2(f_m + \Delta f) = 2(f_m + \beta f_m) = 2f_m(1 + \beta)$$

[0119] 图 7 是显示依照调制指数程度的位置选择性的计算结果的示意图。图 7 所示的半宽度表示目标位置处频谱波形的半宽度 (即, 如图 4 所示的每个频谱在距离 d_0 处的频谱波形的半宽度)。

[0120] 如图 7 所示, 通过增加 β , 位置选择性能被设置到几毫米或更小。此结果显示载波的频带越宽, 目标的位置分辨率改善越大。此特征与 PW 的 RADAR 系统中脉冲宽度越小, 位置分辨率的改善越大的特征并不矛盾。

[0121] 这样, 根据本实施例的相位偏移类型 FMCW 方法, 通过将 β 设置为满足希望的位置分辨率的充分大的值, 即, 通过将由等式 9 给出的 FMCW 的带宽设置到与 PW 大致相同的带宽, 能够获得具有位置信息的多普勒信息以及理想的 SNR。

[0122] 最大血流速度

[0123] 在 FMCW 方法中, 与在 PW 方法中一样, 最大速度受到限制。在 FMCW 方法中, 载波被具有频率 f_m 的调制波调制, 最大可测量频率由于混叠被限制为 $f_m/2$ 。由于混叠杂波信号小于 FMCW 方法中所需的多普勒信号, 因此能够降低此限制。

[0124] 发射 / 接收部分的结构

[0125] 当 PW, CW 和 FMCW 多普勒速度检测系统中探针输入的平均功率相同时, 为达到改善上述杂波和噪声的影响, 本发明的 FMCW 方法的峰值功率能减小到 PW 方法的大约 1/100, 峰值电压能减小到 1/10。另一方面, 当能够输入到探针的发射功率被峰值限制时, 除了改善关于杂波和噪声的影响之外, 与 PW 相比, 本发明的 FMCW 方法能够以可以增大功率的比率进一步抑制杂波并改善信噪比。

[0126] 本发明的优选实施例已如上描述; 本实施例的一些特点 (优点) 被概括显示在图 8 中。

[0127] 此外, 在上述实施例中, 图 9 中所示的正弦波用作调制波。在此正弦波的位置, 图 9 中所示的对称三角波可以用作调制波。使用对称三角波的好处在于能够分开测量位置信息和多普勒信息 (见 JP2006-14916A)。这里, 当对称三角波具有与正弦波相似的周期时, 即使用对称三角波代替正弦波, 也能够配置相位偏移 FMCW 超声波多普勒系统。

[0128] 另外, 如图 9 所示, 调制频率改变的转换点处的频率改变在时间方面 (即, 圆角对称三角波) 被平滑后的对称三角波也可以用作调制波。此波形提供的优点是能够去除由对

称三角波在调制频率改变的转换点处产生的高频分量。换句话说,通过在时间方面平滑此转换点处的频率改变,能够减少高频分量的产生,因此能有利地防止额外增加 RF 带宽。

[0129] 同样,作为调整接收信号和参考信号之间相位的例子的变化,延迟电路 25 可以被设置到紧靠图 1 中功率放大器 14(即,图 1 中 P 所指示的位置)之前的位置。换句话说,可以对将提供给功率放大器 14 的发射 FMCW 应用延迟处理,同时对将提供给接收混频器 30 的参考信号应用无延迟处理,然后调整参考信号和接收信号之间的相位。此处,可以在紧靠功率放大器 14 之前提供另外的延迟电路 25,同时保留图 1 中所示的延迟电路 25。特别地,也可以对将提供给功率放大器 14 的发射 FMCW 应用延迟处理,并且对将提供给接收混频器 30 的参考信号进一步应用延迟处理,然后调整参考信号和接收信号之间的相位。

[0130] 另外,也可以延迟用于频率调制处理的调制信号(即,调制波),延迟量根据目标位置的深度确定,从而产生延迟的调制信号,然后通过利用延迟的调制信号产生参考信号,执行关于载波信号(RF 波)的频率调制处理。然后,对接收信号和参考信号的相位做调整。在此情况下,例如,通过利用无延迟的调制信号生成调制的发射信号(FMCW 发射信号)。

[0131] 如图 1 所示的超声波诊断装置,其中参考信号与接收信号之间的相位关系由延迟电路 25 根据活的生物体中目标位置的深度进行调整,从目标位置来的多普勒信息能被选择性地提取。从而通过提取活的生物体中每个深度(每个位置)的多普勒信息,例如,能够针对超声波波束(声线)上每个深度计算活的生物体中组织的速度。另外,随着在延迟电路 25 中延迟量的周期性变化,目标位置沿超声波波束方向在对象部分中被周期性移动,因此能从对象部分的多个位置提取多普勒信息,如下面所述。

[0132] 图 10 是根据本发明另一实施例的超声波诊断装置的完整结构的功能框图。图 10 中的超声波诊断装置是图 1 中的超声波诊断装置的改进版本,与图 1 所示的装置区别之处在于提供了第二调制波振荡器 52。以下将主要关于由第二调制波振荡器 52 带来的额外优点对图 10 所示的超声波诊断装置进行描述。而在图 1 的装置中描述过的元件将不再重复。

[0133] 在图 10 所示的超声波诊断装置中,与图 1 所示的超声波诊断装置一样,参考信号和接收信号之间的相位关系通过延迟电路 25 根据活的生物体中目标位置的深度进行调整,目标位置的多普勒信息能被选择性地提取。更特别地,通过将延迟电路 25 执行的延迟处理的延迟时间(延迟量)设置为超声波在活的生物体中往返传播所需的传播时间,参考信号和目标深度的接收信号之间的相关性被最大化,因此能够选择性地提取来自正确目标的信号。

[0134] 在图 10 中,延迟电路 25 的延迟时间周期性地变化,以便周期性地对象部分中沿深度方向移动目标位置,由此从对象部分的多个位置提取多普勒信息。这里,延迟电路 25 根据从第二调制波振荡器 52 输出的信号周期性地改变延迟时间。

[0135] 第二调制波振荡器 52 输出具有比从 FM 调制波振荡器 24 输出的调制波(即,第一调制波)频率低的第二调制波。如果第一调制波的频率被设为例如约 5kHz,则第二调制波的频率可以被设为例如约 50Hz。延迟电路 25 利用此具有相对低频率的第二调制波,以便周期性地改变延迟时间。

[0136] 随延迟时间的周期性变化,参考信号与接收信号之间的相关性最大处的目标位置也沿超声波波束方向周期性地变化(即,活的生物体的深度方向)。特别地,目标位置在某范围内(即,在对象部分)沿深度方向周期性地变化,因此能从对象部分的多个位置提取多

普勒信息。

[0137] 这里,在图 10 中,如图 1 中的情形一样,偏移电路 25 可以被设置到紧靠功率放大器 10 之前的位置(即,图 10 中 P 所指示的位置)。换句话说,可以对将提供给功率放大器 14 的发射 FMCW 应用周期性变化的延迟处理,同时对将提供给接收混频器 30 的参考信号应用无延迟处理,然后调整参考信号和接收信号的相位。

[0138] 周期性移动的目标位置根据延迟电路 25 中延迟时间(延迟量)决定。系统控制部分 50 确认目标位置,该位置基于从第二调制波振荡器 52 或者基于延迟电路 52 中的延迟时间周期性地移动。系统控制部分 50 然后结合从多普勒信息分析部分 44 获得的的多普勒信息(例如,多普勒偏移量,多普勒分量的电功率等等)与获得多普勒信息的位置(深度)。这种对应关系被提供给显示处理部分 46 等。

[0139] 图 11 是解释当第二调制波是正弦波时多普勒信息和深度之间对应关系的示意图。图 11 所示的图中,时间轴和深度轴被布置在底面,多普勒信息(多普勒偏移量或者多普勒分量的电功率)显示在高度方向上的 z 轴。

[0140] 当第二调制波是正弦波时,延迟电路 25(图 10)中的延迟时间随时间消逝以正弦波形式变化,能够获得多普勒信息的目标位置(深度)也随时间消逝以正弦波形式变化。

[0141] 图 11 显示了随时间消逝,目标位置沿深度 $-d/2$ 与深度 $+d/2$ 之间(即,在对象部分)的正弦波变化。在图 11 显示的例子中,第二调制波的频率是 f_{m2} ,其中目标位置沿周期为 $1/f_{m2}$ 的正弦波变化。此外,在沿正弦波变化的每个位置,从相应位置获得的多普勒信息在 z 轴方向被显示。

[0142] 如上所述,由于能在从深度 $-d/2$ 到深度 $+d/2$ 的对象部分的每个位置取得多普勒信息,因此通过根据多普勒信息计算每个位置(深度)的速度,能够获得如图 11 所示的从深度 $-d/2$ 到深度 $+d/2$ 的对象部分的速度分布 70。

[0143] 应该注意到,在图 11 中,在深度 $-d/2$ 到深度 $+d/2$ 之间的中间位置获得了相对大量的多普勒信息。在血管中,能够在血管中心获得比在血管壁附近更大量的血流。从而,通过设置超声波波束与血管正交,并在对应于血管的超声波波束的一部分上设置对象部分(从深度 $-d/2$ 到深度 $+d/2$),能够获得如图 11 所示的测量结果,并且能够获得血管中血流的速度分布 70。

[0144] 图 12 是速度分布的显示模式的示意图,图中时间轴和深度轴被布置在底面,从多普勒信息获得的速度显示在高度方向上。图 12 所示的图是由显示处理部分 46 形成显示图像并显示在显示部分 48(见图 10)上的一个例子。例如,显示处理部分 46 根据从系统控制部分 50 取得的多普勒信息与位置(深度)的对应关系形成图 12 所示的图像。

[0145] 特别地,随时间消逝而变化的目标位置(深度)与从图 10 的多普勒信息分析部分 44 得到的多普勒信息彼此结合,从而根据多普勒信息计算出速度(即,流速)。然后,通过在从深度 $-d/2$ 到深度 $+d/2$ 的对象部分内随时间消逝重复移动目标位置,形成了如图 12 所示的用于显示在对象部分内流速随时间变化的图。

[0146] 图 12 的图显示了在从深度 $-d/2$ 到深度 $+d/2$ 的对象部分内随时间消逝变化的流速分布。例如,通过设置超声波波束与血管正交,并在对应于血管的超声波波束的一部分中设置对象部分(从深度 $-d/2$ 到深度 $+d/2$),能够获得图 12 中所示的测量结果,作为血流在该血管部分中的速度分布的变化。

[0147] 这里,当第二调制波是已经参考图 11 和图 12 所描述的正弦波的情形时,第二调制波可以是锯齿波或者三角波。

[0148] 图 13 用以解释当第二调制波是锯齿波时多普勒信息和深度之间的对应关系。特别地,在图 13 中,类似于图 11,显示了时间轴和深度轴被布置在底面,多普勒信息显示在高度方向上的图。当第二调制波是锯齿波时,延迟电路 25(图 10)中的延迟时间随时间消逝以锯齿波形式变化,获得多普勒信息的目标位置(深度)也随时间消逝以锯齿波形式变化。

[0149] 图 13 显示了随时间消逝目标位置沿深度 $-d/2$ 到深度 $+d/2$ 之间(即,对象部分)以锯齿波方式变化的状态。这里,在图 13 显示的图中,类似于图 11 所示的图,第二调制波的频率是 f_{m2} ,目标位置沿周期为 $1/f_{m2}$ 的锯齿波变化。然后,在沿锯齿波变化的每个位置,从相应位置获得的多普勒信息显示在高度方向上。因此,如图 11 中的情况,可以获得从深度 $-d/2$ 到深度 $+d/2$ 的对象部分内的速度分布 70。

[0150] 图 14 用以解释第二调制波是对称三角波时多普勒信息和深度之间的对应关系。特别地,类似于图 11 和 13,图 14 显示了时间轴和深度轴被布置在底面,多普勒信息显示在高度方向上。当第二调制波是对称三角波时,获得多普勒信息的目标位置(深度)也随时间消逝沿对称三角波形状变化。在图 14 中,在沿对称三角波变化的每个位置,从相应位置取得的多普勒信息显示在高度方向上。此外,如图 11 和 13 中的情况,可以获得从深度 $-d/2$ 到深度 $+d/2$ 的对象部分内的速度分布 70。

[0151] 尽管已经描述了本发明优选实施例的例子和一些修改的例子,但是提供优选实施例或者以上类似描述仅以说明为目的,因此不应限定本发明的范围。因此应该理解,本发明包括本发明特性范围内的各种修改。

[0152] 例如,在上述优选实施例中,当形成作为具有频率周期变化的连续波的调制发射信号时,频率调制处理被应用于载波信号(即,从 RF 波振荡器 22 提供的 RF 波)。代替此频率调制处理,可以互换使用相位调制处理(PM 处理),此处理对于本领域技术人员来说是显而易见的,是类似于频率调制处理的角度调制方法。更特别地,通过对载波信号(即,从 RF 波振荡器 22 提供的 RF 波)应用相位调制处理,可以形成与 FM 调制器 20 输出的 FM 连续波相同或等同的波形。这里,可能在存储器等中存储频率周期变化的连续波的数据,并基于从此存储器中读出的数据生成连续波。

[0153] 就是说,尽管已经使用特殊术语描述了本发明优选实施例,但此描述仅用于说明目的,应当理解在没有背离后附权利要求的精神或范围的情况下可以做出的修改和变化。

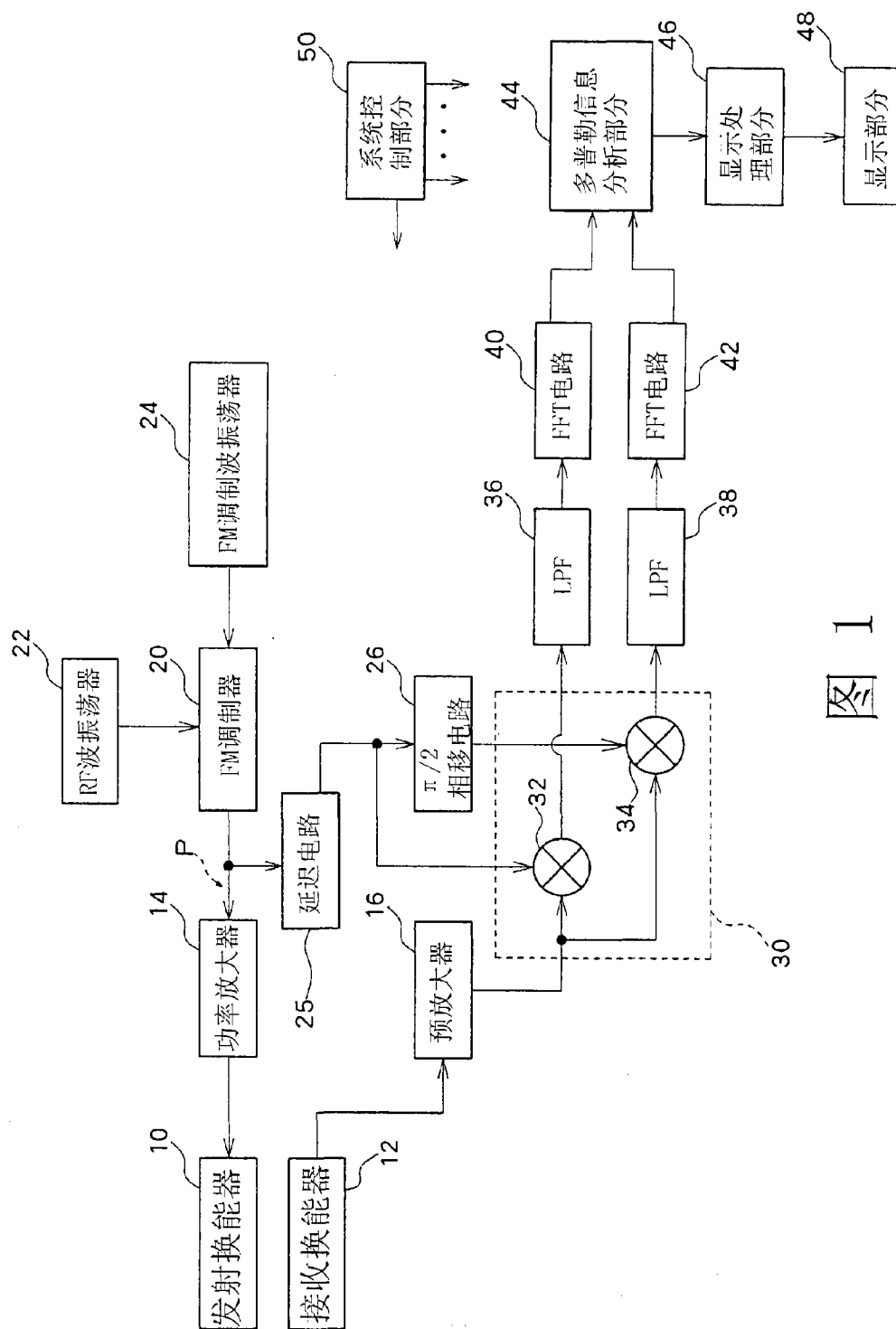


图 1

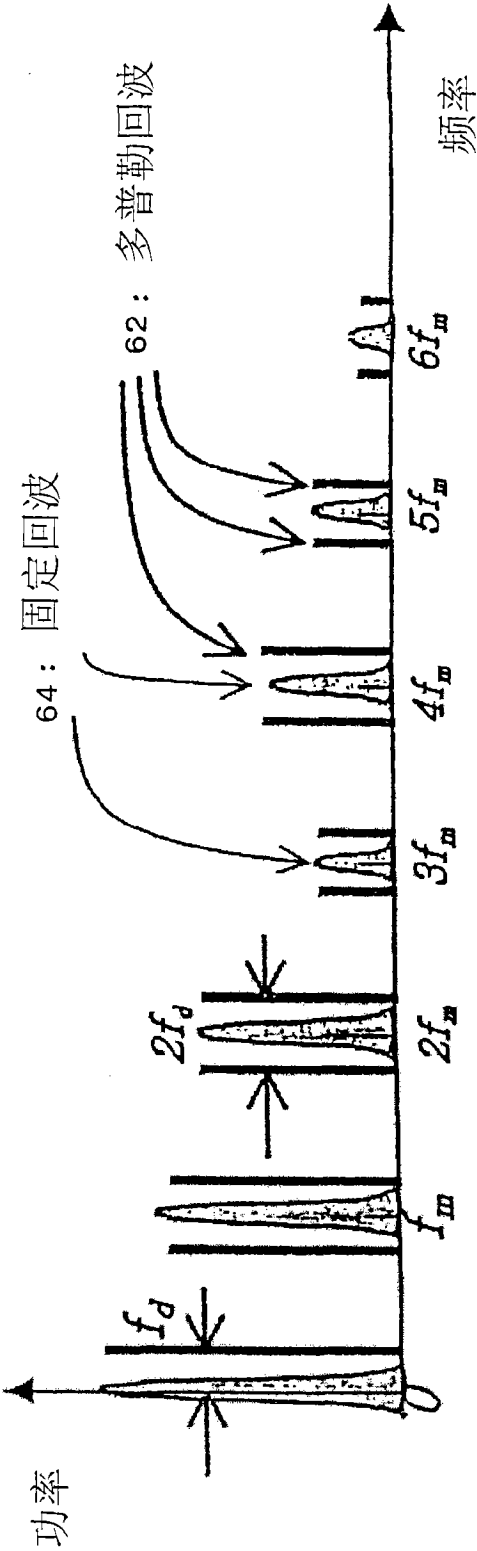


图 2

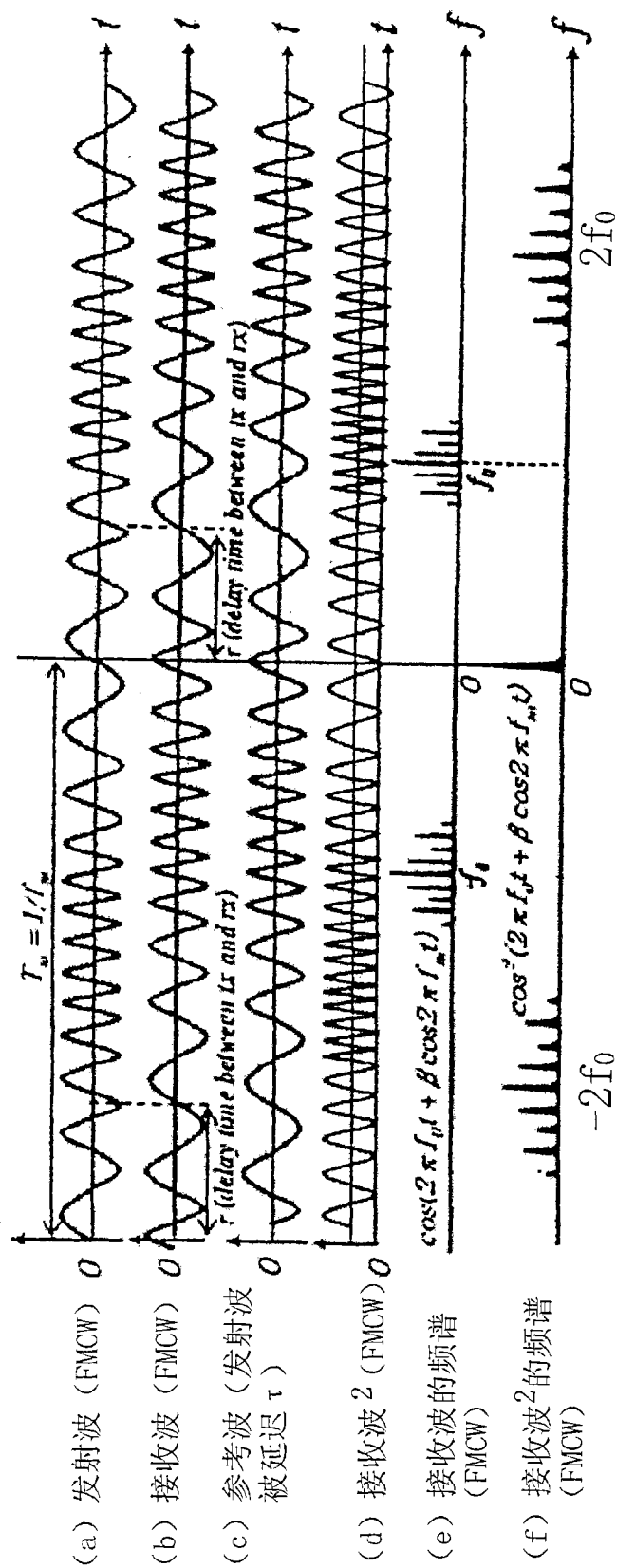


图 3

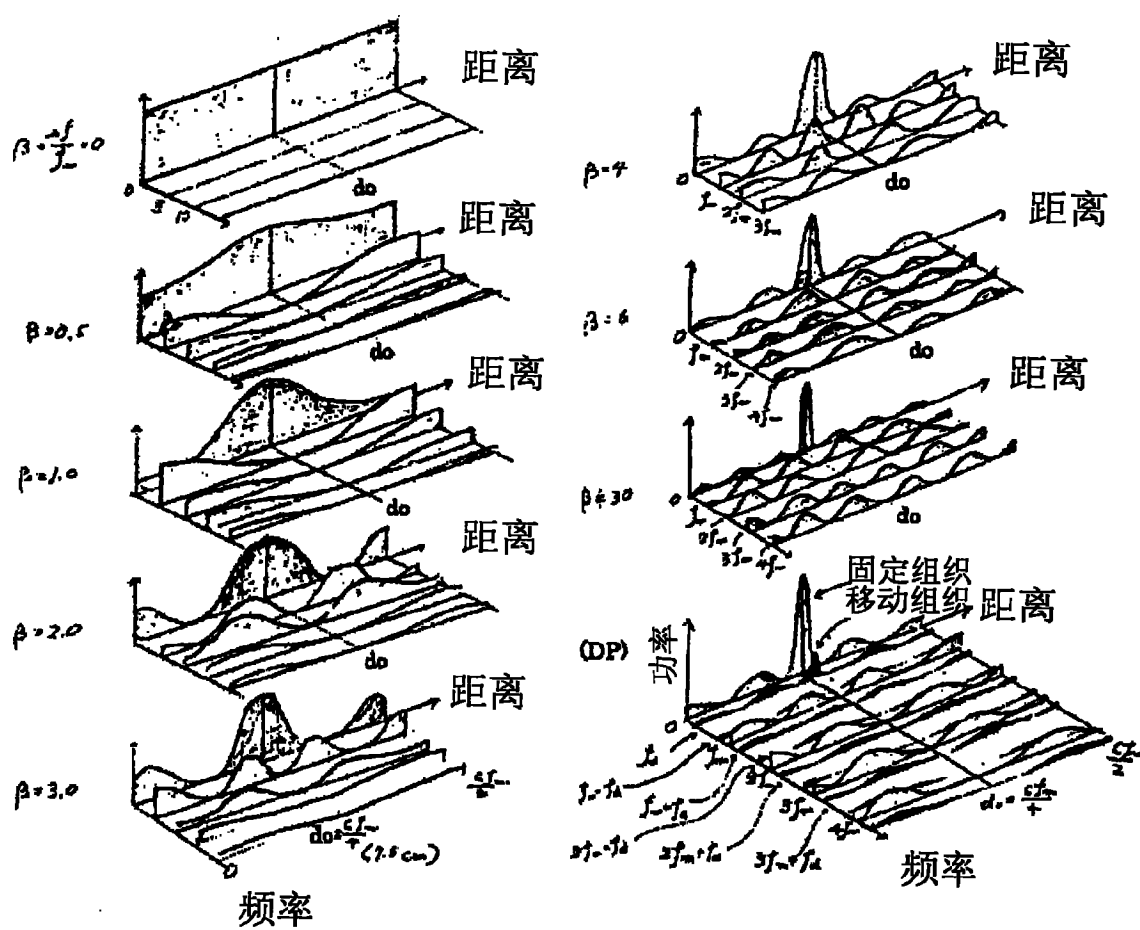


图 4

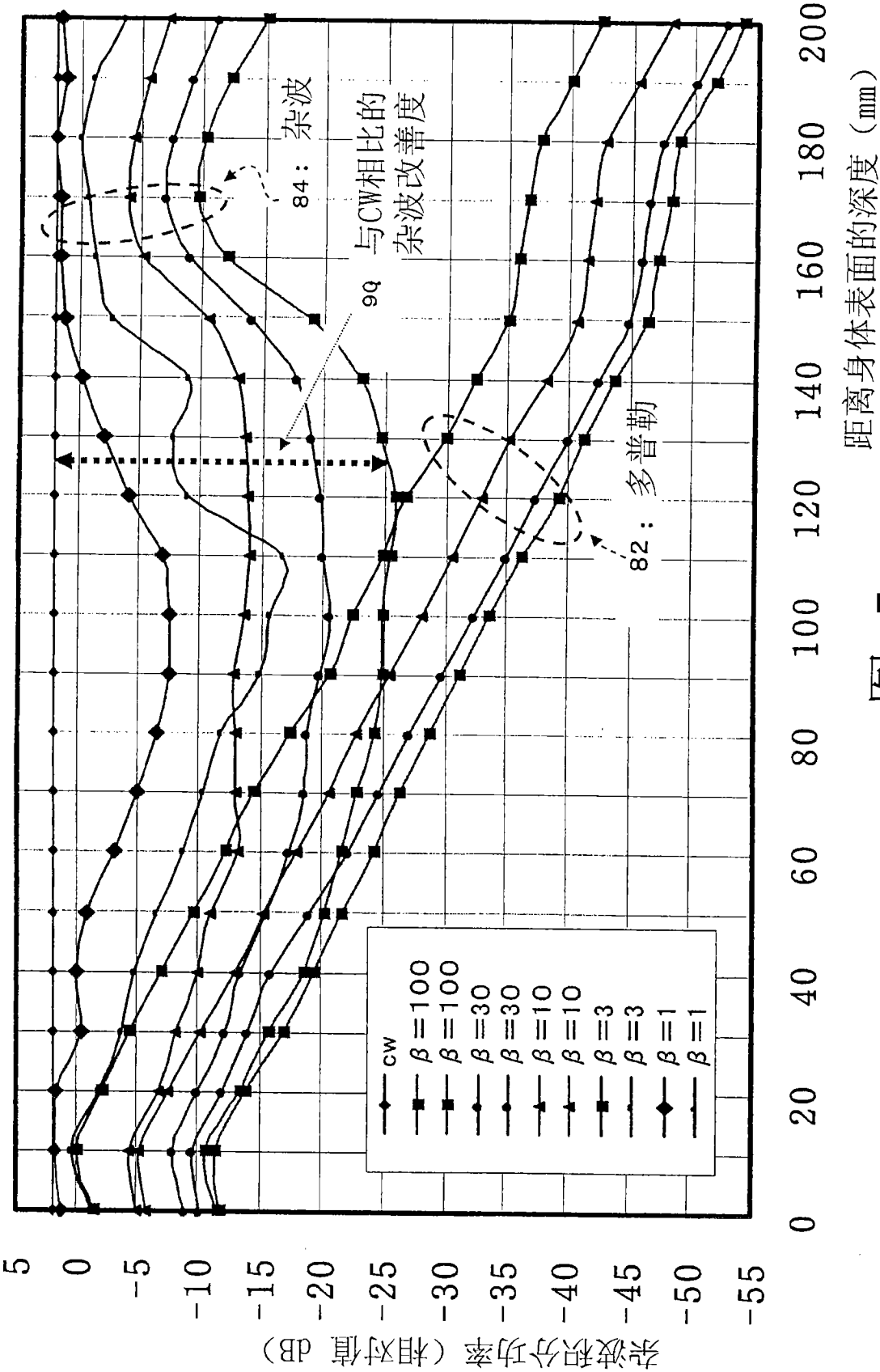


图 5

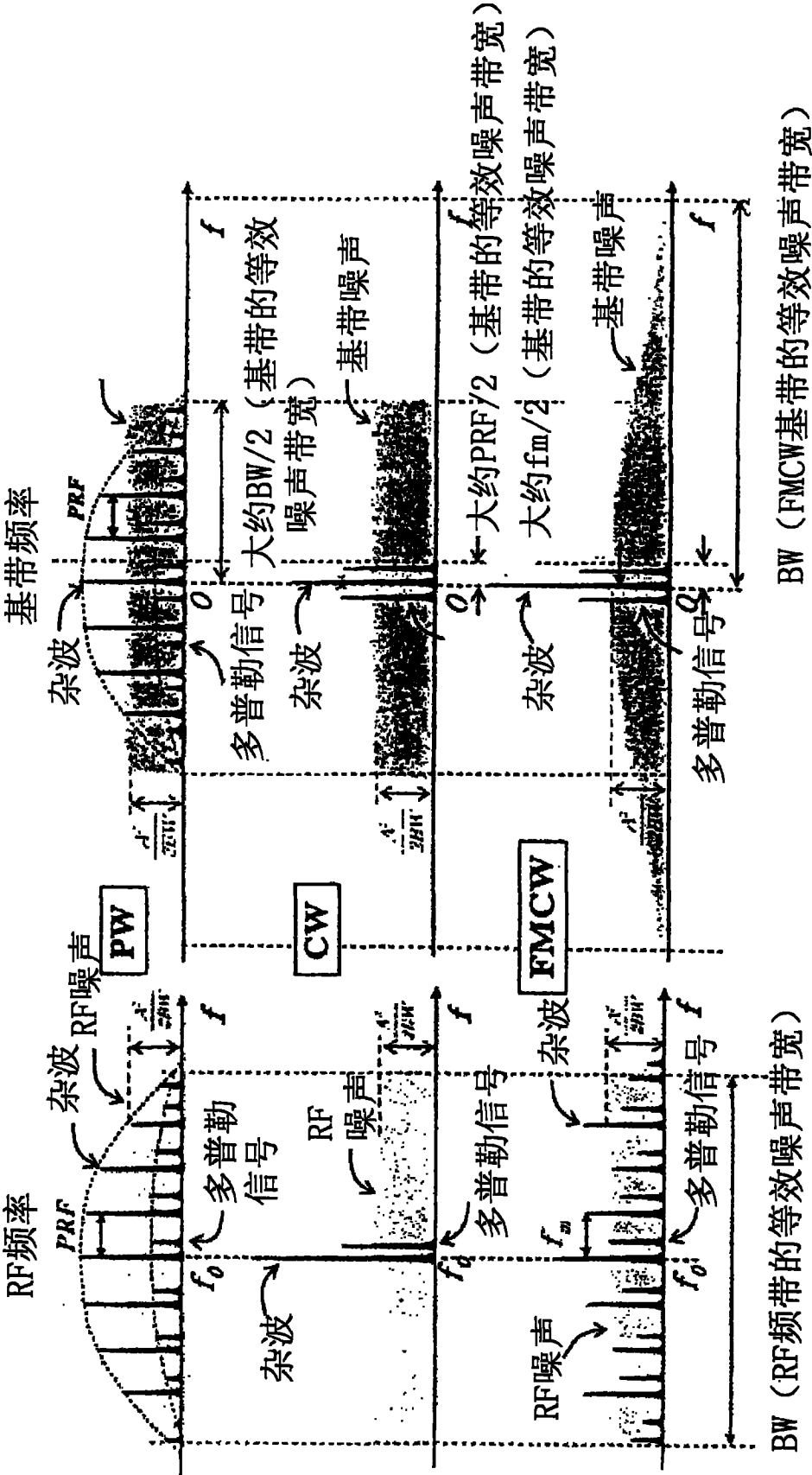


图 6

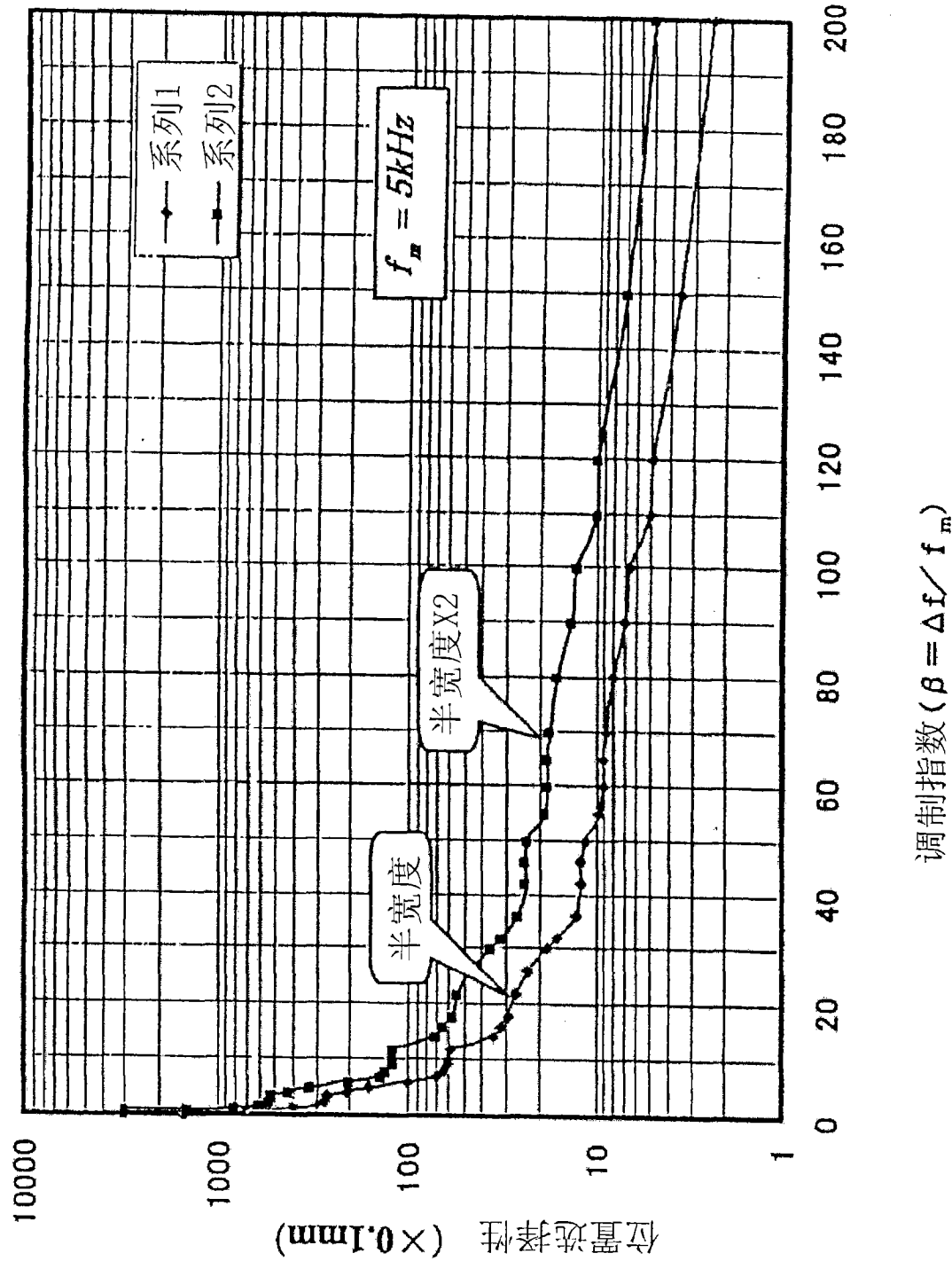


图 7

偏移类型 FMCW 超声波多普勒系统 (FMCW)、PW 和 CW 之间的比较表

比较项	PW 多普勒	CW 多普勒	FMCW 多普勒	备注
信噪比 (SNR)	△	○	○	由频率带宽确定 例子: 如果 PW 的脉冲宽度和带宽是 4 微秒和 250kHz, FMCW 的带宽是 2.5kHz, 提高度为 20dB
位置选择性	○	X	○	由 FMCW 的 β 确定 例子: 如果 β 是 100, 位置选择性大约与 PW 的相当
杂波功率	○	X	○	由 FMCW 的 β 确定 例子: 如果 β 是 100, 相对于 CW 的提高度为 20dB
发射峰值 功率	△	○	○	例子: 如果 PW 的占空比是 1/100, 则 FMCW 的峰值功率比是 PW 的 1/100 或更小
最大可测量速度	X	○	△	混叠多普勒信号小于 FMCW 方法中所需的多普勒信号

图 8

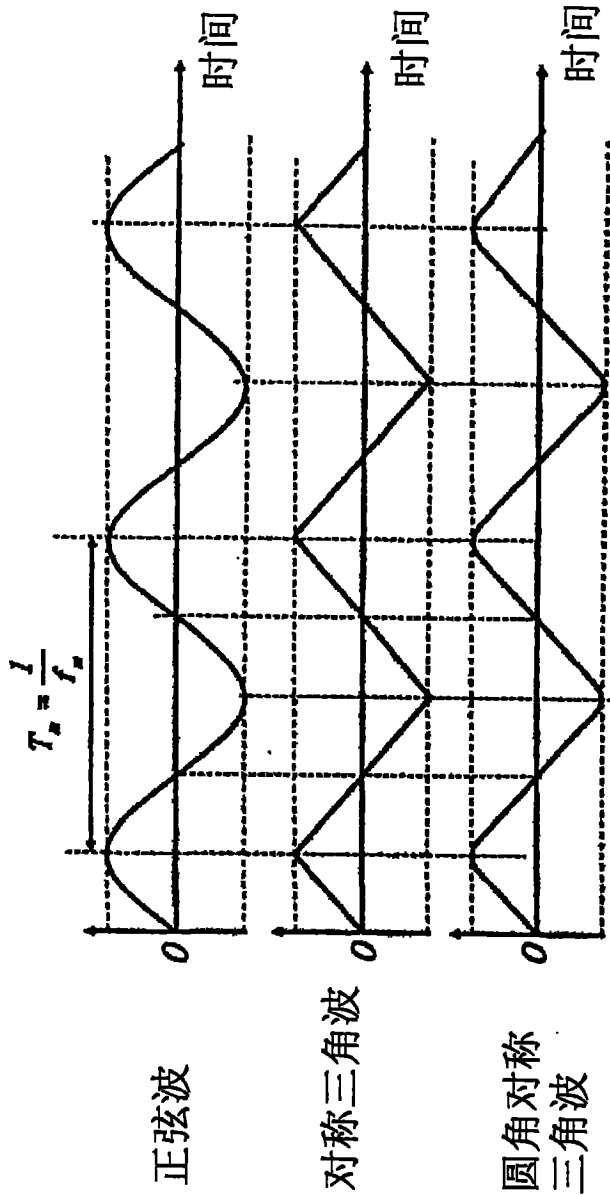
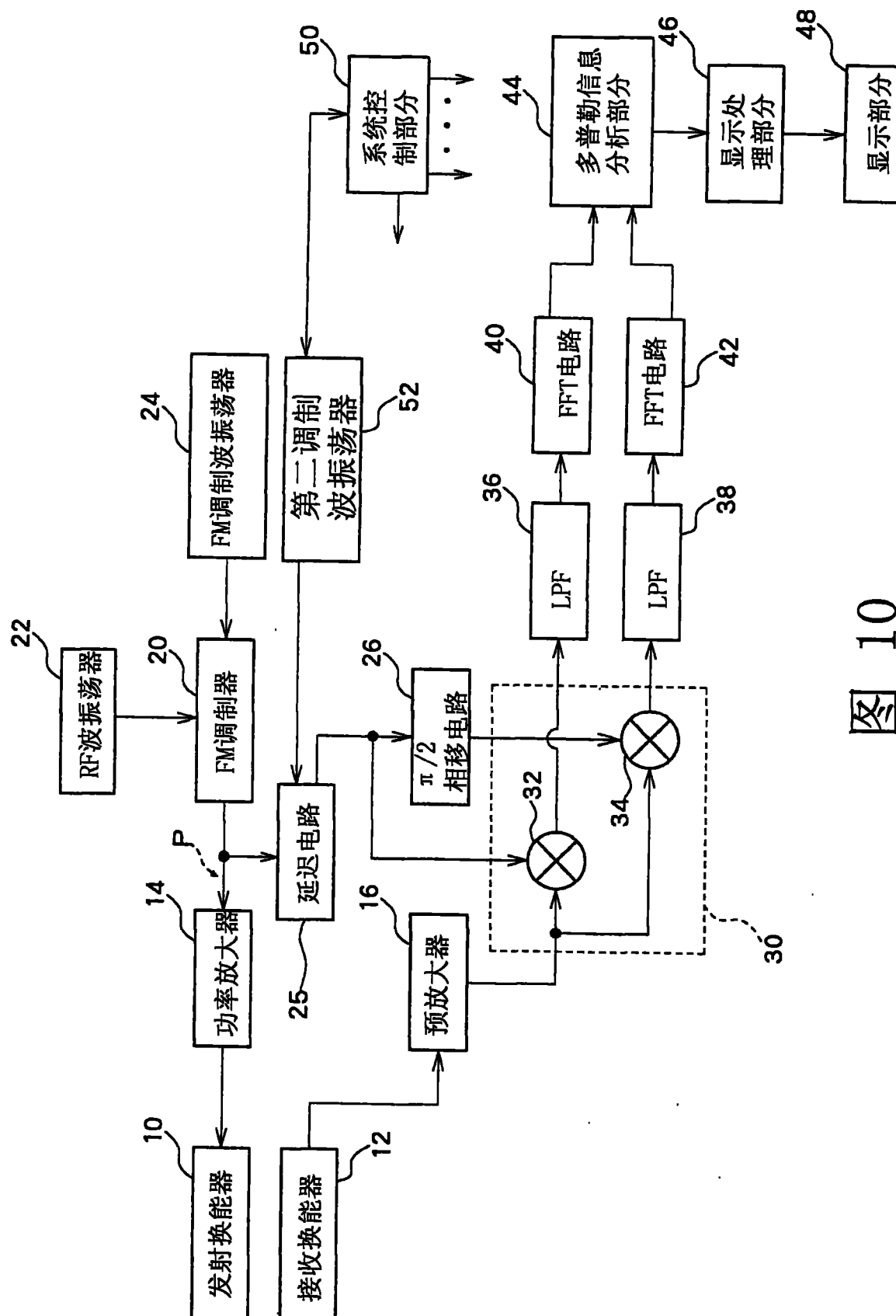


图 9



10

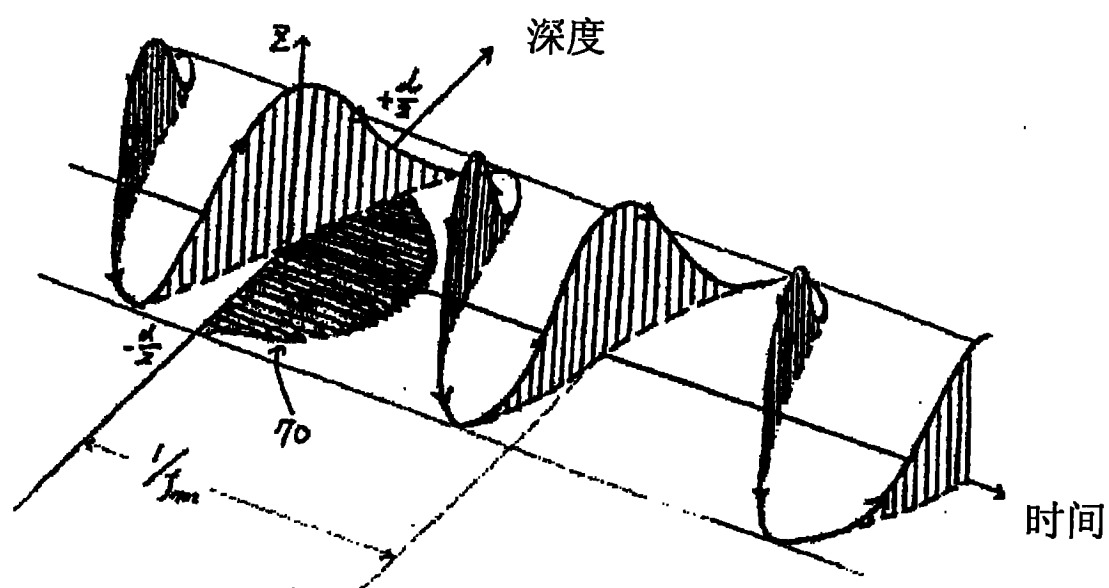


图 11

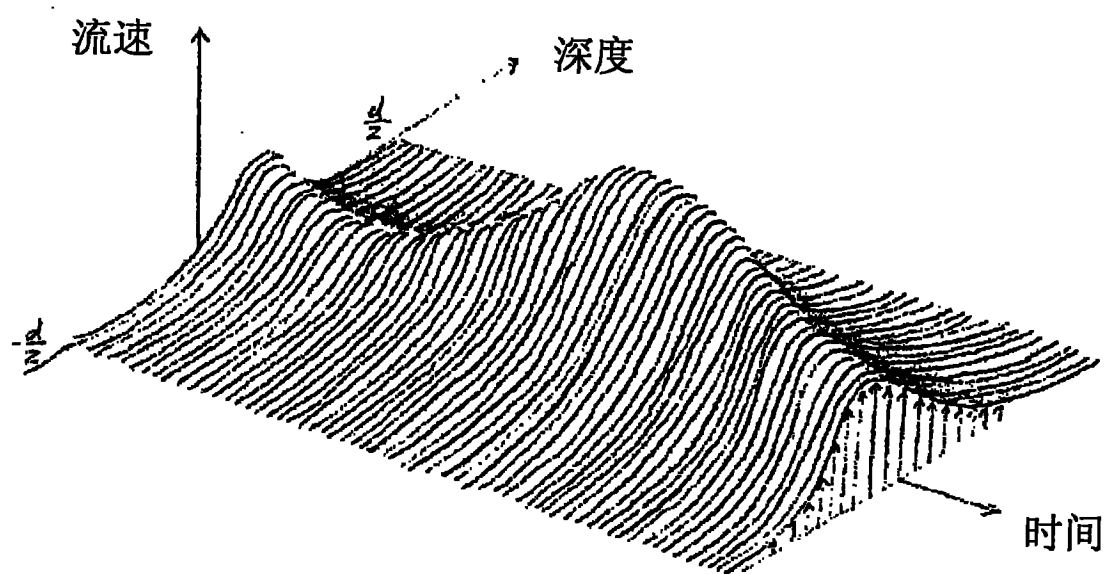


图 12

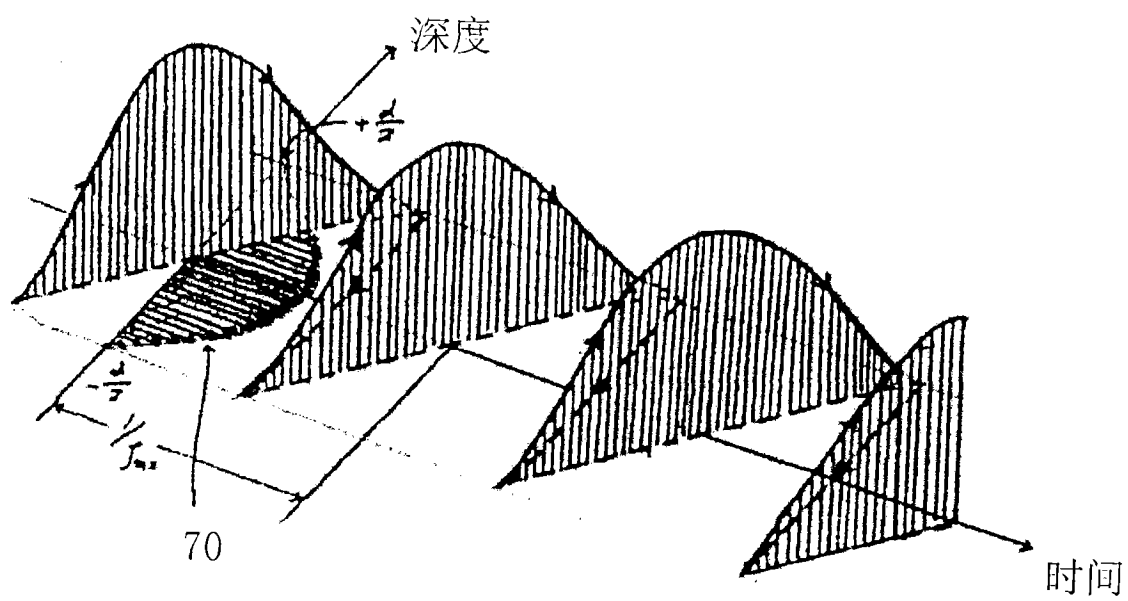


图 13

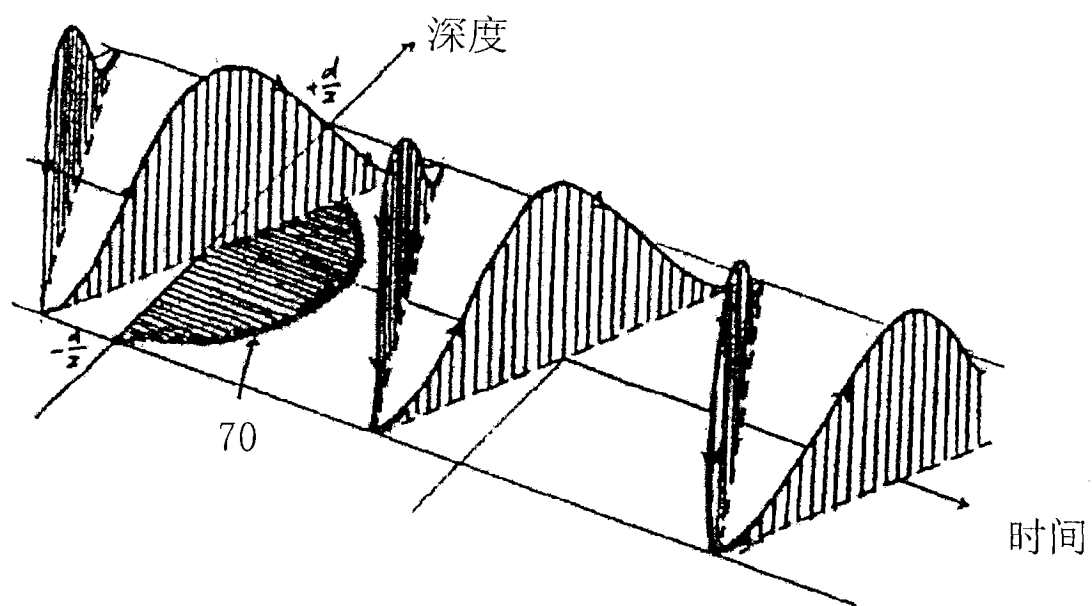


图 14

专利名称(译)	超声波诊断装置		
公开(公告)号	CN101292880B	公开(公告)日	2011-07-13
申请号	CN200810091287.8	申请日	2008-04-28
[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 G01S15/89		
代理人(译)	程伟		
优先权	2007118366 2007-04-27 JP 2008012280 2008-01-23 JP		
其他公开文献	CN101292880A		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

本发明涉及一种超声波诊断装置。从发射换能器发射对应于FM连续波的受到FM调制处理的发射波。预放大器(16)生成接收RF信号并将接收RF信号输出到接收混频器(30)。接收混频器(30)对接收RF信号应用正交检波，生成复合信号。基于FM调制器(20)输出的FM连续波生成提供给接收混频器(30)中每个混频器的参考信号。FM调制器(20)输出的FM连续波被延迟电路25延迟，一个信号直接提供给混频器(32)，而另一个信号经 $\pi/2$ 延迟电路(26)被提供给混频器(34)。延迟电路(25)根据活的生物体中目标位置的深度对FM连续波应用延迟处理。结果，多普勒信息分析部分(44)能够选择性地提取目标位置的多普勒信息。

