

# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96192176.5

[45] 授权公告日 2002 年 9 月 11 日

[11] 授权公告号 CN 1090860C

[22] 申请日 1996. 11. 13  
 [21] 申请号 96192176.5  
 [30] 优先权  
     [32] 1995. 11. 17 [33] GB [31] 9523578.4  
 [86] 国际申请 PCT/IB96/01218 1996. 11. 13  
 [87] 国际公布 WO97/19539 英 1997. 5. 29  
 [85] 进入国家阶段日期 1997. 8. 27  
 [73] 专利权人 皇家飞利浦电子有限公司  
             地址 荷兰艾恩德霍芬  
 [72] 发明人 C·J·H·雷泽尔  
             审查员 陈 谦

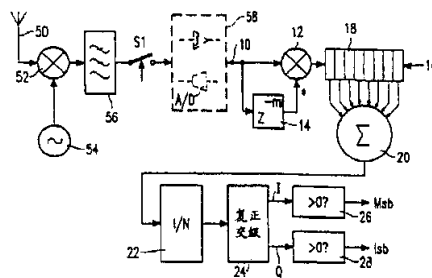
[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司  
 代理人 王 勇 陈景峻

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图页数 2 页

[54] 发明名称 接收并解调移频键控信号的接收机及方法

[57] 摘要

一种接收并解调 M 元 FSK 符号的方法和接收机, M 等于 2 或 4, 包括过取样—接收信号, 以便得到分别被作为重复的 DBPSK $\pi$ /4DQPSK 符号进行处理的子符号。该子符号被施加到一个延时和相乘解调器, 该解调器的延迟的持续时间已被最佳化, 以便在一个单位圆上给出 M 个等距点。该解调器的输出包括对数似然比, 这些对数似然比然后在积分滤波器中进行积分, 以便给出包括被发射的符号的比特的最大似然估计。



ISSN 1008-4274



## 权 利 要 求 书

1. 一种解调 M 元 FSK 信号的方法, M 等于 2 或 4, 包括把该 FSK 信号作为差分移相键控信号的 N 次重复进行处理, 求出所说 N 次重复的对数似然比, 以及积分所说对数似然比, 以便得到包括每个被发射的比特的最大似然估计。

2. 一种接收并解调 M 元 FSK 信号的方法, M 等于 2 或 4, 包括提供基本上为零中频处的正交相关下变频信号, 过取样这些信号, 用延时样值乘每个样值, 时延量的选择使得乘积包括组成了 M 元 FSK 符号的比特的对数似然比, 以及在积分滤波器中组合多个所说对数似然比, 以便得到包括被发射的符号的比特的最大似然估计。

3. 按照权利要求 2 的方法, 其中延时  $m$  的选择是根据下列等式确定的

$$\hat{\omega} T_s m = \frac{\pi(M-1)}{M}$$

这里  $T_s$  是取样间隔, 而  $\omega$  是以每秒以弧度为单位的最大角偏移。

4. M 元 FSK 信号的解调器, M 等于 2 或 4, 包括把 FSK 信号作为差分移相键控信号的 N 次重复进行处理的装置, 求出所述 N 次重复的对数似然比的装置, 以及积分所说对数似然比以得到包括每个发射符号的比特的最大似然估计的装置。

5. M 元 FSK 符号的接收机, M 等于 2 或 4, 包括生成基本上为零中频处的正交相关信号的装置, 过取样这些信号的装置, 具有供所述样值用的输入端的延时和相乘解调器, 选择一个延迟  $m$  使得该解调器的正交相关输出是组成 M 元符号的比特的对数似然比, 以及一个积分滤波器, 用于组合多个所说对数似然比, 以得到包括被发射的符号的比特的最大似然估计。

6. 按权利要求 5 的接收机, 其中延时  $m$  按下列等式选择

$$\hat{\omega} T_s m = \frac{\pi(M-1)}{M}$$

这里  $T_s$  是取样间隔, 而  $\omega$  是以弧度为单位的每秒最大角偏移。

7. 按权利要求 5 的接收机, 其特征在于, 积分滤波器包括 FIR 滤波器, 其抽头加权被设定为 1。



8. 按权利要求 5~7 之一的接收机, 其特征在于该解调器还包括连接到积分滤波器的输出端的分样装置, 连接到该分样装置用于产生正交相关输出的装置, 以及根据每个正交相关输出的大于或小于零而形成判决的装置。

- 5 9. 按权利要求 5 的接收机, 其特征在于所说用于产生正交相关信号的装置具有第一和第二输出端分别用于同相和正交相位信号, 在于第一和第二延时和相乘解调器分别连接到该第一和第二信号输出端, 在于该第一和第二延迟和相乘解调器的每一个包括分别连接到该第一和第二信号输出端的第一和第二延时装置, 并具有各自的第一和第二延时输出端, 第一相乘装置具有连接到所说用于产生正交相关信号的装置的第一信号输出端的第一输入端以及连接到该第一延迟输出端的第二输入端, 第二相乘装置具有连接到所说用于产生正交相关信号的装置的第二信号输出端的第一输入端以及连接到该第二延迟输出端的第二输入端, 第三相乘装置具有连接到第一延迟输出的第一输入端以及连接到所说用于产生正交相关信号的装置的第二信号输出端的第二输入端, 第四相乘装置具有连接到第二延迟输出的第一输入端以及连接到所说用于产生正交相关信号的装置的第一信号输出端的第二输入端, 累加装置连接到第一和第二相乘装置的输出端, 用于提供同相对数似然比, 而差分装置连接到该第三和第四相乘装置的
- 10
- 15
- 20 输出端, 用于提供正交对数似然比。



## 说明书

### 接收并解调移频键控信号的接收机及方法

#### 5 技术领域

本发明涉及用于接收并解调 M 元 FSK (移频键控) 信号的接收机, 这里 M 具有 2 或 4 的值。这样的信号调制方案可用在例如数字寻呼这样的选呼系统中。

#### 背景技术

10 在附图的图 1 中表示一种现有的用于 FSK 信号的解调器。该图是一个延迟和相乘解调器的方块示意图, 该延迟和相乘解调器可以和一个零 IF 接收机一起使用, 该零 IF 接收机提供基带的复数信号。该复合数字信号施加到输入端 10。该输入端 10 连接到乘法器 12 的一个输入端和延迟级 14。该延迟级 14 的输出端连接到该乘法器 12 的第二输入端。延迟的选择是任意的。该乘法器 12 的输出信号 (仍然是复数信号) 在低通滤波器 12 中进行低通滤波。该滤波器 16 的输出施加到在其输出提供硬判定的判定级 18。

在这种解调器中, 复指数波的频率是通过在一个固定的时间范围内测量相位变化来进行估算的。

20 以下将讨论图 1 的离散时间实现, 其中接收信号的第 K 个样值被表示成:

$$R_k = e^{j\omega T_s k}$$

25 这里  $T_s$  为取样间隔, 而  $\omega$  是将被估算的角频率。形成一个判定变量:

$$\begin{aligned} Y_k &= R_k \times R_{k-m}^* \\ &= e^{j(\omega T_s m)} \end{aligned}$$

这里  $m$  为所选择的样值的整数。

#### 30 发明的公开

本发明的目的在于按照能够对被解调信号作出软判决的方式解调基带的复数信号。

按照本发明的一个方面，提供了一种解调 M 元 FSK 信号的方法，这里 M 等于 2 或 4，该方法包括把 FSK 信号作为 N 个重复的差分移相键控信号进行处理，求出所述重复的对数似然比，以及积分所说对数似然比，以便得到包括每个被发射的符号的比特的最大似然估计。

5 本发明的该方面提供了一种接收和解调 M 元 FSK 符号的方法，这里 M 等于 2 或 4，该方法包括提供在基本上为零的中频处的正交相关的下变频信号，过取样这些信号，用延时样值乘每一样值，时延量的选择使得乘积包括组成了 M 元 FSK 信号的比特的对数似然比，以及在积分滤波器中组合多个所说对数似然比，以便得到包括被发射的符号的比特的最大似然估计。

按照本发明的第二方面，提供了 M 元的 FSK 信号的解调器，这里 M 等于 2 或 4，该解调器包括把 FSK 信号作为差分移相键控信号的 N 次重复进行处理的装置，求出所述重复的对数似然比的装置，以及积分所说对数似然比以得到包括每个发射符号的比特的最大似然估计的装置。

15 本发明的该第二方面提供了用于处理 M 元 FSK 符号的接收机，这里 M 等于 2 或 4，该接收机包括产生在基本上为零的中频处的正交相关信号的装置，过取样这些信号的装置，具有供所述样值用的输入端的延时和相乘解调器，选择延时使得该解调器的正交相关输出是组成 M 元符号的比特的对数似然比，以及一个积分滤波器，用于组合多个所说对数似然比，以得到包括被发射的符号的比特的最大似然估计。

20 本发明基于这样一种认识，即 FSK 信号可被看作是差分移相键控信号的 N 次重复。因此，如果 FSK 符号被过取样，则所得到的子符号可被视为 DPSK 符号。当这样的子符号被施加到一个延时和相乘解调器而该延迟为最适当时，则将从该乘法器得到对数似然比。在一个积分滤波器中积分这些比值将给出发射符号的最大似然估计。结果是可应用一种很简单的判决算法。

#### 附图的简要说明

现在将参照以下附图用例子描述本发明，其中：

30 图 1 为一个延时和相乘解调器的示意方块图；

图 2 为时间（横座标）和相位（纵座标）的关系曲线图，说明在 3200 波特具有 4800Hz 频偏的 4 - FSK 的相位轨迹；

图 3 为表示映射在复平面上的双比特和频率偏移的图;

图 4 为按本发明制作的一个接收机优选实施例的示意方块图;

图 5 为按本发明制作的另一个接收机优选实施例的示意方块图, 以及

5 图 6 说明在到一复相乘/共轭级的输入的相图 ( 4.8KHz 频偏, 线性模式 )。

在附图中, 相同的参考号数用于指示相应的部件。

实现发明的方式

在下列说明中, M 元 FSK 被视为具有符号重复编码的 M 元  
10 DPSK。例如, 在 3200 波特上具有  $\pm 4.8\text{KHz}$  和  $\pm 1.6\text{KHz}$  频偏的 4 - FSK 可被视为在 12800 波特上的  $\pi/4$  - DQPSK, 每个符号重复 4 次。

图 2 说明如果取样是在每个符号 4 个样值的情况下进行的, 并且这些样值正好在最佳时序瞬间取得, 则每个取样间隔的相位变化为  $\pm 3\pi/4$  弧度, 对于该符号的四个可能测量的间隔而言, 它分别相应  $\pm 4.8\text{KHz}$  的  
15 频偏。然而, 如果该取样是未对准的或任意的, 则四个测量间隔中只有三个将包含可靠的信息。因此由于在解调之前不可能恢复符号时序, 所以以后一种情况是最可能出现的。如果 N 是过取样速率而 m 是样值延时数, 则只有判决变量的 N - m 次计算将包含从正好一个符号中收集的信息; 高达 m 个的符号包含引起符号间干扰 ( ISI ) 的混合信息。为使  
20 该判决变量的信噪比最大, 一个匹配滤波器将施加到接收波形的 N - m 个样值的已知的矩形部分。所要求的匹配滤波器是一个 FIR 滤波器。全部 N - m 个抽头加权设定为 1。

值  $T_s$  和离散延时 m 这样选择

25 
$$\hat{\omega} T_s m = \frac{\pi(M-1)}{M}$$

对于具有最大角偏移为  $\omega$  弧度/秒的 M 元 FSK 系统, 积  $T_s m$  可视为一个常数, 而在理论上  $T_s$  和 m 能具有一个宽的数值范围。但是由于该 FSK 信号是被过取样的, 所以必须  $T_s$  是该符号周期的一部分,  $m > 1$ ,  
30 取若干个整数值。

以上由积  $T_s m$  给出的延迟的选择在复平面上给出合成点的最大欧几里德距离分离。它还意味着非常简单的取样判决电路能用于 2 - 或 4

- 级移频键控调制。

图 3 所示映射是通过 4 - FSK 调制如此对于选择延迟  $m$  得到的，即  $M$  个点在单位圆上彼此等距。

5 由于格雷编码以及由离散延时的选择获得的特定频率至相位的映射，所以可采用非常简单的判决算法：

1. 如果  $R(Y_k) > 0$ ，则最低有效比特 = 1；否则为 0，

2. 如果  $J(Y_u) > 0$ ，则最高有效比特 = 1；否则为 0。

这无疑不需要任何三角函数来使判决变量的相位和最可能被发射的符号相关。

10 如果  $m$  的值太小而使延时过短，则效果将是这样：在复平面上的点将是成串的。另一方面，如果  $m$  太大而使延时过长，则效果将是这样：在复平面上的点将重叠。

参照图 4，接收机包括一个混频器 52，其一个输入端连接到一个天线 50，其第二输入端连接到一个本地振荡器 54。选择该本振 54 的  
15 频率，以便将在天线 50 接收到的 FSK 信号的频率下变频为零 IF 信号。一个低通滤波器 56 从混频的其他乘积选择所要求的复数零 IF 信号。取样装置 S1 连接到该滤波器 56 的输出端，样值被直接地或通过一个任选的量化装置 58 加到一个延时和相乘解调器 12，14 的一个输入端，该任选的量化装置 58 如用虚线所示的可以是一个限幅放大器或 A/D 转换  
20 器。

输入端 10 连接到一个复数乘法器 12 的一个输入端，在经受由  $a^*$  表示的复共轭运算之后加到一个延时级 14，其输出端连接到该乘法器 12 的第二输入端。乘法器 12 的输出端连接到一个 FIR 滤波器 16，该  
25 滤波器 16 包括具有  $N-m$  个抽头的一个移位寄存器 18，这些抽头加权被设定为 1。这些抽头连接到一个累加级 20，其输出连接到一个  $1/N$  分样级 22，该分样级 22 每  $N$  个样值产生一个输出。该分样级 22 具有一个连接到复正交级 24 的输出端，该复正交级 24 产生连接到各判决级  
30 26，28 的 I 和 Q 输出端，判决级 26，28 判定在它们输入端上的信号是否大于零。参照图 3 中所示相位图，26，28 级的输出各自提供该双位比特的最高有效比特 (msb) 和最低有效比特 (lsb)。

运行时，该 FIR 匹配滤波器 16 的输出的分样应当按照由一个合适的时序恢复装置确定的一个时序相位被执行（例如平方律符号时序恢复

装置)。

为方便理解本发明，考虑加到 $\pi/4$ DQPSK的一个基带差分解调器的复数输出。图4说明该差分编码如何通过将该复数信号乘以其自身的被延时的复共轭而被消除，共轭用\*来表示。

5 如果  $Z_{in}$  的符号间隔样值表示为  $Z_k$  而噪声样值表示为  $N_k$ ，该随机变量  $N_k$  假定为具有零平均值和总方差  $\sigma^2$  的高斯分布。如果接收的幅度表示为  $a$ ，则

$$Z_k = a e^{j(\theta_k + \phi)} + N_k$$

10 由于衰减作用，这里  $\phi$  是一个任意的相位， $\theta_k$  是在发射机侧对目前符号施加的相位信息。因此，到该复相乘的另一个输入为

$$Z_{k-m}^* = a e^{j(-\theta_{k-m} - \phi)} + N_{k-m}^*$$

15 假定在该接收符号周期期间，对  $\phi$  的衰减充分地缓慢以致于不发生变化。给出  $Z_{out}$  的样值表示式为

$$Z_k Z_{k-m}^*$$

现在它可写成

20

$$Z_k Z_{k-m}^* = a^2 e^{j(\theta_k - \theta_{k-m})} + a(e^{j(\theta_k + \phi)} N_{k-m}^* + e^{j(-\theta_{k-m} - \phi)} N_k^*) + N_k N_{k-m}^*$$

为简化起见，将忽略最后一项， $a$  和  $\phi$  将考虑为常数。可以看出  $Z_k Z_{k-m}^*$  的实虚部为高斯分布，方差为  $a^2 \sigma^2$ 。平均值仅由第一项确定并取决于  
25 在  $m$  个取样周期范围内发射相位的变化。如果选择的  $m$  使可能的相位变化为  $\Delta\phi \in \{\pm\pi/4, \pm3\pi/4\}$ ， $Z_k Z_{k-m}^*$  的实和虚部的平均值将为

$$\pm a^2 / \sqrt{2}$$

30 而这将取决于发射的信息比特。因此在以下的分析中它们被作为具有附加高斯噪声的独立的二进制信号进行处理。

$X_i = R(Z_k Z_{k-m}^*)$  的 p.d.f. (概率密度函数) 是近似正交的，该 p.d.f.



由下式给出

$$f(x_i | b) = \frac{1}{a\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x_i - a^2 b/\sqrt{2})^2}{2a^2\sigma^2}}$$

5 这里  $b$  是  $+1$  或  $-1$ ，取决于发射的 l.s.b.

类似地， $X_q = J(ZkZ^*k-m)$  的 p.d.f. 是正交的，由下式给出

$$f(x_q | b) = \frac{1}{a\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x_q - a^2 b/\sqrt{2})^2}{2a^2\sigma^2}}$$

10

这里  $b$  是  $+1$  或  $-1$ ，取决于发射的 m.s.b.

因此  $X_i$  的似然比（应用贝色尔理论）为：

$$15 \quad \Lambda_i = \frac{f(x_i | +1)}{f(x_i | -1)} = \frac{e^{-\frac{(x_i - a^2/\sqrt{2})^2}{2a^2\sigma^2}}}{e^{-\frac{(x_i + a^2/\sqrt{2})^2}{2a^2\sigma^2}}} = e^{\frac{\sqrt{2}a^2 x_i}{2a^2\sigma^2}} = e^{\sqrt{2}x_i/\sigma^2}$$

而对数似然比简化为：

$$\ln(\Lambda_i) = \sqrt{2}x_i/\sigma^2$$

20 类似地

$$\ln(\Lambda_q) = \sqrt{2}x_q/\sigma^2$$

由此，在噪声方差固定以及信噪比较高的条件下差分检测器的正交输出可直接用作软判决信息。

25 图 5 说明本发明的另一实施例，其中复数项用实数算法扩展。通过将在天线 50 上接收的信号耦合到混频器 52，53 的第一输出端，在一解调器的各自的输入端 10A，10B 上产生正交相关信号 I 和 Q。正交相关本地振荡器信号由本振 54 和  $90^\circ$  相移器 55 产生，并加到混频器 52，53 的第二输入端。本振频率是这样选择的，使 FSK 信号向下混频成零 IF。同相位 I 信号和正交相位 Q 信号从混频乘积通过各自的低通滤波器 56，57 选择。该 I 和 Q 信号用例如由控制器 60 控制的开关装置 S1 和 S2 进行取样。样值被直接或通过量化装置 58，59 加到解调器的输入端

30

10A, 10B, 每个量化装置 58, 59 可以包括一个限幅放大器或一个 A/D 转换器。该输入端 10A, 10B 被加到各连接点 11A, 11B。在相应连接点处将 I 和 Q 信号施加到各个延时和相乘级 12A, 14A 和 12B, 14B。从该乘法器 12A, 12B 的输出被组合在相加器 30 中, 输出端 32 5 输出 Iout 信号到在图 4 中所示类型的 FIR 滤波器, 分样级和判定级。

延时级 14A 输出端的信号和连接点 11B 上的信号在乘法器 34 中相乘, 其乘积信号加到差分级 38 的一个输入端。延迟级 14B 的信号和连接点 11A 上的信号按同样方式在乘法器 36 中相乘, 其积加到该差分级 38 的第二输入端。从该级 38 的输出 Qout 加到终端 40, FIR 滤波器、分样级和判定级的结合连接到该终端 40 (未示)。 10

应当指出, 各分样级的输出能直接用作进一步促成误差校正 (FEC) 处理的软判决。

能够看出图 5 中所示内部结构很类似于差分和相乘结构的部分。其外部通常用于计算全延时和相乘结构的实部, 在正常情况下, 在 FM 鉴频器中不要求这种全延时和相乘的结构。 15

并非试图使 FM 鉴频器的非线性特性减到最小, 而是意识到  $Q_{out} = \sin\Delta\phi$ , 以及  $I_{out} = \cos\Delta\phi$  这里  $\Delta\phi$  为每个在  $m$  个样值延时范围内的相位变化。这样, 接收到的频偏被映射在复平面的不同点上。例如, 物理构造可利用模拟电子学或离散时间数字系统。使用 Z 标志表示延迟意味着一种离散时间的实施, 但并不意味着排除模拟替代方案的可能性。 20

由于完整性的原因, 将描述一种延时和相乘解调器的有限制的型式, 在该种型式中, 对该解调器的 I 和 Q 输入在进入该延时和相乘解调器的通道上每个都单独地受到限制的 (量化到一比特)。现在就 3200 波特和每符号 72 个样值, 频偏为  $\pm 4.8\text{KHz}$  和  $\pm 1.6\text{KHz}$  的 4 - FSK 的情况来解释这种有限制的输入方式的工作。考虑输入频偏为  $4.8\text{KHz}$ , 以及选择成  $m=18$  个取样的延时。参照图 6, 该输入信号可视为围绕单位圆旋转 1.5 倍的一个相位复矢量  $p_h$ , 而该延迟的复矢量  $Dp_h$  滞后  $3\pi/4$  弧度。 25

在线性情况下, 判定变量由这两个旋转矢量的复乘积 (同一个输入的共轭) 形成, 对该区间这将导致一个固定的矢量  $e^{i3\pi/4}$ , 在该区间上两个相位复矢量同速旋转 ( $N - m$  个取样)。这些输出矢量在 FIR 滤波器中相加, 以产生将用于进行符号判定的一个大的矢量 ( $N - m$ ) 30

$e^{i3\pi/4}$  .

对于单比特的 I 和 Q 输入情况, 这些相位复矢量必须具有一个幅角, 该幅角为  $\pi (n+1/2) / 2$  之一,  $n=0, 1, \dots, 3$ , 所以两个幅角之差 (由同共轭复数相乘形成) 必须是  $\pi/2$  的倍数。如果要求该两个幅角的差为  $\pm 3\pi/4$  或  $\pm \pi/4$ , 这似乎是异乎寻常的。然而, 部分结果的矢量合成对所要求的判定变量给出了近似值。例如, 一个 4.8KHz 频偏的符号可使下列样值汇集在 54 个抽头 ( $N - m = 72 - 18 = 54$ ) 的 FIR 滤波器中:  $6x - 1, 6xj, 6x - 1, 6xj, 6x - 1, 6xj, 6x - 1, 6xj, 6x - 1$  (这里 x 表示重复)。该判定变量近似地具有要求的相位, 因为对于例如  $54 (-1+j)$  的实虚部期待具有相同绝对值的一个合成矢量。

对于较低的  $\pm 1.6\text{KHz}$  的频偏, 该两个相位复矢量标称相离  $\pm \pi/4$  弧度, 但是由于 I 和 Q 分量的量化而被迫设成 0 弧度, 或  $\pm \pi/2$  弧度。对于每个可能的判定矢量, 典型的运行长度为 18 个样值。因此该 54 个抽头的 FIR 滤波器可包含例如这样的一个序列:  $18x1, 18xj, 18x1$ , 该序列对  $54 (1+j)$  的所期待的线性结果而言是再一次的近似。

输入信号的单比特性质使得可使用一个相对简单的数字电路去实施在图 5 中所示的方案。例如乘法器 12A, 12B, 34, 36 可用“同”门取代, 而相加器和相减器 30, 38 可用半加器取代。

根据阅读了本发明的公开之后, 对本专业的技术人员而言即可明白其他的改型。这些改型可以包括另外的特征: 在设计, 制造和使用 FSK 解调器和接收机以及其元件部分时已了解的特征, 以及可用来取代或附加在此已描述过的特征的特征。在本申请中虽然用特定的组合表达了权利要求, 但应当理解, 本发明公开的范围还包括任何新的特征或在此显式或隐式或任何概括而公开的特征的任何组合, 而不管它是否与本发明以任一相同权利要求要求的内容相关, 以及不管它是否减轻了任一或所有本发明要解决的相同的技术问题。申请人在此给出提示, 在执行本申请或由本申请产生的进一步的申请期间可以对这样的特征和/或这样的特征的组合形成新的特征。

工业应用

M 元 FSK 信号的接收机和/或解调器。

说明书附图

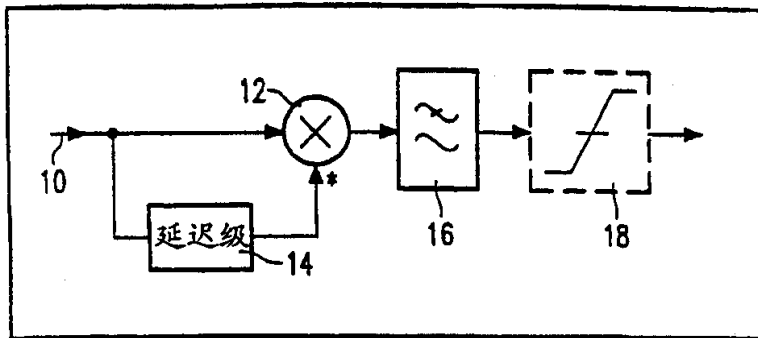


图 1

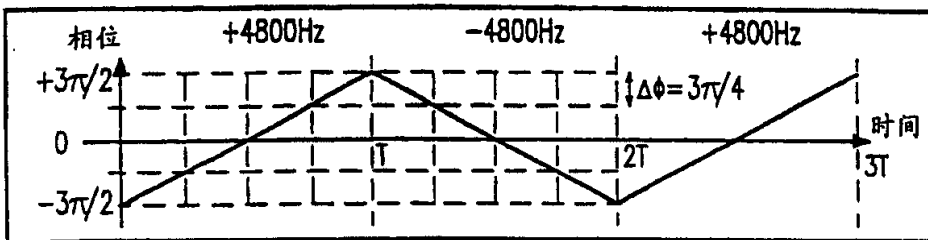


图 2

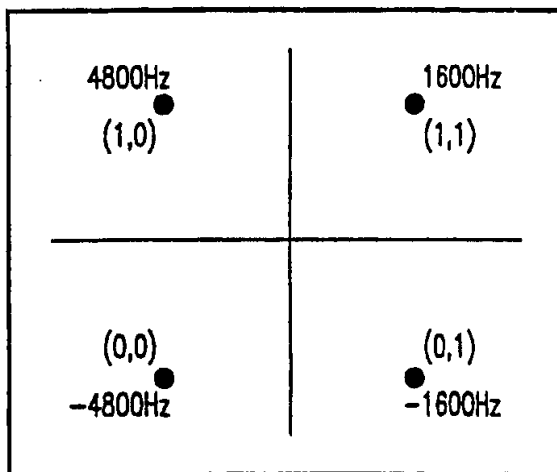


图 3

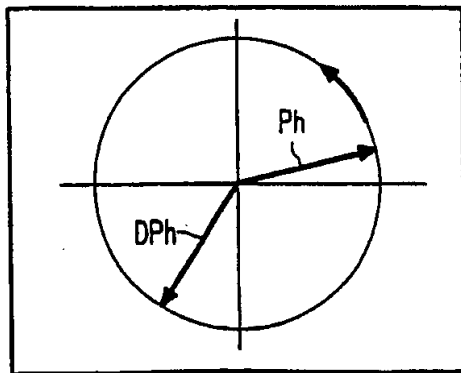


图 6

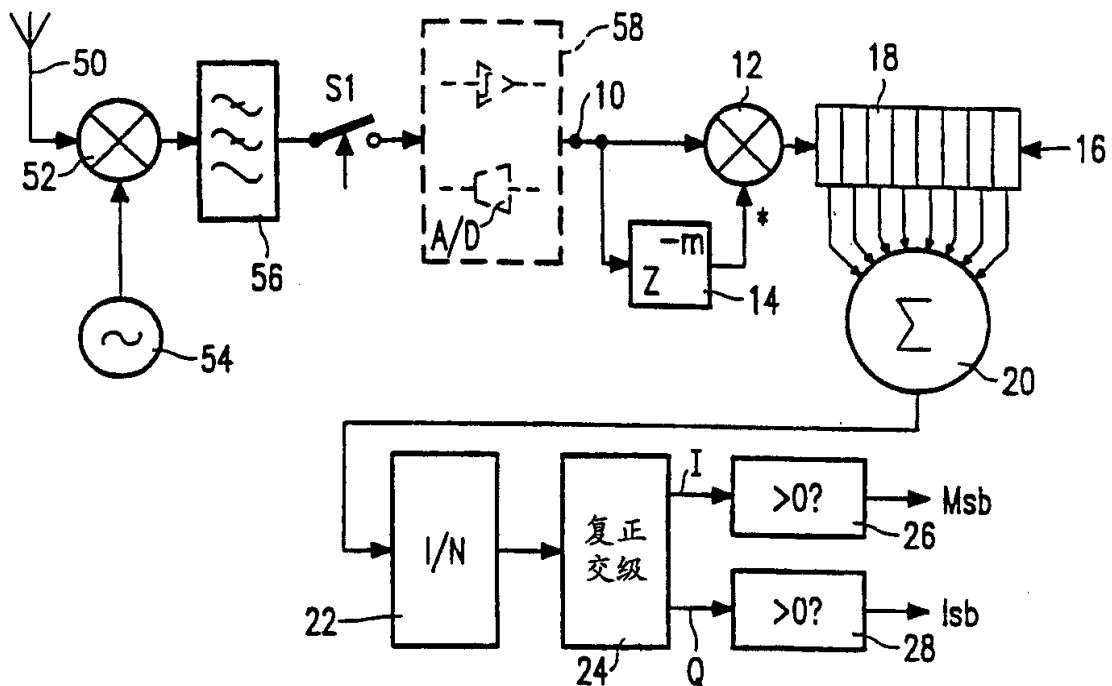


图 4

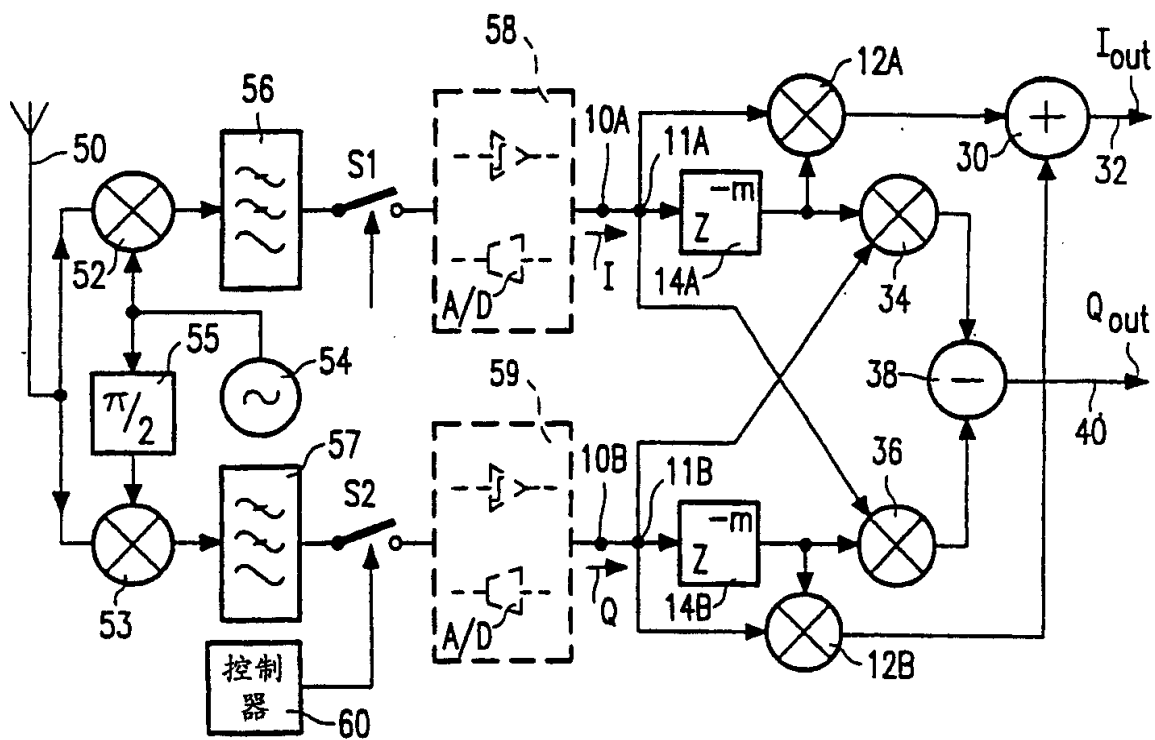


图 5