

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04N 5/44 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03806628.9

[45] 授权公告日 2006 年 11 月 8 日

[11] 授权公告号 CN 1284363C

[22] 申请日 2003.3.19 [21] 申请号 03806628.9

[30] 优先权

[32] 2002.3.21 [33] US [31] 60/366,506

[86] 国际申请 PCT/US2003/008365 2003.3.19

[87] 国际公布 WO2003/081906 英 2003.10.2

[85] 进入国家阶段日期 2004.9.21

[71] 专利权人 汤姆森许可公司

地址 法国布洛涅

[72] 发明人 D·L·麦克尼利

审查员 刘圆圆

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 程天正 王忠忠

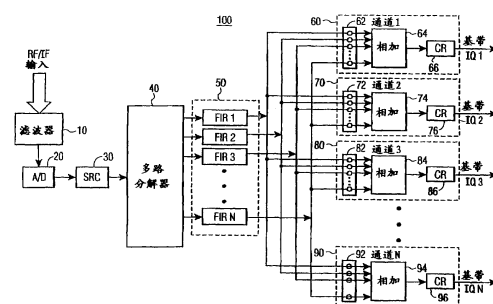
权利要求书 1 页 说明书 16 页 附图 12 页

[54] 发明名称

用于同时接收多个广播信号的信号接收机

[57] 摘要

多频道信号接收机(100)尤其能够同时调谐多个频道,以便可以同时得到被包括在这些频道内的广播频道节目。按照一个示例性实施例,多频道信号接收机(100)包括适于生成代表多个广播频道节目的数字信息的信号源(10,20,30,40)。包括一个滤波器组的信号处理电路(50,60,70,80,90)被耦合到信号源,并且适于同时提供相应于多个广播频道节目的基带信号。



1. 一种多频道信号接收机(100)，包括：

信号源(10, 20, 30, 40)，用于生成代表多个广播频道节目的数字信息，其中所述信号源包括一个适于把信号流多路分解成多个经过抽样的样本流的多路分解器；以及

一个包括滤波器组的信号处理装置(50, 60, 70, 80, 90)，所述滤波器组适于把不同的延时施加到所述多个经过抽样的样本流，所述信号处理装置适于被耦合到信号源，用于同时提供相应于多个广播频道节目的信号。

2. 权利要求1的多频道信号接收机(100)，其中信号源(10, 20, 30, 40)包括：

滤波装置(10)，用于生成滤波的模拟信号；以及

模拟-数字变换装置(20)，用于把滤波的模拟信号变换成数字信号。

3. 权利要求2的多频道信号接收机(100)，其中信号源(10, 20, 30, 40)还包括样本速率变换装置(30)，用于对从模拟-数字变换装置(20)输出的数字信号执行样本速率变换操作。

4. 权利要求1的多频道信号接收机(100)，其中信号处理装置(50, 60, 70, 80, 90)包括多个信号处理通道(60, 70, 80, 90)，并且每个处理通道生成处在独特的频道内的基带信号之一。

5. 用于控制多频道信号接收机的方法，包括：

生成代表多个广播频道节目的数字信息；

把所述数字信息多路分解成多个经过抽样的样本流，其中每个样本流包括所述数字信息的图像；以及

同时地生成相应于该多个广播频道节目的多个基带信号。

6. 权利要求5的方法，还包括：

生成滤波的模拟信号；

把滤波的模拟信号变换成数字信号；以及

把不同的延时施加到所述多个经过抽样的样本流。

7. 权利要求6的方法，还包括在多路分解之前对数字信号执行样本速率变换操作。

8. 权利要求5的方法，其中每个所生成的基带信号被包括在一个独特的频道内。

用于同时接收多个广播信号的信号接收机

技术领域

本发明总的涉及信号接收设备，更具体地，涉及多频道信号接收机，它尤其能够同时调谐多个频道，以便可以同时接入这些频道内所包括的广播频道节目。

背景技术

传统的设备，诸如直接广播卫星（DBS）接收机，可调谐到相应于在一组转发器中的单个卫星转发器的单个物理频道。这个物理频道传输单个比特流，该比特流包括相应于诸如多个虚拟信道的音频和或视频数据之类的数据的数字分组。来自同一个转发器的这样的虚拟信道例如可以在接收机处被从该比特流中时分复用，并且被同时数字处理以用于诸如画中画（PIP）之类的功能，并且在观看另一个虚拟信道的同时记录一个虚拟信道。

通过这样的传统的接收设备，用于调谐到多个频道中的一个物理频道的处理过程例如可包括：把包含多个频道的射频（RF）信号与感兴趣的频道的中心频率进行混频，以及使用滤波处理以传送感兴趣的频道和抑制所有其他频道。因此，通过这一传统的调谐处理，一次只有单个物理频道可被调谐，如果同时要调谐一个以上的频道，则需要多个接收设备。

对于希望（在不同的电视机上）同时观看不同的电视节目（其中不同的电视节目被包括在不同的频道中）的许多家庭来说，对于多个接收设备的要求是过分昂贵的和不方便的。在这种情形下，家庭必须投资于附加的接收设备，该设备的数目等于家庭希望同时调谐的频道的数目。例如，如果一个给定的家庭希望一次调谐多达四个不同的频道（例如，这样四个不同的使用者就可以独立地观看四个不同的频道中所包括的四个不同的电视节目），则需要四个分开的接收设备。

发明内容

因此，需要一种避免上述的问题的单个接收设备，它可同时调谐到给定网络中的所有可用的频道。这样，多个使用者可同时接入到在多个频道内所包括的广播频道节目。本发明解决这些和其他问题。

按照本发明的一个方面，揭示了多频道信号接收机。按照一个示例性实施例，该多频道接收机包括用于生成代表多个广播频道节目的数字信息的信号源。包括滤波器组的信号处理装置适于被耦合到该信号源，以用于同时提供相应于所述多个广播频道节目的基带信号。

按照本发明的另一个方面，揭示了用于控制多频道信号接收机的方法。按照一个示例性实施例，该方法包括生成代表多个广播频道节目的数字信息，以及同时生成相应于所述多个广播频道节目的基带信号。

附图说明

当结合附图参照以下的本发明实施例的说明时，本发明的上述的和其他特性和优点以及达到它们的方式将变得更明显，并且将更好地了解本发明，其中：

图 1 是按照本发明的多频道信号接收机的图示；

图 2 是显示在时域与频域中的示例性时间信号和采样网格的图示；

图 3 是显示非混叠和混叠采样的图示；

图 4 是显示在示例性 RF 频带中的频道的图示；

图 5 是显示从 RF 信号得到的示例性多频道 IF 信号的图示；

图 6 是显示将所有的频道混叠到第一奈奎斯特区域的图示；

图 7 是图 1 的多频道信号接收机的一个相关部分在应用到一个例子时的图示；

图 8 是影像抑制器的图示；

图 9 是显示通过各抽样的经过相位调整的和来恢复想要的频道的图示；

图 10 是显示发射机处的示例性数据的图示；

图 11 是图 1 的多频道信号接收机的一个相关部分在应用到另一个例子时的图示；

图 12 是显示示例性接收机数据星座的图示。

具体实施方式

本文阐述的示例说明本发明的优选实施例，而这样的示例无论如何不应被看作为限制本发明的范围。

现在参照附图，并且更具体地参照图 1，图上显示按照本发明的多

频道信号接收机 100 的图示。正如将在本文中描述的，多频道信号接收机 100 能够同时调谐多个频道，这样被包括在这些频道内的广播频道节目就可被同时得到。

如图 1 所示，接收机 100 包括信号源，它包括滤波器块 10、模拟-数字 (A/D) 变换器 20、可选的样本速率变换器 (SRC) 30 和多路分解

器 40。接收机 100 还包括信号处理装置，它起到信号抵销调谐器的作用并且包括滤波器组 50 和信号处理通道 60 到 90。信号处理通道 60 到 90 分别包括乘法块 62 到 92、相加块 64 到 94 和信道抑制 (CR) 块 66 到 96。图 1 的上述的元件可被实现在一个或多个集成电路 (IC) 上。

按照一个示例性工作模式，加到接收机 100 的输入信号是载送 N 个相邻的频道 ($ch1$ 到 chN) 的射频 (RF) 或中频 (IF) 模拟信号，这些频道的中心频率是具有频道间隔 $F_s = (F_i - F_{i-1})$ 的 $\{F_1, \dots, F_N\}$ 。该输入信号例如可通过任何有线或无线网络 (包括但不限于任何卫星、有线、地面或其他网络 (诸如广播和或商业网络)) 被提供到接收机 100。每个频道包含带宽为 F_{bw} 的、在它的载波 (中心频率) 上的调制，具有 $x\%$ 的额外带宽和保护带 $F_{pb} = (F_s - F_{bw} * (100 + x) / 100)$ 。按照一个示例性实施例，输入信号也可具有特殊的性质。例如，频道间隔的频率方差可以基本上等于零，并且/或者符号定时和载波偏移可以是各个频道都相同的。本发明并不需要这些特殊特性，但这些特性可被利用来在它的结构中获益。

滤波器块 10 接收 RF/IF 输入信号并对该信号进行滤波。按照本发明的原理，这种滤波操作至少有四个不同的实施例。按照一个实施例，滤波器块 10 在频谱上移动 N 个频道的频带，以使得最低的频道 (例如，频道 1) 载波 $F_1 = F_s / 2$ ，以及执行 N 个频道的频带的抗混叠滤波以允许使用最小奈奎斯特采样速率。因此，对于这个实施例，A/D 变换器 20 可以以最小奈奎斯特采样速率 $F_{s_{\min}} = 2 * N * F_s \{T = 1 / (2 * N * F_s)\}$ 进行时钟控制。

按照另一个实施例，滤波器块 10 按宽松的技术要求执行滤波操作，其中在 N 频道频带上方和下方具有宽度为 $P * F_s$ 的宽过渡带以达到可接受的阻带衰减，其中 P 是整数。而且，对最低频道作频谱移动，以使得它的载波为 $F_1 = F_s / 2 + P * F_s$ 。对于这个实施例，A/D 变换器 20 以采样速率 $F_{s_{\min}} = 2 * (N + 2 * P) * F_s$ 进行时钟控制，并且被使用于信号抵销调谐的并行路径的数目是 $N + 2 * P$ 。未被通过滤波而去除的 N 频道带以外的能量，将通过用与抵销竞争的频道的能量相同的处理所进行的抵销而被去除。这个实施例可以允许滤波器块 10 利用体积较小、性能较低的滤波器，而不是体积较大、并有较大损耗的 SAW 滤波器。

按照再一个实施例，滤波器块 10 滤波 N 个频道的频带 (如下面在

本段落中表示的情形 1 或情形 2), 并且最高频道的最高频率的频率被安排成处在次奈奎斯特采样速率的偶数折叠频率 F_r 上。这个技术被使用来把 N 个频道的频带折叠到使得有效的 F_r 满足 $\{F_r = 2 * (F_N + F_s / 2) / k = 2 * N * F_s \text{ {情形 1}}\}$ 或 $\{F_r = (F_N + (P + .5) * F_s) / k = 2 * (N + 2 * P) * F_s \text{ {情形 2}}\}$ 的位置。

按照又一个实施例, 滤波器块 10 滤波 N 个频道的频带 (如下面在本段落中表示的情形 3 或情形 4), 并且最低频道的最低频率的频率被安排成处在次奈奎斯特采样速率的偶数折叠频率 F_r 上。这个技术被使用来把 N 个频道的频带 (频谱倒置) 折叠到使得有效的 F_r 满足 $\{F_r = 2 * (F_1 - F_s / 2) / k = 2 * N * F_s \text{ {情形 3}}\}$ 或 $\{F_r = (F_1 - (P + .5) * F_s) / k = 2 * (N + 2 * P) * F_s \text{ {情形 4}}\}$ 的位置。

在滤波器块 10 的滤波操作后, 最终得到的 RF/IF 信号由 A/D 变换器 20 进行数字变换, 这样, 该信号由用 n 标号的离散时间样本序列表示 $\{n * T = \text{RF/IF 信号的幅度被测量的时间}\}$ 。按照一个示例性实施例, 样本时间间隔 T 被选择为 $1 / (2 * M * F_s)$ 的约数, 其中 $M \geq N$ 。重要的是指出, 样本序列可以是 A/D 变换器 20 的直接输出, 或任选的 SRC30 的输出, 后者代表从不遵从想要的样本间隔 T 的某种采样 (均匀的或非均匀的) 得到的所计算的序列。虽然上述的滤波器块 10 的操作建立对于按照本发明的信号抵销调谐的直接应用的条件, 但滤波器块 10 对 A/D 变换器 20 的时钟速率的操作的约束条件可以通过包括可选的 SRC 30 而稍微得以放松, 在这种情形下, 这样的约束条件施加到 SRC 30 的输出。

多路分解器 40 适于把从 A/D 变换器 20 (或可选的 SRC 30) 输出的最终得到的样本流多路分解成多个抽样的样本流, 其中每个样本流输送一个样本数据信号, 该信号与所有的频道的影像严重地混叠并且具有适宜的速率用于数字信号处理。滤波器组 50 适于接收来自多路分解器 40 的输出样本流并对于它们执行滤波操作。按照一个示例性实施例, 滤波器组 50 包括多个有限冲激响应 (FIR) 滤波器, 它们把差分延时施加到从多路分解器 40 提供的样本流, 以使得每个滤波器的输出估计来自在相应的滤波器输入端处的不同偏移的采样网格的相同的时间样本。例如, 滤波器组 50 的第一滤波器 (即, FIR 1) 的依赖于频率的延时可以作为对它所接收的样本流的零差分延时而被参考, 而第

二滤波器（即，FIR 2）把相对于这个参考延时的延时 T 施加到它所接收的样本流，第三滤波器（即，FIR 3）把差分延时 $2T$ 加到它所接收的样本流，以及第 N 滤波器（即，FIR N ）把差分延时 $(N-1)T$ 加到它所接收的样本流。这样，从滤波器组 50 输出的样本流估计多个相同的时间样本，每个时间样本呈现混叠的信道的一个被不同地进行了相位调整的和。

信号处理通道 60 到 90 适于通过使用信号抵销调谐的原理来处理从滤波器组 50 输出的样本流，由此使得能够同时调谐多个频道，以便可以同时接入被包括在这些频道内的广播频道节目。一旦存在，混叠的分量就不能通过滤波处理而与占用同一个频带的非混叠的分量分隔开。然而，由于从滤波器组 50 输出的每个抽样的样本流具有它自己的、每个原先的频道的混叠的独特的相位，任何频道的信号可以不受来自样本流组的其他频道混叠的污染地被计算。

按照本发明的原理，在所述组中的每个频道都有独特的加权矢量 a 与它相关联。为了调谐到八个频道中的频道 n ，通过信号处理通道 60 到 90 的乘法块 62 到 92 之一，把加权矢量 $\exp(j2\pi n * (0..7)/8)$ {IQ 复基带} 或 $\cos(2\pi n * (0..7)/8)$ {实带通} 加到从滤波器组 50 输出的经抽样的样本流。应当指出，每个 n 数值将造成接收不同的频道，但用 n 调谐的频道不是按严格的频率次序，并取决于下游任选项。一个示例的对应关系可以是 $n=\{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$ 产生 $ch=\{0, 2, 4, 6, 7, 5, 3, 1\}$ 。给定的乘法块（即，62 到 92 之一）的输出由相应的相加块（即，64 到 94 之一）进行相加，然后被输出到信道抑制块（即，66 到 96 之一）。正如将在本文的后面描述的，每个相加块的 64 到 94 的输出可包含两个信道（奇数和偶数信道对）。这两个信道最终共同占用一个频道，并且可以通过在相加块 64 到 94 的输出端处存在的相位关系而被分隔开。通过使用图 8 的信道抑制器可以抑制这对信道中的不想要的奇数编号的信道。同样地，通过把图 8 的加法器改变成减法器，可以获得对这对叠加的信道中的不想要的偶数编号的信道的抑制。这样，通过使用图 1 的信号处理通道 60 到 90 可以同时调谐相应于多个频道的基带信号。正如之前在本文中描述的，广播频道节目（例如电视，无线电，数据等等）可以被表示为给定频道内的虚拟频道，并且例如可以从比特流中被时分复用。

为了更好地了解本发明的发明性概念和图 1 的示例性实施例，下文将提供某些样本数据概念和例子。

参照图 2 和 3，图上显示了本发明所利用的某些样本数据概念。具体地，图 2 是显示在时域与频域中的示例性时间信号和采样网格的图示 200。图 3 是显示非混叠和混叠采样的图示 300。

在图 2 中，考虑在曲线图 201 中表示的一维 (1-D) 连续时间信号 $s(t)$ ，它的带限频谱 $S(f)$ 在曲线图 202 中表示。还考虑采样网格 $g(t)$ ，它被建模为一个单位面积冲激 (δ 函数) 串：

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n \cdot T)$$

其中 $\delta(\cdot)$ 是狄拉克 δ 函数，以及 T =网格间隔，正如曲线图 203 中表示的。采样网格 $g(t)$ 的频率表示通过傅立叶变换积分被解析地确定：

$$\begin{aligned} G(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n \cdot T) \right) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - n \cdot T) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt \right) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-j\omega \cdot n \cdot T} = \left(\sum_{n=0}^{\infty} (e^{j\omega \cdot T})^n + e^{-j\omega \cdot n \cdot T} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} (e^{-j\omega \cdot T})^n \right) \\ \text{注意 } \left\{ \frac{1}{1-x} = \sum_{n=0}^{\infty} x^n, \forall x \neq 1 \right\} &\Rightarrow G(\omega) = \frac{1}{1 - e^{j\omega \cdot T}} + \frac{e^{-j\omega \cdot n \cdot T}}{1 - e^{-j\omega \cdot T}} \\ G(\omega) &= \begin{cases} \frac{1}{1 - e^{j\omega \cdot T}} - \frac{1}{1 - e^{j\omega \cdot T}} = 0, \forall \omega \cdot T \neq m \cdot (2\pi) \\ \infty, \quad \forall \omega \cdot T = m \cdot (2\pi) \end{cases} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - n \cdot \left(\frac{2\pi}{T}\right)\right) \end{aligned}$$

在采样网格 $g(t)$ 上对模拟信号 $s(t)$ 进行采样操作，以得到 $s(t)$ 的采样的数据表示 $s(n)$ ，该操作被建模为：

$$s(n) = s(t) \cdot g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n \cdot T) \cdot \delta(t - n \cdot T)$$

如果时域冲激间隔是 1 (1)，则频域冲激间隔是 2 (2)。如果时域冲激串包括在时间零处的冲激（以上所假设的），则频域冲激串是加权的实数值。如果时域冲激串以归一化的时间单位（其中归一化间隔等于 1 (1)）偏离时间零 (0)，则频域冲激串中的每个冲激以因子 $e^{-j2\pi \cdot n \cdot d}$ 加权，其中 n =脉冲的归一化频率系数。

图 3 的曲线图 301 中显示以等于其带限（即，奈奎斯特采样速率）的两倍的速率被采样的、图 2 的曲线图 201 的时间连续信号。图 3 的曲线图 302 显示这个采样的频率模糊度。具体地，零 (0) 频率周围的影像是连续信号的未混叠的拷贝。在图 3 的曲线图 303 中，曲线图 201 的时间连续信号以等于其带限（即，1/2 奈奎斯特采样速率）的速率被采样，而曲线图 304 显示污染曲线图 302 的未混叠的频谱（蓝色）的混叠的频谱（红色）。所有的采样相位都产生这个结果，但每个复数值影像的相位是采样相位的函数。

本发明的信号抵销调谐器是在图 2 和 3 上表示的、采样理论的新颖的应用。按照本发明，通过使用信号抵销处理（而不是通常的滤波处理）来得到频道选择性。现在通过两个例子说明本发明的信号抵销处理。

按照第一例，有八 (8) 个频道可用于调谐，每个频道具有 20MHz 带宽。另外，频道间隔是 24MHz，以及额外带宽是 20%。这个例子例如代表当前的 DBS 应用的变例。参照图 4，提供了显示在示例性 RF 频带中的这八 (8) 个频带的图示 400。如图 4 所示，从 192 到 384MHz 的 RF 频带包含八个 20MHz 频道（即，Chn0 到 Chn7）。下面是可被用来生成图 4 的示例性仿真代码。

用于图 4 的 MATLAB 脚本

```

x=2*srseq(8,8)-(256-sqrt(256))/255;% 8 different M sequences (rows)
for l=1:8,% Each sequence is upsampled, RRC filtered & put on a different carrier
rrc=[ones(1,512),cos(pi/2*(0:127)/128),cos(pi/2*(128:-1:1)/128),ones(1,512)];
rrc=rrc(1:5:length(rrc));zx=[16,fftshift(fft(x(l,:)))].*fftshift(rrc);
zz(l,:)=real(ifft(fftshift([zeros(1,15*256+128),zx,zeros(1,15*256+128)]))).*cos(((l-1)*pi/16+17*pi/32)*(0:8191));
end;
hold off,
for i=1:8,f=20*log10((abs(fft(zz(i,:)/8))));plot(((0:4095)/256)*24,f(1:4096)),hold on,end
xlabel('Frequency in MHz'); ylabel('Normalized Magnitude in dB');
title('Eight Channels in Example RF Band'); axis([0 8*48,-50 2])

```

按照这个例子，图 4 表示的、包括八（8）个频道的 RF 信号可以由 A/D 变换器 20（见图 1）以 768MHz（或更高的）速率进行采样，或可以在通过滤波器块 10 被解调到近基带（即，192MHz 映射到直流（DC））后被采样。为了便于说明，将详细解释解调后采样。

为了说明起见，假设近基带多频道承载 IF 信号以足够的速率被采样，以使所有的频道落在第一奈奎斯特区域内（即，非混叠情形）。理想的情形是所有感兴趣的频道是在等于 $(n+1/2) \cdot \text{频道带宽}$ 的载波上，正如图 5 的图示 500 表示的那样。应当指出，以每秒 320 兆样本（MSPS）采样这八（8）个频道频带将产生紧靠该八（8）个频道频带的第一奈奎斯特支持区域。下面是可被使用来生成图 5 的示例性仿真代码。

用于图 5 的 MATLAB 脚本

```
x=2*srseq(8,8)-(256-sqrt(256))/255;zz=[];% 8 different M sequences (rows)
for l=1:8,% Each sequence is upsampled, RRC filtered & put on a different carrier
rrc=[ones(1,512),cos(pi/2*(0:127)/128),cos(pi/2*(128:-1:1)/128),ones(1,512)];
rrc=rrc(1:5:length(rrc));zx=[16,fftshift(fft(x(l,:)))].*fftshift(rrc);
zz(l,:)=real(ifft(fftshift([zeros(1,7*256+128),zx,zeros(1,7*256+128)])))).*cos(((l-1)*pi/8+pi/16)*(0:4095));
end;
hold off,
for i=1:8,plot(((0:4095)/256-8)*24,20*log10(fftshift(abs(fft(zz(i,:)/16))))),hold on,end
xlabel('Frequency in MHz'); ylabel('Normalized Magnitude in dB')
title('Eight Channels in Example IF Channel'); axis([-8*24 8*24,-50 2])
```

现在假设 384Msps 流由多路分解器 40(见图 1)分成用八个 48Msps 流抽样的八个流,在这种情形下,每个抽样的流与被折叠进入相同的 20MHz 频道的所有的 20MHz 带宽频道的频谱严重地混叠。每个抽样的流被以 1:1 采样速率变换成相同的 40Msps 采样网格(应当指出,每个流是互相相对地被偏移采样的,因为它们是相同的样本流的不同抽样)。参照图 6,图示 600 中显示被折叠入相同的 20MHz 频道的八(8)个频道中的每一个。下面是可被使用来生成图 6 的示例性仿真代码。

用于图 6 的 MATLAB 脚本

```

x=2*srseq(8,8)-(256-sqrt(256))/255;zz=[];% 8 different M sequences (rows)
for l=1:8,% Each sequence is upsampled, RRC filtered & put on a different carrier
rrc=[ones(1,512),cos(pi/2*(0:127)/128),cos(pi/2*(128:-1:1)/128),ones(1,512)];
rrc=rrc(1:5:length(rrc));zx=[16,fftshift(fft(x(l,:)))]*.fftshift(rrc);
zz(l,:)=real(ifft(fftshift([zeros(1,7*256+128),zx,zeros(1,7*256+128)]))).*cos(((l-1)*pi/8+pi/16)*(0:4095));
end;zzz=sum(zz);
hold off,X=[reshape([-95 .95 1]*ones(1,9)+ones(3,1)*[-8:2:8],1,27) ]*24;
Y=reshape([.5 .5 -50]*ones(1,9),1,3*9);line(X,Y);
hold on;%for l=24*(-8:2:8),line([l,l],[-50 2]),end
plot(((0:4095)/256-8)*24,20*log10(fftshift(abs(fft(zzz/8))))),hold off

```

参照图 7, 其中显示图 1 的多频道信号接收机 100 的一个相关部分在应用到第一个例子时的图示。为了便于解释, 图 7 上只显示一个信号处理通道 60。

正如之前在本文中表示的, 在频道组中的每个频道有独特的加权矢量 a 与它相关联。为了调谐到 8 个频道中的频道 n , 由处理通道 60 的各乘法器施加权矢量 $\exp(j2\pi n*(0...7)/8)$ {IQ 复基带} 或 $\cos(2\pi n*(0...7)/8)$ {实带通}。在图 7 上, 也可以同时完成实 48Msps 到复 48Msps 的基带变换 {即, 加权矢量 a 是 $\exp(j2\pi n*(0...7)/8)*\exp(\pm j\pi m/2)$, $n=q(\text{chn})$, q 把频道号变换成表征导致频道 chn 的接收的矢量的 n 数值, m =样本系数, $+$ 表示调谐到偶数频道, $-$ 表示调谐到奇数频道}。在半带滤波后, 一个除以 2 的抽样实现 24Msps 复基带信号。

如果解调不与如图 7 所示的矢量加权相组合, 则不能立即进行除以 2 的下采样, 而 48Msps 复样本必须被相加且解调后下采样。重要的是指出, 每个奈奎斯特区域 (除了第一区域) 包含两个信道 (奇数和偶数信道对)。这两个信道最终共同占用一个频道。通过在图 7 的输出端处存在的相位关系可以分隔开这两个信道。通过使用图 8 的信道抑制器可以抑制这一对信道中的不想要的奇数编号的信道。同样地, 通过把图 8 的加法器改变成减法器, 可以得到对这对叠加的信道

中的偶数编号的信道的抑制。图 8 与传统的解调器之间的硬件的差别在于输入是复数而不是实数。

参照图 9，其中显示通过各抽样的经过相位调整的和来恢复想要的频道的图示 900。具体地，图 9 显示完全混叠的频道与第一例中的混叠抵销的频道之间的比较。应当指出，在图 9 中，x 轴代表归一化频率，而 y 轴代表相对幅度。下面是可被使用来生成图 9 的示例性仿真代码。

用于图 9 的 MATLAB 脚本

```
for i=1:8,subplot(8,2,i*2-1);

plot(((0:511)/256-1)*24,fftshift(20*log10(abs(fft(zzz(i,:)/2)))));
axis([-24 24 -50 10]);
grid
end
for i=1:8,
    z4(i,:)=real(ifft(fft(zzz(i,:)).*(fft((Mu(9-i,:)*F)/64,512))));
end
for i=1:8,
    subplot(8,2,i*2);
    zx=exp(j*2*pi*(0:7)/8*(i-1))*z4;
    plot(((0:511)/256-1)*24,fftshift(20*log10(abs(fft(zx/8)))));
    axis([-24 24 -50 10]);
    grid
end
```

上述的第一例使用“实数”调制（幅度调制）来生成清晰的图形。接着，第二例被提供来进一步说明本发明的原理。具体地，这

个第二例是基于二比特移相键控 (4-PSK) 复数调制信号并且集中在数据星座上。按照这个第二例, 有八 (8) 个频道可供调谐使用, 并且每个频道具有 20MHz 带宽。另外, 频道间隔是 30MHz, 并且额外带宽是 20%。像第一例一样, 这个第二例也代表当前的 DBS 应用的变例。

为了说明第二例的符号流的发送和接收, 2^n-1 个二比特正交幅度调制 (4-QAM) 符号 (4-PSK 的 45 度旋转) 的时间序列将被形成为复数流, 其中实部和虚部流是 DC 移位的伪随机数 (PRN) $\{-1, 1\}$ 周期扩展的 M 序列。由于时域和频域都是循环连续的, 快速傅立叶变换 (FFT) 把时域与频域精确地联系起来。在 20Msps, 发射机处的基带信号如图 10 的图示 1000 所示, 并且被均方根升余弦 (RRC) 滤波。下面是可被使用来生成图 10 的示例性仿真代码。

用于图 10 的 MATLAB 脚本

```
%Transmitter Model:
%4-PSK/4-QAM symbols in 10MHz BW base band
x=2*srseq(8,16)-(256-sqrt(256))/255;
xx=x+j*x(:,[64:255,1:63]);%these are the symbols
subplot(3,4,1);stem(x(1,1:64));title('One Sample per Symbol {Real}');
xlabel('Time in Samples');ylabel('Relative Magnitude');axis([0 63 -1.5 1.5])
subplot(3,4,9);stem(x(1,65:128));title('One Sample per Symbol {Imag}');
xlabel('Time in Samples');ylabel('Relative Magnitude');axis([0 63 -1.5 1.5])
```

```

subplot(3,4,6);plot(xx,'*');title('4-QAM/4-PSK Data Constellation');
axis([-1.5 1.5 -1.5 1.5]);
rrc=fftshift(abs(fft(sqrccos(510,.201,2))))./2;
fxr=fft(real(xx).');fxi=fft(imag(xx).');% @ one sample /symbol
fxr=[fxr;fxr].*(rrc*ones(1,16));fxi=[fxi;fxi].*(rrc*ones(1,16));%rrc filtered
[r,c]=size(fxr);
xr=ifft(fxr([(r/2+1):r,1:r,:])).';% @ two samples/symbol
xi=ifft(fxi([(r/2+1):r,1:r,:])).';% @ two samples/symbol
%upsample 2 to 3 so that Nyquist Folding Frequency = Channel Spacing = 30 MHz
subplot(3,4,3);ff=[zeros(128,16);fxr;zeros(127,16)];yr=ifft(ff([384:765,1:383])).';
ff=[zeros(128,16);fxi;zeros(127,16)];yi=ifft(ff([384:765,1:383])).';
plot((0:764)/765*60-30,fftshift(abs(fft(yr.)/16)));axis([-30 30 0 1.4]),grid
title('3 Sample/Symbol Filtered Real');xlabel('Frequency in MHz');
subplot(3,4,11);plot((0:764)/765*60-30,fftshift(abs(fft(yi.)/16)));
axis([-30 30 0 1.4]),grid
title('3 Sample/Symbol Filtered Imag');xlabel('Frequency in MHz');
% UpSample by 16 so that First Nyquist Region = 16*30 MHz = 480 MHz
% Modulate each channel by its carrier, 15+30*chn MHz {pi/32+pi/16*chn}
chn={0..15}
ff=fft([yr,yr,yr,yr].');k=2*765;
fff=[zeros(765*30,16);ff([k+(1:k),1:k,:]);zeros(765*30,16)];k=32*765;
xr16=ifft(fff([k+(1:k),1:k,:])).'*cos((pi/16*(0:15)'+pi/32)*(0:(64*765-1)));
ff=fft([yi,yi,yi,yi].');k=2*765;
fff=[zeros(765*30,16);ff([k+(1:k),1:k,:]);zeros(765*30,16)];k=32*765;
xi16=ifft(fff([k+(1:k),1:k,:])).'*sin((pi/16*(0:15)'+pi/32)*(0:(64*765-1)));
x16=sum(xr16+xi16);% this is the received signal
%A to D Quantization Model is inserted here
subplot(3,4,4);z=fftshift(abs(fft(xr16(8,:))));
z=z([2:4:(length(x16)/2),length(x16)/2+(4:4:(length(x16)/2))]);
plot((0:(length(z)-1))/length(z)*960-480,z);
title('One Modulated Channel {real part}');
xlabel('Frequency in MHz'),grid,axis([-480 480 0 40])
subplot(3,4,12);z=abs(fft(xi16(8,:)));
z=z([4:4:(length(x16)/2),length(x16)/2+(2:4:(length(x16)/2))]);

```



```

plot((0:(length(z)-1))/length(z)*960-480,z);
title('One Modulated Channel (imag part)');
xlabel('Frequency in MHz'),grid,axis([-480 480 0 40])
subplot(3,4,8);z=abs(fft(sum(xr16)));z=max(reshape(z,4,length(z)/4));
plot((0:(length(z)-1))/length(z)*960-480,z)
title('16 Channels');xlabel('Frequency in MHz'),grid,axis([-480 480 0 40])

```

参照图 11，其中显示图 1 的多频道信号接收机 100 的一个相关部分在应用到第二例时的图示。图 11 中的接收机 100 的总的操作与图 1 和 7 中的操作相同，虽然在图 11 中来自信号处理通道 60 的输出由 RRC SRC 98 处理。图 12 是显示按照第二例的示例性接收机数据星座的图示 1200。具体地，图 12 显示频道 2 的示例性接收机数据星座。在图 12 中，细微的星座偏移是由于在发射机处用于平坦频谱的 I 和 Q {1, -1} M 序列的细微的 DC 偏移而造成的。下面是可被使用来生成图 12 的示例性仿真代码。

用于图 12 的 MATLAB 脚本

```

%sort 960 Msps A/D stream into 16 streams
y16=reshape(x16,16,length(x16)/16);
%put 16 streams upon the same 60 Msps grid
%note rows of F are FIR's in inverse order
F=[-2 2 -3 5 -6 8 -11 21 251 -11 4 -1 0 0 -1 0
    -2 3 -4 7 -8 12 -19 38 246 -24 10 -5 3 -1 0 0
    -3 4 -5 8 -11 17 -26 58 238 -34 16 -9 6 -3 1 -1
    -3 4 -6 10 -14 21 -34 80 228 -42 21 -12 6 -4 2 -1
    -3 5 -7 10 -16 24 -39 100 215 -47 24 -14 9 -6 3 -2
    -3 5 -7 12 -17 27 -47 122 199 -52 27 -16 10 -6 4 -2
    -3 5 -8 12 -18 29 -49 142 181 -52 29 -18 11 -7 5 -3
    -3 5 -7 12 -18 29 -52 162 162 -52 29 -18 12 -7 5 -3
    -3 5 -7 11 -18 29 -52 181 142 -49 29 -18 12 -8 5 -3
    -2 4 -6 10 -16 27 -52 199 122 -47 27 -17 12 -7 5 -3
    -2 3 -6 9 -14 24 -47 215 100 -39 24 -16 10 -7 5 -3
    -1 2 -4 6 -12 21 -42 228 80 -34 21 -14 10 -6 4 -3

```

```

-1 1 -3 6 -9 16 -34 238 58 -26 17 -11 8 -5 4 -3
0 0 -1 3 -5 10 -24 246 38 -19 12 -8 7 -4 3 -2
0 -1 0 0 -1 4 -11 251 21 -11 8 -6 5 -3 2 -2
1 -1 2 -2 2 -3 2 254 2 -3 2 -2 2 -1 1 0]/256;
ys16=ifft(fft(y16.').*fft(flipud(F).',4*765));
%convert from real to base band IQ
yb16r=ys16.').*(ones(16,1)*cos(pi/2*(0:3059)));
yb16i=ys16.').*(ones(16,1)*sin(pi/2*(0:3059)));
yb=yb16r+j*yb16i;
%select channel
chn=2;
a=exp(j*2*pi*chn/16*(0:15));
desired_chn=a*yb;
%root raised cosine filter
rrc=abs(fft(sqrcos(510,.2,3),3060));
desired_chn=ifft(fft(desired_chn).*rrc);
plot(desired_chn(2:3:3060)*2,','),axis([-1.4 1.4 -1.4 1.4])
title(['Receiver Data Constellation for Channel ',int2str(chn)])

```

正如本文描述的，本发明有利地提供多频道信号接收机，它能够以对于每个附加频道的较低的增加成本同时得到所有的物理频道。这样，可以同时得到在各频道内所包括的广播频道节目。本发明的概念可以提供把数字信号处理应用到 RF 信号处理的自然的方法，其中最大量的电路以最低的可能的时钟速率操作。而且，通过在不同的处理级采用实数到复数 IQ 信号表示以及在不同的处理级应用样本速率变换，可以有本发明的其他应用。

虽然本发明是以具有优选的设计方案而被描述的，但可以在本公开内容的精神和范围内可以进一步修改本发明。所以本申请希望覆盖使用本申请的一般原理的本发明的任何变例、使用或适配。而且，本申请希望覆盖属于本发明所属领域内的已知的或惯用的实践且落入所附权利要求书的限制范围内的、相对于本公开内容的这样的偏离。

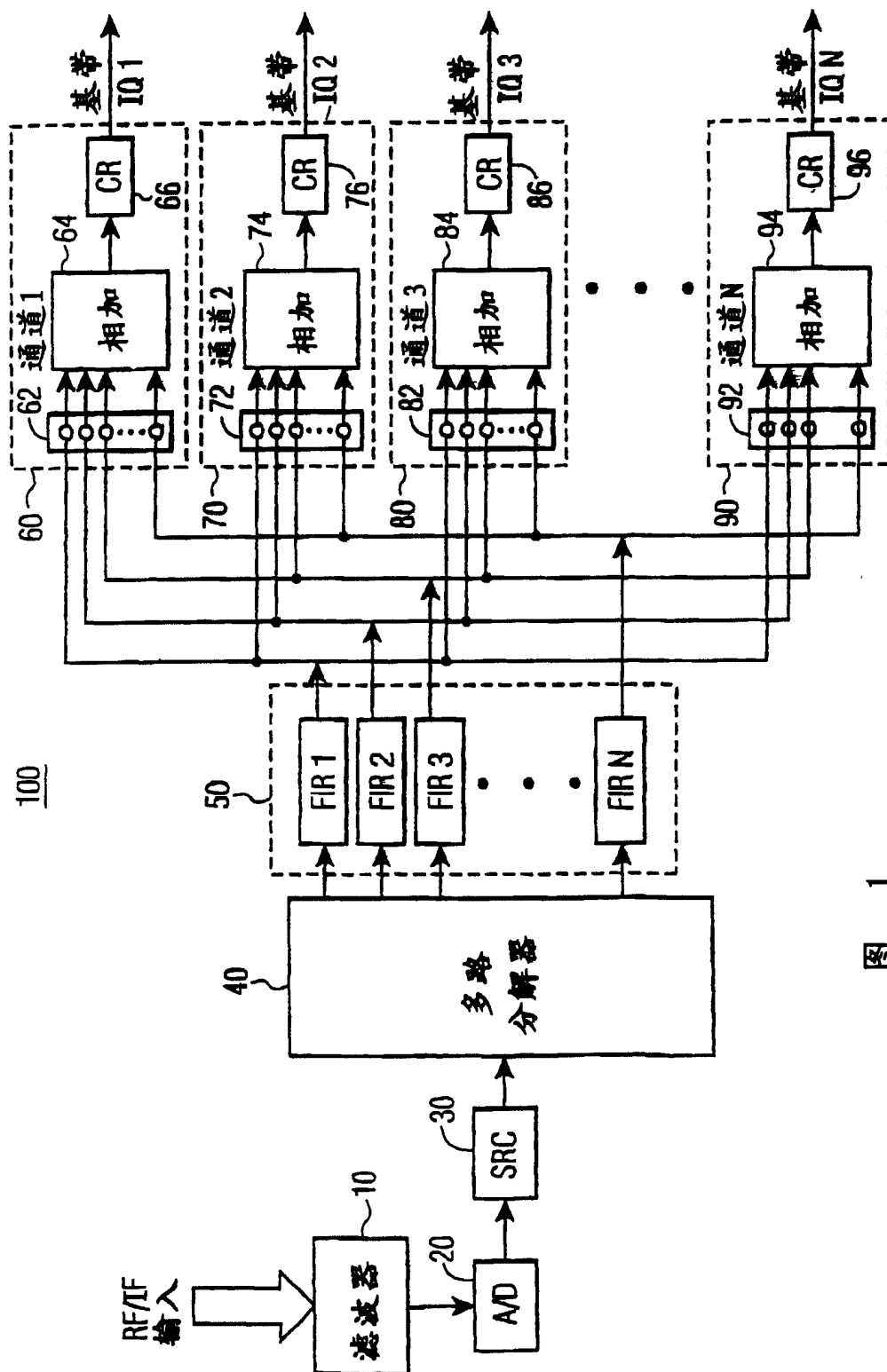


图 1

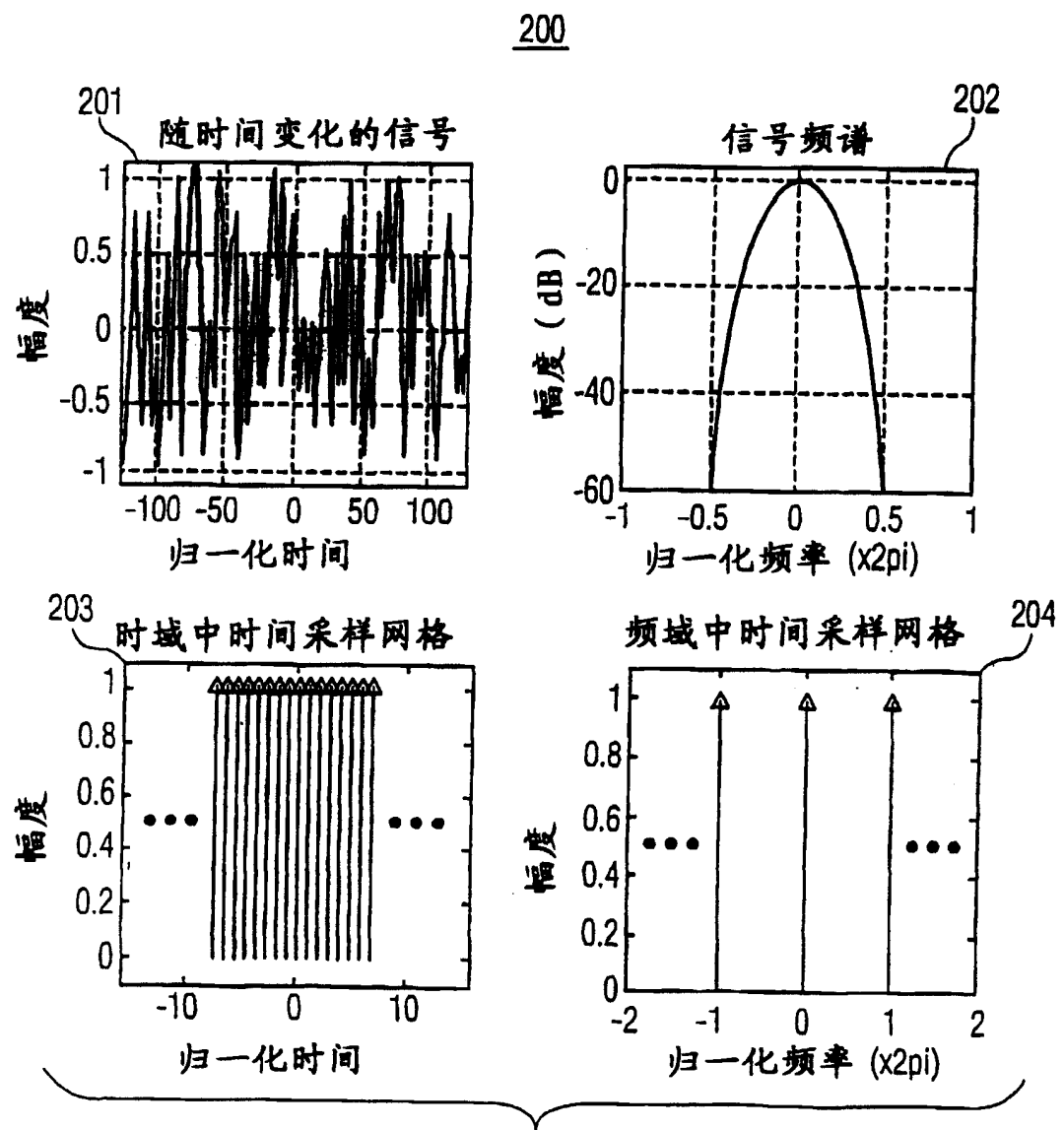


图 2

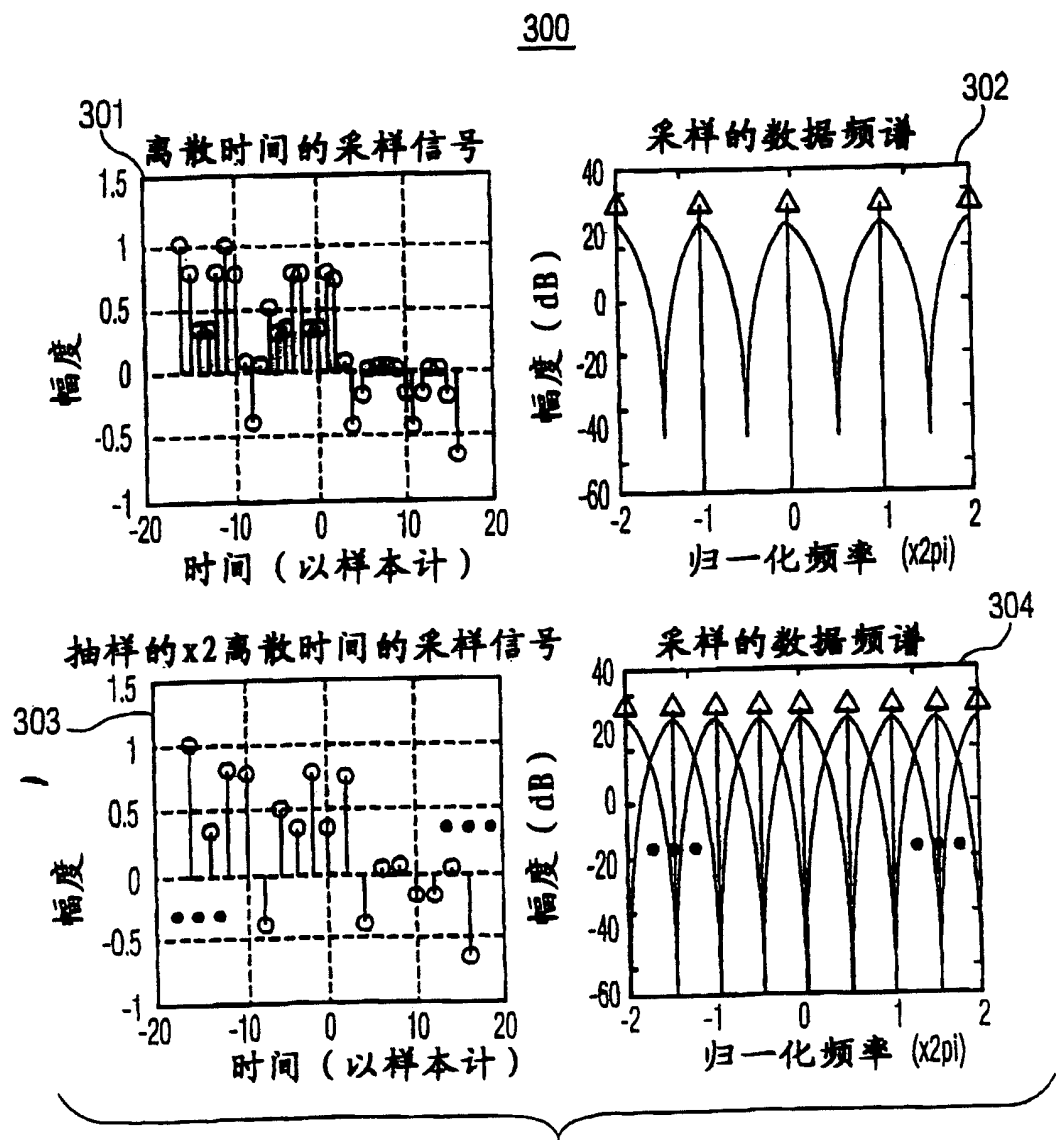


图 3

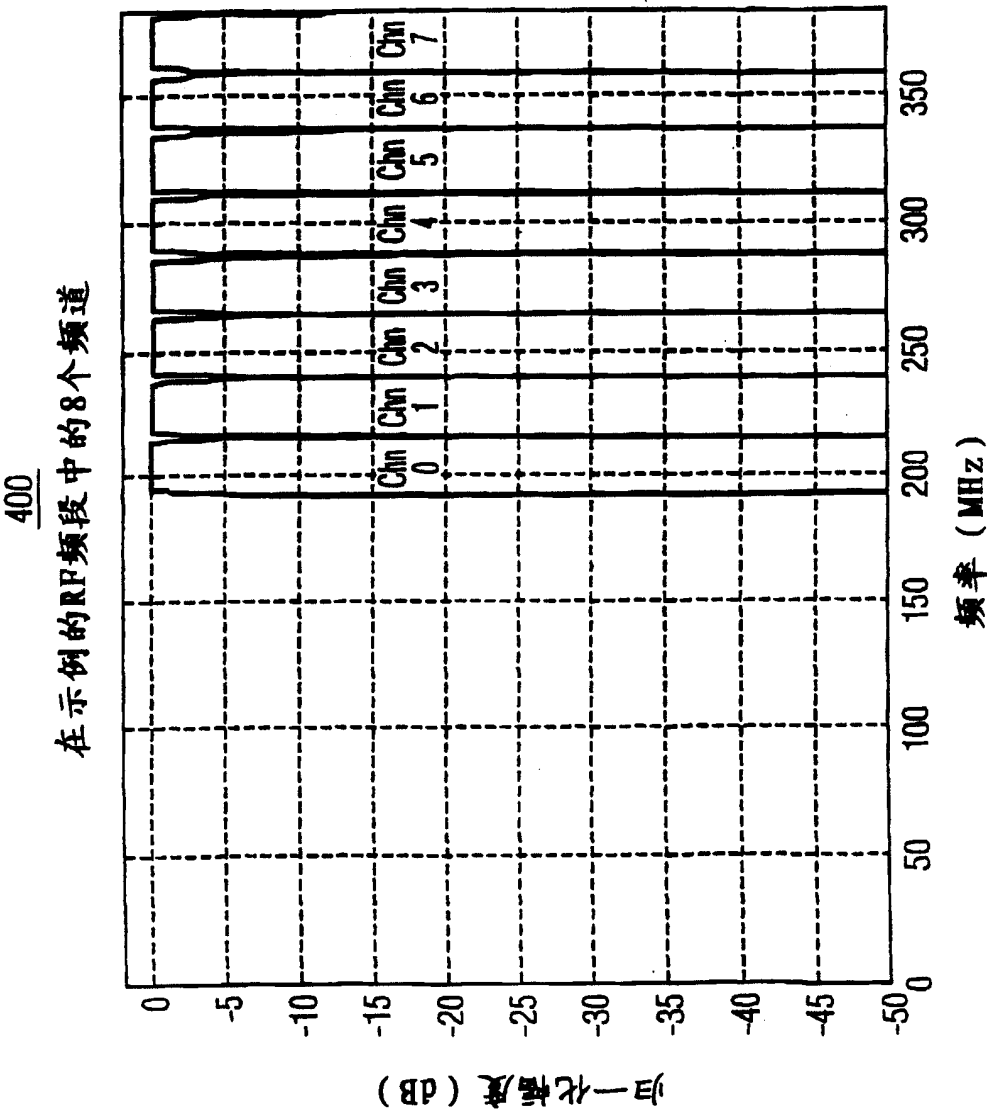


图 4

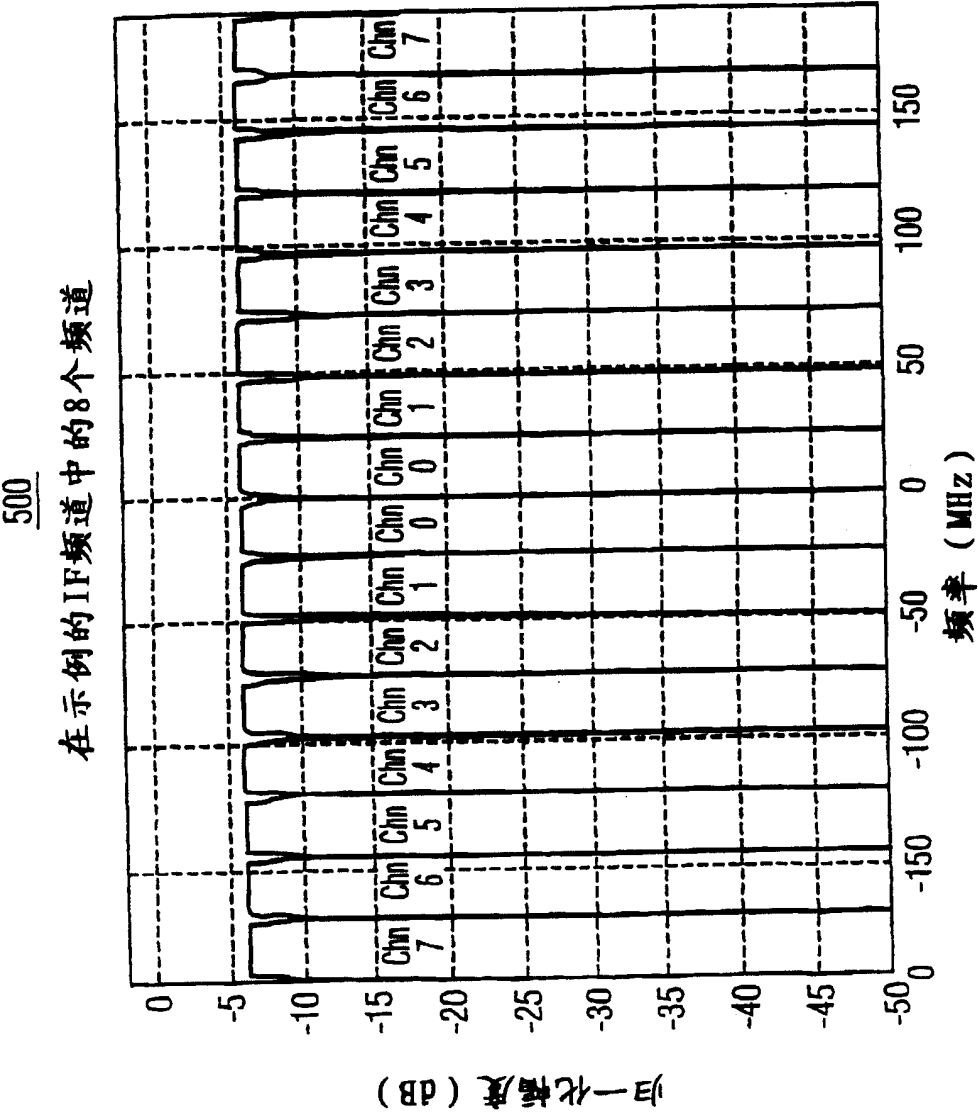
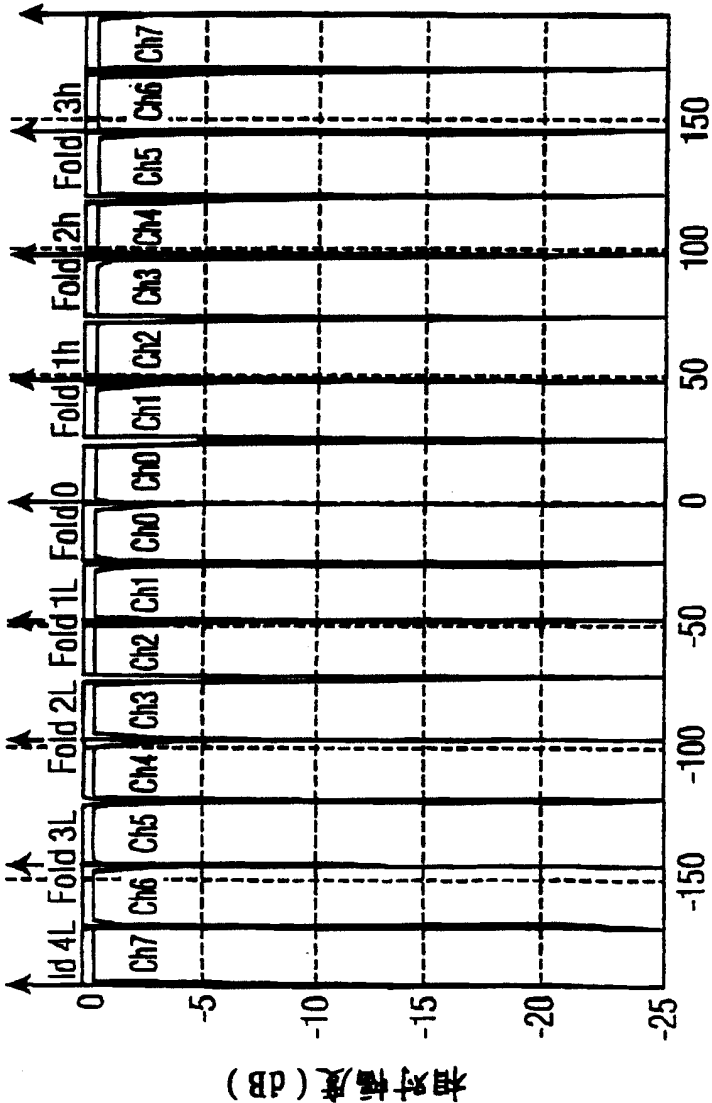


图 5

600

在具有折疊區域的頻域中的抽样网格



频率 (MHz)

图 6

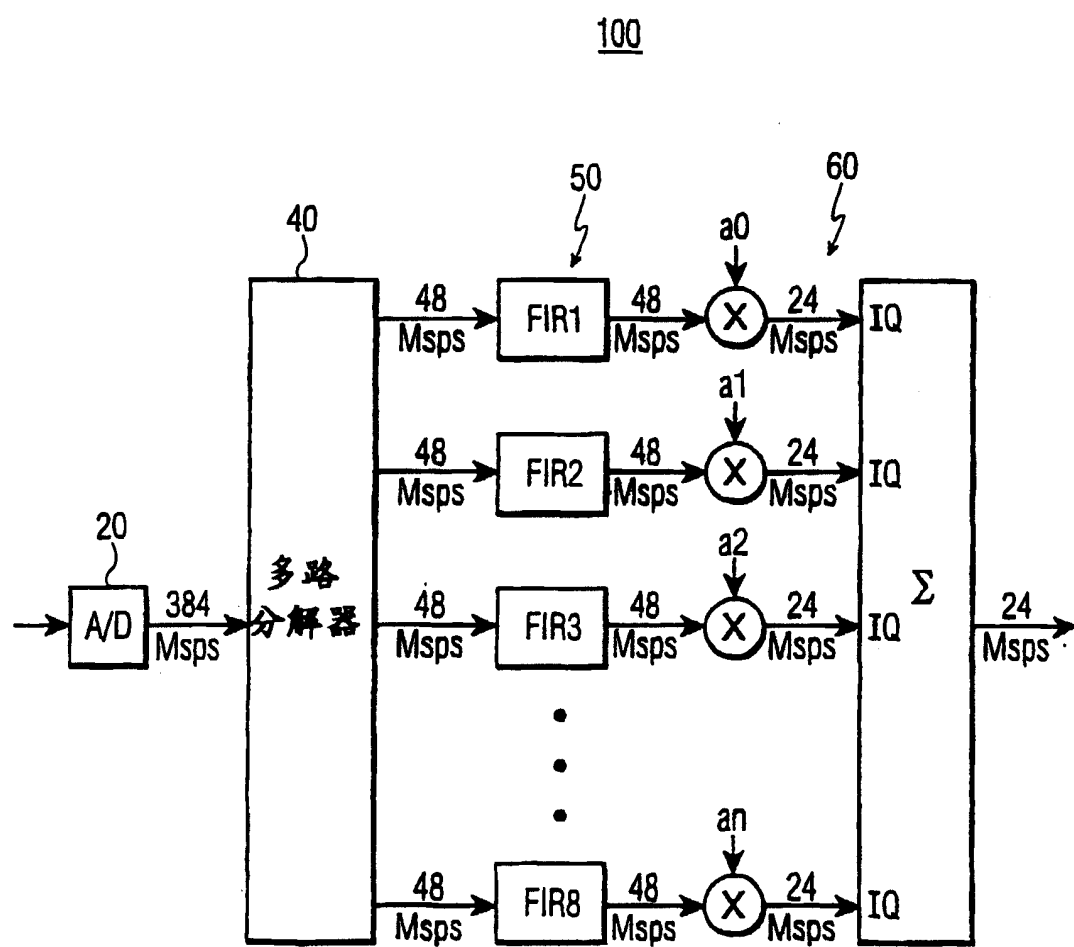
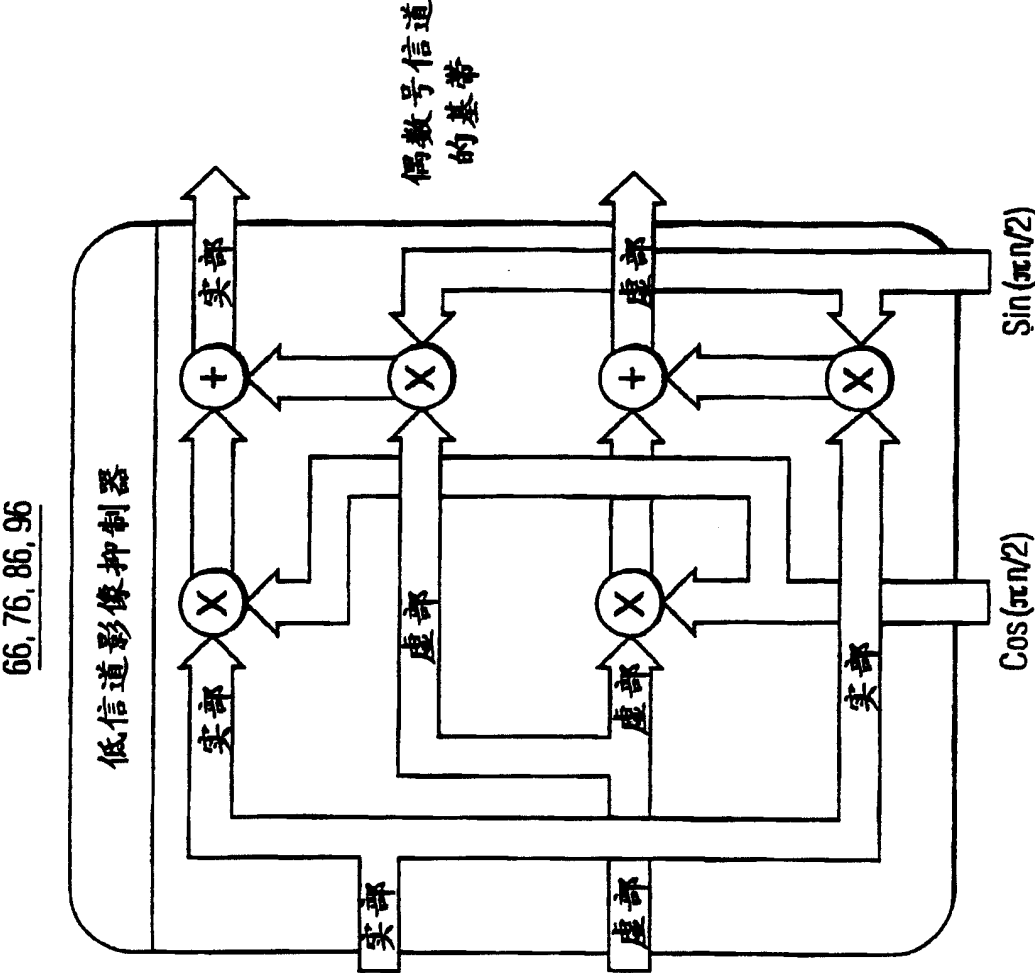


图 7



中心为1/4采样速率的
奇数和偶数信道的和

图 8

900

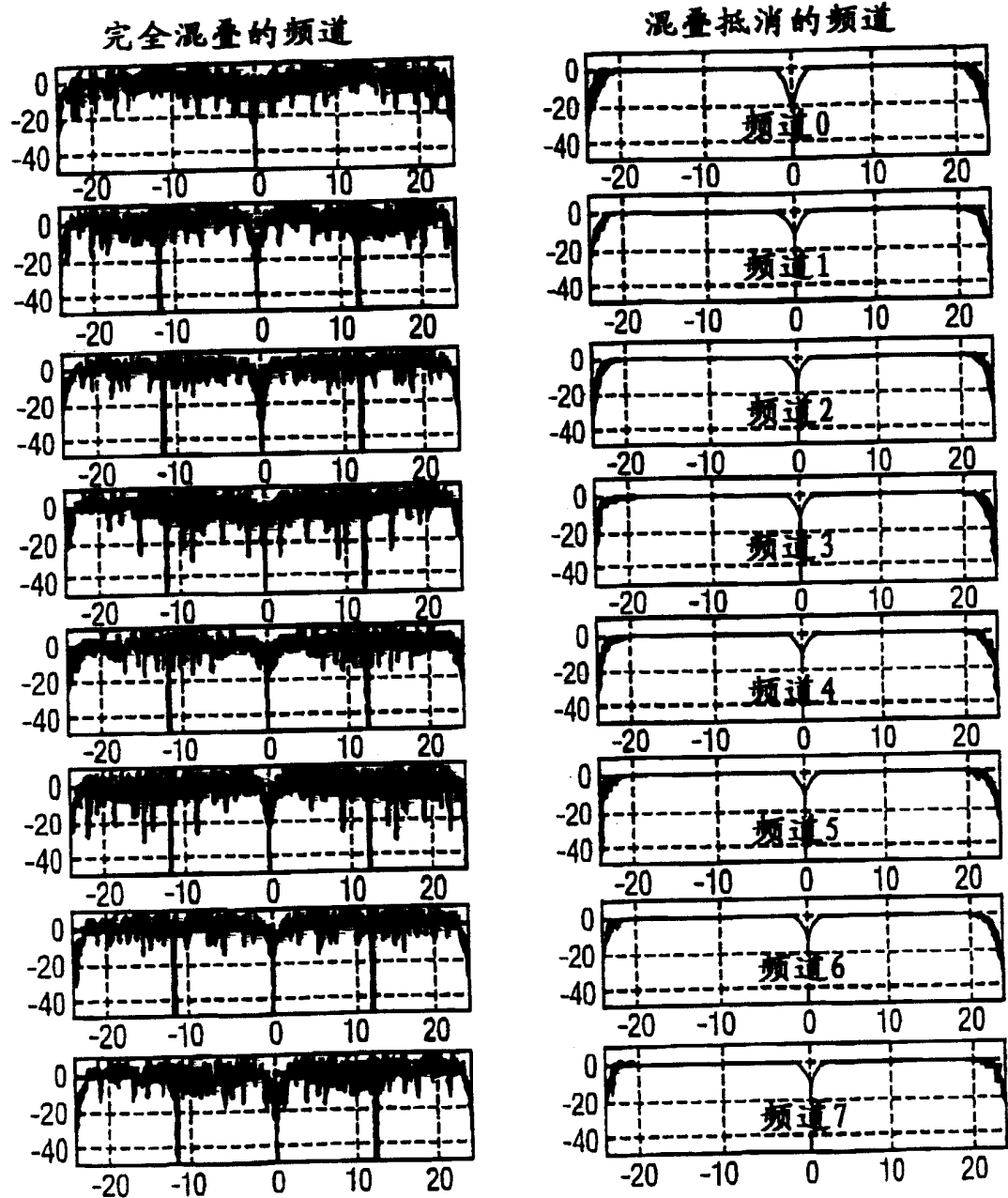


图 9

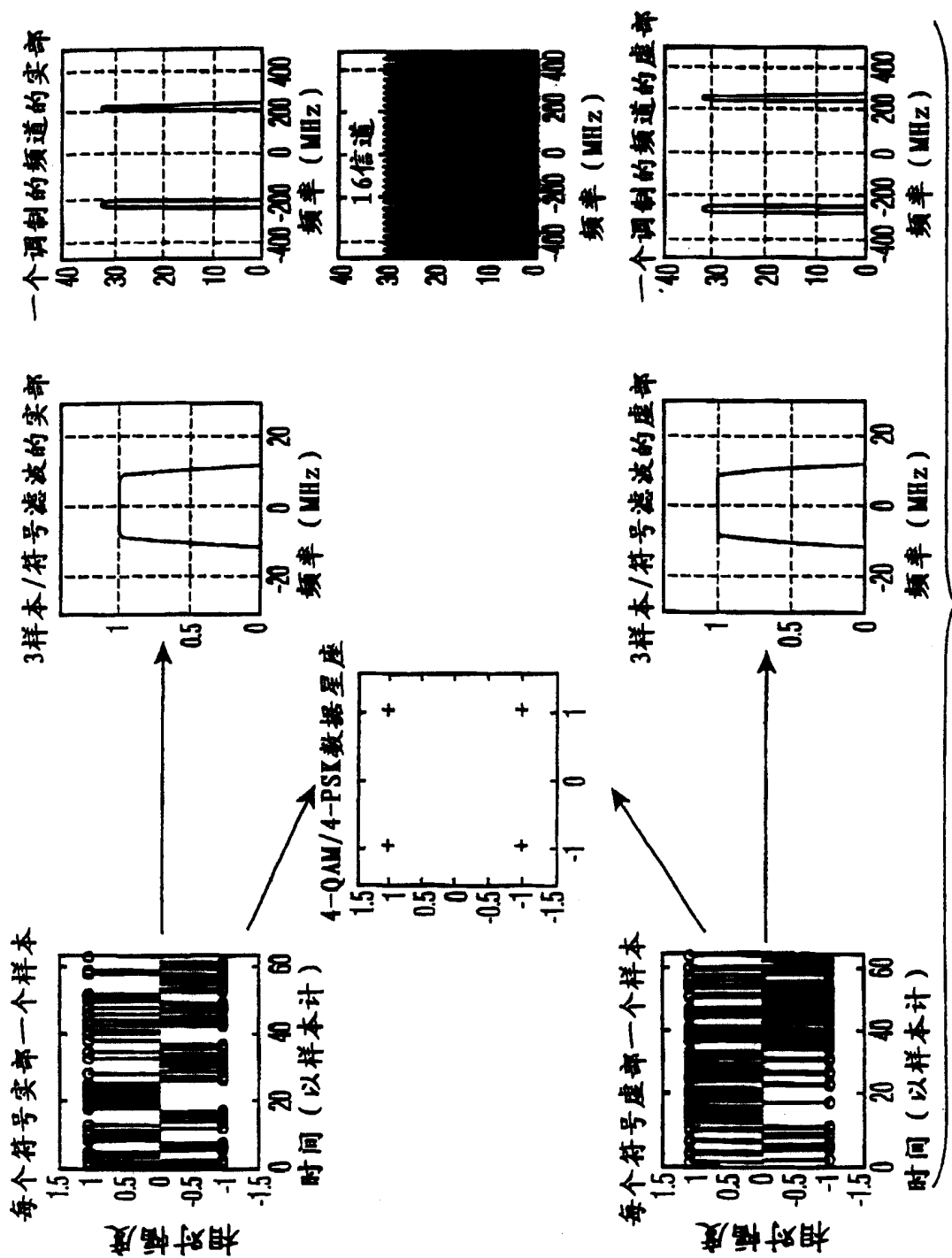


图 10

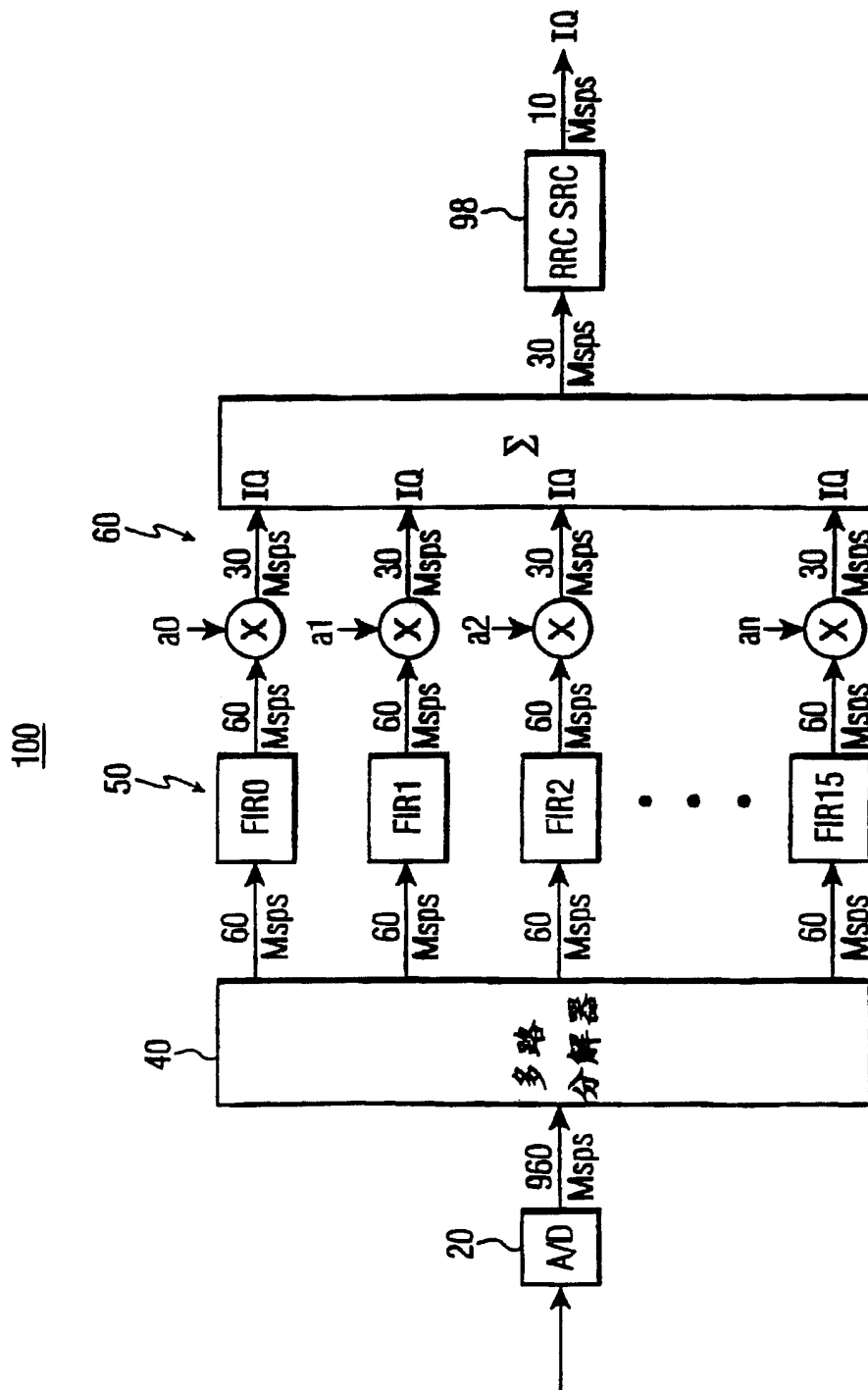


图 11

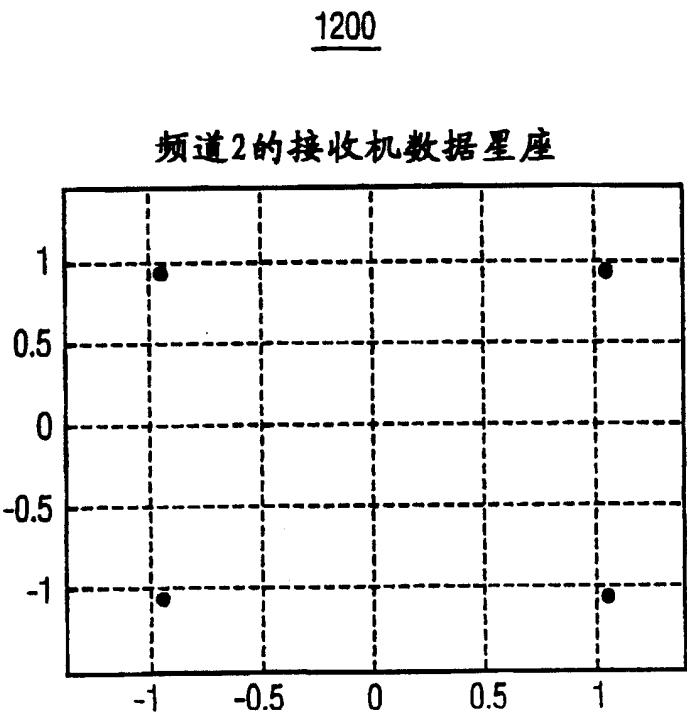


图 12