

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04N 7/015

H04L 27/04



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 00126037.5

[45] 授权公告日 2005 年 3 月 16 日

[11] 授权公告号 CN 1193608C

[22] 申请日 2000.8.24 [21] 申请号 00126037.5

[30] 优先权

[32] 1999.8.24 [33] US [31] 09/382232

[71] 专利权人 汤姆森许可公司

地址 法国布洛涅斯迪克斯

[72] 发明人 D·L·麦尼利

审查员 梁军丽

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

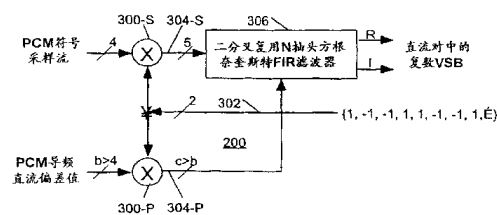
代理人 王勇 陈景峻

权利要求书 4 页 说明书 22 页 附图 9 页

[54] 发明名称 一种脉码调制直流对中残留边带转换器

[57] 摘要

一种数字 VSB 调制器(200)包括一个调制器,每符号 1-采样的连续 PCM 符号信号采样的前进采样的数据流作为一个调制信号施加到该调制器。一个采样的载波流(302),在该信号采样速率出现,作为一个载波输入施加到该调制器(300-S)。该载波流例如由 1, -1, -1, 1 采样值的重复的 4-采样-序列组成。调制器(300-S)的输出施加到一个二分叉多路复用的 N-抽头方根奈奎斯特 FIR 滤波器(306),其产生一个 VSB 二分叉复数输出信号,该信号具有每符号 1-采样的采样值的 DC 对中的实(±R)采样的数据输出流和每符号 1-采样的采样值的 DC 对中的虚(±I)采样的数据输出流。



1. 一种包括一个每符号 1 - 采样的脉码调制直流对中残留边带转换器的设备，其特征在于：

5 第一装置，响应在一给定采样频率速率作为一个输入施加到它的每符号 1 - 采样的连续的脉码调制符号采样的前进采样数据流，用于在所说给定的采样频率的所述速率导出每符号 1 - 采样的采样值的前进直流对中实采样数据输出流，其中在所说采样数据输出流的 4 连续的每符号 1 - 采样的采样值的任一序列中的每 1 - 采样值相应于一个前进数据调制的余弦波的一周期的 4 个象限的不同的一个象限；以及

10 一个二分叉多路复用 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器，响应于来自所说第一装置的所说实采样数据输出流，用于导出每符号 1 - 采样的采样值的各个直流对中的实和虚采样数据输出流作为其的复数输出，其中 N 是大于 0 的整数。

2. 按权利要求 1 定义的设备，其特征在于所说第一装置包括：

15 一个调制器 (300 - S)；

一个连接到所说调制器的一调制输入端的每符号 1 - 采样的连续脉码调制符号采样的所说前进采样数据流的源；以及

20 一个连接到所说调制器的一载波输入端的在所说给定采样频率速率上出现的前进采样载波流的源 (302)，其中所说采样的载波流是由 1, -1, -1, 1 采样值的重复的 4 采样序列组成；

由此，所说调制器导出连接到所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器一输入端的每符号 1 - 采样的采样值的所说实被采样数据输出流。

3. 按权利要求 2 定义的设备，其特征在于所说第一装置还包括：

25 一个第二调制器 (300 - P)，具有连接到所说前进采样载波流的所说源的一个载波输入端；

一个连接到所说第二调制器调制输入端的脉码调制导频直流偏移值的源；以及

30 其中来自所说第二调制器的采样值的一个被采样的实被调制输出流连接到所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的第二输入端。

4. 按权利要求 2 定义的设备，其特征在于所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的数 N 是一个给定的奇数，以及所说 N - 抽头

方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器包括:

由所有偶数抽头组成的第一 $(N+1)/2$ - 抽头子滤波器从所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的偶数抽头 0 到偶数抽头 $N-1$ 增大;

- 5 由所有奇数抽头组成的第二 $(N-1)/2$ - 抽头子滤波器从所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的奇数抽头 1 到奇数抽头 $N-2$ 增大;

其中来自所说第一装置的每符号 1 - 采样的采样值的所说实被采样数据输出流连接到所说第一子滤波器的所有所说 $(N+1)/2$ - 抽头和所说第二子滤波器的所有所说 $(N-1)/2$ 抽头作为输入端; 以及

- 10 延迟电路 (314), 包括在所说第一和第二子滤波器中, 以及在第一和第二多路复用位置之间触发的多路复用器, 用于 (1) 当所说多路复用器占据第一多路复用位置时, 把来自所说第一子滤波器的实采样的数据输出流送往来自所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的所说实采样的数据输出流, (2) 当所说多路复用器占据所说第一多路复用位置时, 把来自所说第二子滤波器的虚采样的数据输出流送往来自所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的所说虚采样的数据输出流, (3) 当所说多路复用器占据第二多路复用位置时, 把来自所说第二子滤波器的实采样的数据输出流送往来自所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的所说实采样的数据输出流, 以及 (4) 当所说多路复用器占据所说第二多路复用位置时, 把来自所说第一子滤波器的虚采样的数据输出流送往来自所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的所说虚采样的数据输出流, 其中所说延迟装置在来自所说第一和第二子滤波器的所说采样的数据输出流的等时出现的采样值之间引入
- 20 1 时钟周期的相对延迟; 以及
- 25

其中来自所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的所说实和虚采样的数据输出流的等时出现的采样值定义相同符号。

5. 按权利要求 4 定义的设备, 其特征在于所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器是一个输入加权的 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器。
- 30

6. 按权利要求 5 定义的设备, 其特征在于所说输入加权的 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器包括:

第一组 2-采样周期延迟锁存器，每一个与所说第一子滤波器的偶数抽头 2 到偶数抽头 $N-1$ 的不同的一个相关；

第一组加法器，其相应的每个连接在所说第一组 2-采样周期延迟锁存器的相应的每一个之间，和其每一个与所说第一子滤波器的偶数抽头的不同的一个相关；

第一组乘法器，其每一个具有连接到所说第一子滤波器的所说第一组加法器的不同的一个的输出端，并且具有来自所说第一装置作为一被乘数输入施加的所说实采样的数据输出流和作为一乘数输入施加的一个系数值；

第 2 组 2-采样周期延迟锁存器，每一个与所说第二子滤波器的奇数抽头 3 到奇数抽头 $N-2$ 的不同的一个相关；

第二组加法器，其相应的每一个连接在所说第二组 2-采样周期延迟锁存器的相应的每一个之间，以及其每一个与所说第二子滤波器的奇数抽头的不同的一个相关；

第二组乘法器，其每一个具有连接到所说第二子滤波器的所说第二组加法器的不同的一个的输出端，并且具有来自所说第一装置作为一被乘数输入施加的所说实采样的数据输出流和作为一乘数输入施加的一个系数值。

7. 按权利要求 6 定义的设备，其特征在于所说延迟电路包括在所说第一子滤波器和第二子滤波器中，包括：

一个 1-采样周期延迟锁存器 (316_11)，在所说第一子滤波器中，用于将和采样值的采样的数据输出流从所说偶数抽头 0 加法器转送到所说多路复用器的第一输入端；以及

一个 2-采样周期延迟装置 (316_12、316_22)，在所说第二子滤波器中，用于将合计采样值的采样数据输出流从所说奇数抽头 1 加法器转送到所说多路复用器的第二输入端。

8. 按权利要求 7 定义的设备，其特征在于：

执行所说转送的在所述第二子滤波器中的 2-采样周期延迟装置包括串联连接的第一 1-采样周期延迟锁存器 (316_12) 和第二 1-采样周期延迟锁存器 (316_22)；

一个加法器 (320)，具有连接在所说第二子滤波器中的所说串联连接的第一 1-采样周期延迟锁存器的输出端和所说串联连接的第二 1

- 采样周期延迟锁存器的输入端之间的一个输入端和输出端，还具有用于接收采样值的实采样的导频输出流的一个第二输入端。

9. 按权利要求 8 定义的设备，其特征在于所说第一装置还包括：

5 一个第二调制器，具有连接到所说前进采样载波流的所说源的一个载波输入端；

一个脉码调制导频直流偏移值的源，连接到所说第二调制器的一个调制输入端；以及

其中所说采样值的实采样的导频输出流由所说第二调制器提供。

10. 一种转换每符号 1 - 采样的脉码调制数据到每符号 1 - 采样的直流对中信号的方法，其特征在于：

在给定采样速率提供所说每符号 1 - 采样的脉码调制数据；

提供采样值的重复 4 采样序列的一个载波流；

用所说每符号 1 - 采样的脉码调制数据调制所说载波流；以及

15 用二分叉多路复用 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器滤波被调信号，以产生具有每符号 1 - 采样的采样的相应直流对中的实和虚采样数据输出流的二分叉复数输出信号，其中 N 是大于 0 的整数。

11. 按权利要求 10 的方法，其特征在于还包括步骤：

提供一个脉码调制导频直流偏移值；

20 用所说脉码调制导频直流偏移值调制所说载波流，以产生一个第二被调信号；以及

根据所说第二被调信号合并采样值的一个前进采样的实被调输出流作为对所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的一个第二输入。

一种脉码调制直流对中残留边带转换器

5 技术领域

本发明涉及各种处理数字采样的前进流的方法。当这些数字采样被一起应用时，它们适用于一种残留边带（VSB）数字调制器中，这种数字调制器将导出选择中心在 63 MHz（频道 3），69 MHz（频道 4）或 5.38 MHz IF（基带）的用于电视接收机的 6 MHz 带宽的输入信号，以及更具体的用于压缩数字电视接收机或置顶盒。

背景技术

参考论文是 Hauge 等的“ATSC Re-modulator system.（ATSC 二次调制器系统）”，IEEE Transactions on Consumer Electronic, Vol. 44, NO.3, August, 1998。这篇论文揭示了 VSB 数字二次调制器在各种数字产品（例如，地面数字广播，卫星，数字电缆置顶盒，电缆调制解调器，DVD，DVCR，PC 等）和数字 TV 接收机之间实现互连。这样的 VSB 数字二次调制器对 VCR 和视频游戏机中现存的模拟二次调制器而言是数字等同物。

存在着简单且廉价的接近数字二次调制的需要，使得能够提供 VSB 数字二次调制器的一种集成电路（IC）的实施。该二次调制器有选择性地导出频道 3，频道 4 或基带信号。

发明内容

本发明的目的是提供一种数字脉码 - 调制（PCM）DC - 对中残留边带（VSB）转换器，它包括一个调制器，每符号 1 - 取样的连续的 PCM 符号取样的前进取样的数据流施加到该调制器作为一个调制信号。在信号采样速率上出现的一个被采样的载波流加到该调制器作为一个载波输入。该载波流由例如 1，-1，-1，1 采样值的重复的 4 采样序列组成。

由该调制器导出的一个信号施加到一个二分叉多路复用 N - 抽头方根奈奎斯特 FIR 滤波器，它产生出一个 VSB 二分叉复数输出信号，该二分叉复数输出信号具有每符号 1 - 采样的采样值的 DC - 对中的实（ $\pm R$ ）采样数据输出流以及每符号 1 - 采样的采样值的 DC - 对中的虚（ $\pm I$ ）采样数据输出流。

本发明提供了一种包括一个每符号 1 - 采样的脉码调制直流对中残留边带转换器的设备，其特征在于：第一装置，响应在一给定采样频率速率作为一个输入施加到它的每符号 1 - 采样的连续的脉码调制符号采样的前进采样数据流，用于在所给定的采样频率的所述速率导出每符号 1 - 采样的采样值的前进直流对中实采样数据输出流，其中在所采样数据输出流的 4 连续的每符号 1 - 采样的采样值的任一序列中的每 1 - 采样值相应于一个前进数据调制的余弦波的一周期的 4 个象限的一个象限；以及一个二分叉多路复用 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器，响应于来自所说第一装置的所说实采样数据输出流，用于导出每符号 1 - 采样的采样值的各个直流对中的实和虚采样数据输出流作为其的复数输出，其中 N 是大于 0 的整数。

其中，所说第一装置包括：一个调制器；一个连接到所说调制器的一调制输入端的每符号 1 - 采样的连续脉码调制符号采样的所说前进采样数据流的源；以及一个连接到所说调制器的一载波输入端的在所给定的采样频率速率上出现的前进采样载波流的源，其中所说采样的载波流是由 1, -1, -1, 1 采样值的重复的 4 采样序列组成；由此，所说调制器导出连接到所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器一输入端的每符号 1 - 采样的采样值的所说实被采样数据输出流。

所说第一装置还包括：一个第二调制器，具有连接到所说前进采样载波流的所说源的一个载波输入端；一个连接到所说第二调制器调制输入端的脉码调制导频直流偏移值的源；以及其中来自所说第二调制器的采样值的一个被采样的实被调制输出流连接到所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的第二输入端。

所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的数 N 是一个给定的奇数，以及所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器包括：由所有偶数抽头组成的第一 $(N+1)/2$ - 抽头子滤波器从所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的偶数抽头 0 到偶数抽头 N-1 增大；由所有奇数抽头组成的第二 $(N-1)/2$ - 抽头子滤波器从所说 N - 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的奇数抽头 1 到奇数抽头 N-2 增大；其中来自所说第一装置的每符号 1 - 采样的采样值的所说实被采样数据输出流连接到所说第一子滤波器的所有所说 $(N+1)/2$ - 抽头和所说第二子滤波器的所有所说 $(N-1)/2$ 抽头作为输入端；以及一个延迟电路，

包括在所说第一和第二子滤波器中，以及在第一和第二多路复用位置之间触发的多路复用器，用于（1）当所说多路复用器占据第一多路复用位置时，把来自所说第一子滤波器的实采样的数据输出流送往来自所说 N-抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的所说实采样的数据输出流，（2）当所说多路复用器占据所说第一多路复用位置时，把来自所说第二子滤波器的虚采样的数据输出流送往来自所说 N-抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的所说虚采样的数据输出流，（3）当所说多路复用器占据第二多路复用位置时，把来自所说第二子滤波器的实采样的数据输出流送往来自所说 N-抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的所说实采样的数据输出流，以及（4）当所说多路复用器占据所说第二多路复用位置时，把来自所说第一子滤波器的虚采样的数据输出流送往来自所说 N-抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的所说虚采样的数据输出流，其中所说延迟装置在来自所说第一和第二子滤波器的所说采样的数据输出流的等时出现的采样值之间引入 1 时钟周期的相对延迟；以及其中来自所说 N-抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的所说实和虚采样的数据输出流的等时出现的采样值定义相同符号。

所说 N-抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器是一个输入加权的 N-抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器。

所说输入加权的 N-抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器包括：

第一组 2-采样周期延迟锁存器，每一个与所说第一子滤波器的偶数抽头 2 到偶数抽头 N-1 的不同的一个相关；第一组加法器，其相应的每个连接在所说第一组 2-采样周期延迟锁存器的相应的每一个之间，和其每一个与所说第一子滤波器的偶数抽头的不同的一个相关；第一组乘法器，其每一个具有连接到所说第一子滤波器的所说第一组加法器的不同的一个的输出端，并且具有来自所说第一装置作为一被乘数输入施加的所说实采样的数据输出流和作为一乘数输入施加的一个系数值；第 2 组 2-采样周期延迟锁存器，每一个与所说第二子滤波器的奇数抽头 3 到奇数抽头 N-2 的不同的一个相关；第二组加法器，其相应的每一个连接在所说第二组 2-采样周期延迟锁存器的相应的每一个之间，以及其每一个与所说第二子滤波器的奇数抽头的不同的一个相关；第二组乘法器，其每一个具有连接到所说第二子滤波器的所说第二组加法器的不同的一个的输出端，并且具有来自所说第一装置作为一被乘数输入施加

的所说实采样的数据输出流和作为一乘数输入施加的一个系数值。

所说延迟电路包括在所说第一子滤波器和第二子滤波器中，包括：
一个 1-采样周期延迟锁存器，在所说第一子滤波器中，用于将和采样
值的采样的数据输出流从所说偶数抽头 0 加法器转送到所说多路复用器
的第一输入端；以及一个 2-采样周期延迟装置，在所说第二子滤波器
中，用于将合计采样值的采样数据输出流从所说奇数抽头 1 加法器转送
到所说多路复用器的第二输入端。

其中，执行所说转送的在所述第二子滤波器中的 2-采样周期延迟
装置包括串联连接的第一 1-采样周期延迟锁存器和第二 1-采样周期
延迟锁存器；一个加法器，具有连接在所说第二子滤波器中的所说串联
连接的第一 1-采样周期延迟锁存器的输出端和所说串联连接的第二 1
-采样周期延迟锁存器的输入端之间的一个输入端和输出端，还具有用
于接收采样值的实采样的导频输出流的一个第二输入端。

所说第一装置还包括：一个第二调制器，具有连接到所说前进采样
载波流的所说源的一个载波输入端；一个脉码调制导频直流偏移值的
源，连接到所说第二调制器的一个调制输入端；以及其中所说采样值的
实采样的导频输出流由所说第二调制器提供。

本发明还提供了一种转换每符号 1-采样的脉码调制数据到每符号
1-采样的直流对中信号的方法，其特征在于：在给定采样速率提供所
说每符号 1-采样的脉码调制数据；提供采样值的重复 4 采样序列的一
个载波流；用所说每符号 1-采样的脉码调制数据调制所说载波流；以
及用二分叉多路复用 N-抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器滤波被
调信号，以产生具有每符号 1-采样的采样的相应直流对中的实和虚采
样数据输出流的二分叉复数输出信号，其中 N 是大于 0 的整数。

所述方法还包括步骤：提供一个脉码调制导频直流偏移值；用所说
脉码调制导频直流偏移值调制所说载波流，产生一个第二被调信号；以
及根据所说第二被调信号合并采样值的一个前进采样的实被调输出流作
为对所说 N-抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应滤波器的一个第二输入。

附图说明

图 1 是装置的功能方框图，包括一个 VSB 数字调制器。该 VSB 数
字调制器用于从数字化 PCM 采样流导出到 HDTV 的输入信号。该数字
化 PCM 采样流作为从流源到该调制器的输入被传递。

图 2 是图 1 所示 VSB 数字调制器的组成部分的功能方框图。

图 3 图解地表示图 2 所示的对直流对中的 VSB 每 PCM 符号 1 采样转换器的优选实施例。图 4 示意地表示图 3 所示的二分叉复用 N 抽头方根奈奎斯特 FIR (有限脉冲响应) 滤波器的细节。

5 图 5、6 和 7 一起图示图 4 所示的二分叉复用 N 抽头方根奈奎斯特 FIR 滤波器的工作产生 VSB 转换器输出的方式。

图 8、9、10 和 11 表示图 2 所示的多标度数字调制器的一些实施例，这些实施例利用用于在预定采样频道速率导出采样数值流的第一设计方法，这些采样数值流规定用于频道 3、频道 4 和基带的各个数据调制载波频道。
10

图 12 表示图 2 的多标度数字调制器的一个实施例，该实施例利用用于在预定采样频率速率导出采样数值流的第二设计方法，这些采样数值流规定用于频道 3、频道 4 和基带的各个数据调制载波频率。

图 13、15 和 16 表示图 12 的复数载波发生器的替换实施例。

15 图 17 是说明由数模转换器输出的调制伪载波和要求的载波的图。

图 18 是表示由图 2 和图 19 所示的数字 $\sin x/x$ 补偿器实现在要求的载波上的改进的图解表示。

具体实施方式

在本说明的开头注意到，术语“直流对中的”指的是以 0Hz 频率为中心，而不是以直流幅度为中心。在本说明中，它一般是关系到以直流对中的信号调制带宽。
20

参照图 1，在那里示出 (1) 数字化脉码调制 (PCM) 信号采样流源 100，(2) 数字残留边带 (VSB) 调制器 102，(3) 数模 (D/A) 转换器 104 和 (4) 模拟滤波器 106。源 100 包括从中同数字处理电路一起
25 获得初始信号信息的数字产品，若有数字处理电路，则它被要求来增加附加要求信号信息和/或调整该信号信息的形式，借此从源 100 得到采样流输出，该采样流输出作为输入加到数字 VSB 调制器 102。在下面详细描述含有本发明特点的数字 VSB 调制器 102 的优选实施例。在任何情况下，从数字 VSB 调制器 102 的数字输出包含以给定的较高采样频率速率出现的调制数据采样流，在它被 D/A 转换器 104 转换成模拟信号后
30 有选择地产生频道 3，频道 4 或中心在 5.38MHz 的 IF 基带信号。在被 D/A 转换器 104 转换成模拟信号后，任何位于给定采样频率速率以上的

频率带宽之外的最后不想要的频率分量被模拟滤波器 106 移出。

如图 2 所示, 数字 VSB 调制器 102 包括对直流对中的复数 VSB 每 PCM 符号 1 采样转换器 200(在下面结合图 3-7 详细描述), 数字 $\sin x/x$ 补偿器 202, 多标度数字调制器 204 (在下面结合图 8-16 详细描述) 和无符号转换器 206 (在下面详述)。

从源 100 来的信号 PCM 采样流作为输入加到 VSB 转换器 200, 该转换器导出 2 个标志为实数 (R) 和虚数 (I) 复数形式的 VSB 输出流, 这 2 个输出流作为输入加到 $\sin x/x$ 补偿器 202。从 $\sin x/x$ 补偿器 202 来的 2 个输出流, 仍标志为复数形式, 作为输入加到多标度数字调制器 204, 该调制器导出标志为 R 形式的单个输出流, 这个输出流作为输入经无符号转换器 206 被传递到 D/A 转换器 104 (亦即, 由无符号转换器 206 进行的运算是将相同的正(+)幅值加到该单个输出流的每个符号的标志为 ($\pm$) 的幅值。其中, 给定的正幅值足以导致从无符号转换器 206 的输出流的每个符号的和幅值是正的, 因此所有作为输入加到 D/A 转换器 104 的符号采样只有正值)。

为在描述本发明的优选实施例时说明的目的, 假定 (1) 作为输入加到 VSB 转换器 200 的每个 PCM 符号采样流包括确定 3 位 (8VSB) 或 4 位 (16VSB) 在 10.76MHz 的采样频率时钟速率出现的实数据的 4 位; (2) 每个 VSB 转换器 200 和数字 $\sin x/x$ 补偿器工作在 10.76MHz 的采样频率时钟速率; 以及 (3) 多标度数字调制器 204 的输入和输出采样频率时钟速率分别是 10.76MHz 和 86.08MHz (即 8 倍 10.76MHz), 而多标度数字调制器 204 的工作采样频率时钟速率也可至少包括一个 86.08MHz 的子谐波、中频 10.76MHz 和 86.08MHz。

现在参照图 3, 除了作为输入加到 VSB 转换器 200 的上述 4 位 PCM 符号采样流外, VSB 转换器 200 还有一个较精确的 PCM 导频直流值, 按 $b > 4$ 位加以规定, 对它可利用来调节导频音幅度到所要求的电平。这个 $b > 4$ 位 PCM 导频直流值作为调制信号加到调制器 300-P, 而每个流的 4 位 PCM 符号采样作为调制信号加到调制器 300-S。由数字符号值 {1、-1、-1、1} 组成的重复的 4 位序列的在 10.76MHz 采样频率速率出现的前进流 302 作为直流对中的载波加到调制 300-P 也加到调制器 300-S。为 {1、-1、-1、1、1、-1、-1、1、1...} 的采样的该前进流可被看作确定函数 $\cos(\pi \cdot n/2 - \sin \pi \cdot n/2) = 1.414 \cdot \cos(\pi \cdot n/2 + \pi/4)$ 的每个连续周

期的象限值。在这里，1.414 是 $\sqrt{2}$ 的有理近似， n =符号指数。于是，从调制器 300-P 的调制导频输出流 304-P 和从调制器 300-S 的调制数据输出流 304-S 构成用于确定编码形式的复数信号；即，这样的实信号包含在其每个周期的每个象限采样的前向符号调制正弦波。其中，实

5 “cos”分量包含 $\pm$ 符号的非零值，它们不用编码构成相应复数信号的 $\pm$ 标志的非零值的 R 分量，但实“sin”分量包含零值，它们以编码形式构成相应复数信号的零值的 $\pm$ I 分量。所以，作为输入加到二分叉复用 N 抽头方根奈奎斯特有限脉冲响应（FIR）滤波器 306 的调制导频输出流 304-P 和调制数据信号输出流 304-S 都是每符号只包括 1 个采样的直流

10 流对中信号。然而，如图 3 所示出的，滤波器 306 导出包括复数直流对中 VSB 符号采样的前进流的一个输出，其中 $\pm$ R 分量和 $\pm$ I 分量都有非零值。

更特别的是，N 抽头方根奈奎斯特 FIR 滤波器 306 是具有奇数的抽头（例如 55 个抽头）的单个滤波器。然而，如图 4 所示，N 抽头方根奈奎斯特 FIR 滤波器 306 被组成第一输入加权 $(N+1)/2$ 抽头 FIR 子滤波器 308（即，例如 28 抽头子滤波器），第二输入加权 $(N-1)/2$ 抽头 FIR 子滤波器 310（即，例如 27 抽头子滤波器，以及多路复用器 311。

第一子滤波器 308 包括所有偶数编号的抽头 0、2、4、... $(N-3)$ 和 N 抽头方根奈奎斯特 FIR 滤波器 306 的 $(N-1)$ ，而第二子滤波器 310 包括所有奇数编号的抽头 1、3、5、... $(N-4)$ 和 N 抽头方根奈奎斯特 FIR 滤波器 306 的 $(N-2)$ 。结构上，第一子滤波器 308 包括（1）各个乘法器装置 312_{n-1} 、 312_{n-3} ... 312_2 和 312_0 ，每个具有作为乘法器输入加到那里的系数 a_{n-1} 、 a_{n-3} ... a_2 和 a_0 中相应一个的适当值，（2）同 1 采样周期延迟锁存器 316_n （采样频率 10.76MHz）一起的各个 2 采样周期

20 延迟锁存器 314_{n-1} 、 314_{n-3} ... 314_4 和 314_2 ，以及（3）加法器 318_{n-3} 、... 318_2 和 318_0 。结构上，第二子滤波器 310 包括（1）各个乘法器装置 312_{n-2} 、 312_{n-4} 、... 和 312_1 ，每个具有作为乘法器输入加到那里的系数 a_{n-2} 、 a_{n-4} 、... 和 a_1 中相应一个的值，（2）同 1 采样周期延迟锁存器 316_{12} 和 316_{22} 一起的各个 2 采样周期延迟锁存器 314_{n-2} 、 314_{n-4} 、... 314_5 （未示出）和 314_3

25 （未示出），以及（3）同加法器 320 一起的加法器 318_{n-4} 、... 318_1 。此外，直流对中数据信号输出流 304-S 的每个连续出现的符号采样的值是作为被乘数输入同时加到第一子滤波器 308 的乘法器装置 312_{n-1} 、

312_{n-3}、...312₂ 和 312₀ 的每一个和加到第二子滤波器 310 的乘法器装置 312_{n-2}、312_{n-4}、...和 312₁ 的每一个。另外，直流对中导频输出流 304 - P 的每个连续出现的采样的值在由 X 时钟延迟 322（这里，x =（中心抽头指数）模 4）对其起动后作为加数输入加到加法器 320。

5 显然，滤波器 306 和其二分叉子滤波器 308 和 310 中的每一个是实数的（即，非复数的）滤波器。然而，子滤波器 308、子滤波器 310 和乘法器 311 的组合一起工作提供从滤波器 306 的复数输出。首先，子滤波器 308 和 310 中的每一个的工作导致在其输出上的采样数据流，该采样数据流在每个连续 4 采样序列包含标志 R 和 I 的采样值。其次，从子
10 滤波器 308 的数据输出流 324 受到比从子滤波器 310 的数据输出流 326 受到的总延迟长一个时钟周期的总延迟。所以，在从子滤波器 308 的数据输出流 324 的±R 和±I 采样之间的作为 10.76MHz 采样频率周期的函数的相对关系以及在从子滤波器 310 的数据输出流 326 的±R 和±I 采样之间的作为 10.76MHz 采样频率周期的函数的相对关系如下：

15 表 1

采样周期	1	2	3	4	5	...
输出 324	R	- I	- R	I	R	...
输出 326	- I	- R	I	R	- I	...

然而，如图 4 所示，从子滤波器 308 和 310 的数据输出流 324 和 326 作为数据输入流加到多路复用器 311。多路复用器 311 以 10.76MHz 的采样频率时钟速率触发每个采样周期，以便（1）在每个奇数采样周期将从子滤波器 308 的数据输出流 324 连接到±R 数据输出流 328 和在每个
20 偶数采样周期将从子滤波器 308 的数据输出流 324 连接到±I 数据输出流 330 以及（2）在每个奇数采样周期将从子滤波器 310 的数据输出流 326 连接到±I 数据输出流 330 和在每个偶数采样周期将从子滤波器 310 的数据输出流 326 连接到±R 数据输出流 328。所以，在作为连续采样周期的函数的数据输出流 330 的±I 采样和作为连续采样周期的函数的输出 328 的±R 采样之间的相对关系如下：

25 表 2

采样周期	1	2	3	4	5	...
输出 328	R	- R	- R	R	R	...
输出 330	- I	- I	I	I	- I	...

现在参照图 5、6 和 7。图 5 表示每个连续采样在归化幅度值 1 的区域中的关系，该采样是在作为采样在实数 - 虚数平面（其中粗线 400 表示在表 1 的采样周期 1 的输出 324 采样的位置）中的位置的函数从第一子滤波器 308 的采样流输出 324 中的。图 6 表示每个连续采样在归一化幅度值 1 的 Z 域中的关系，该采样是在作为采样在实数 - 虚数平面（其中粗线 400 现在表示在表 1 的采样周期 1 的输出 326 采样的位置）中的位置的函数从第二子滤波器 310 的采样流输出 326 中的。通过将图 6 与图 5 比较，明显的是图 6 表示图 5 的顺时针 1/4 时序周期旋转。多路复用器 311 的工作有效地将从第一子滤波器 308 的采样流输出 324 和从第二子滤波器 310 的采样流输出 326 相加。图 7 表示这个和的采样流中的每个连续采样在归一化幅度值的 Z 域中的关系（如由表 2 的输出 328 和 330 所表示的）。如图 7 所示出的，在第一个 1/4 序列周期和第四个 1/4 序列周期的 1 的归一化幅度值下降到第二个 1/4 序列周期和第三个 1/4 序列周期的 0 的归一化幅度值。结果是，上 VSB 信号能量被捕获，而下边带能量被排除。于是，图 4 所示的实数输出 328 和虚数输出 330 构成图 3 所示滤波器 306 的直流对中复数 VSB 输出。

上述具有导频音幅度控制的对直流对中的 VSB 的每 PCM 符号 1 采样转换器比常规的具有导频音幅度控制的对直流对中的 VSB 每 PCM 符号 2 采样转换器在硬件实现上明显地简单和低廉。首先，每 PCM 符号只需 1 个采样而不是 2 个采样简化硬件实现 50%。第二，利用实数调制器 300-S 和 300-P，不是复数调制器，进一步简化硬件实现。第三，利用单个二分叉实数 n 抽头方根奈奎斯特 FIR 滤波器，而不是利用 2 个（即复数的实数和虚数） n 抽头方根奈奎斯特 FIR 滤波器提供滤波器硬件的另外 50% 节省。第四，利用单个二分叉实数 n 抽头方根奈奎斯特 FIR 滤波器允许一种独特导频幅度控制方法，该方法提供硬件的另外 35% 节省。第五，无需复数数字从所述对直流对中 VSB 每 PCM 符号 1 采样转换器产生复数的输出这一事实进一步简化硬件实现。

参照图 2 将看到，在本发明的该优选实施例中，数字 $\sin x/x$ 补偿器位于从转换器 200 的直流对中复数 VSB 采样流输出（以 10.76MHz 采样频率速率出现）和到多标度数字调制器 204 的输入之间。这是因为在较低的 10.76MHz 采样频率速率比在较高的采样频率速率实现数字 $\sin x/x$ 补偿更可取。在较高采样频率速率补偿通常具有更高的耗散、高电流和

产生更多的不希望有的电磁干扰 (EMI) 的缺点。但是, 可以在多标度数字调制器 204 中对载波的任何实际的复数 $\pm R$ 和 $\pm I$ 数据采样流的调制之前以任何系统中的采样频率速率 (包括 86.08MHz) 进行数字 $\sin x/x$ 补偿。所以, 多标度数字调制器 204 将在详述 $\sin x/x$ 补偿器 202 之前被
5 详述。

多标度数字调制器 204 响应作为输入加到那里的以 10.76MHz 的采样频率速率出现的每符号 1 采样的 $\pm R$ 和 $\pm I$ 流, 用作用户控制的调制输出, 有选择地导出 (1) 中心在 -23.08MHz 的比较低伪载波频率的每符号 8 采样的 $\pm R$ 流, (2) 中心在 -17.08MHz 的更低伪载波频率的每符号 8 采样的 R 流, 或 (3) 中心在 5.38MHz 的甚低载波频率的每符号 8 采样的 $\pm R$ 流。所有这些输出流以 86.08MHz 采样频率速率出现。 -23.08MHz 数字输出流在由无符号转换器 206 和 D/A 转换器 104 转换成模拟量后产生不要求的符号流调制的 23.08MHz 模拟信号和要求的符号流调制的 63MHz (频道 3) 模拟镜像 (即, $63\text{MHz} = (86.08 - 23.08)\text{MHz}$)。类似地, -17.08MHz 数字输出流产生不要求的符号流调制的 17.08MHz 模拟信号和要求的符号流调制的 69MHz (频道 4) 模拟镜像信号 (即, $69\text{MHz} = (86.08 - 17.08)\text{MHz}$)。5.38MHz 数字输出流直接产生要求的符号流调制的 5.38MHz 模拟信号。
10 15

按照下述的如图 8-11 所示的第一优选方法或下述的如图 12-16 所示的第二优选方法可以完成多标度数字调制器 204。两个方法都使用以重复短序列的前进流形式的复指数载波的调制, 在某些方面类似于图 3 中所示的重复短序列的前进流。更特别的是, 该调制器包括用于再采样调制信号的一个再采样器, 由备有指数载波的复数调制器跟接。选择再采样比例以便指数载波可以由在输出采样速率出现的重复较短数值序列来实现。可由内插产生指数载波序列。用于产生载波的理想内插滤波器由下列函数表示:
20 25

$$\frac{\sin\left(\pi \cdot \frac{t}{T}\right)}{\left(\pi \cdot \frac{t}{T}\right)},$$

该函数是无穷量延伸的、无因果的, 且只是有理论兴趣的。但是, 由于重复短序列的前进流的周期性和假定的无穷量, 在给定时间加到该

重复短序列前进流的任何脉冲响应宽度的任何滤波器的输出是该短序列的采样的加权和。下面的表 3 表示某些复指数载波和短序列之间的关系，表中 n = 采样指数。

$e^{j2n\pi/3}$	1, $-0.5+(\pm j*0.866)$, $-0.5-(\pm j*0.866)$
$e^{j2n\pi/2}$	1, $\pm j$, -1 , $\mp j$
$e^{jn\pi/3}$	1, $0.5+(\pm j*0.866)$, $-0.5+(j*0.866)$, -1 , $-0.5-(j*0.866)$, $0.5-(j*0.866)$,
$e^{jn\pi/4}$	1, $0.707+(\pm j*0.707)$, $-(\pm j)$, $-0.707+(\pm j*0.707)$, -1 , $-0.707-(\pm j*0.707)$, $-(\pm j)$, $0.707-(\pm j*0.707)$

如果一个序列中的项数是 4 或更少，对所有内插函数的选择引起可忽略的误差。如果一个序列中的项数是 6 或 8，对某些内插函数（包括用在由多标度数字调制器 204 应用的前述第一或第二实施方法中的内插函数）引起可忽略的误差。

现在参照图 8，那里示出第一实现方法的例子，该方法用于根据从 $\sin x/x$ 补偿器 202 加到那里作为输入的每符号 1 采样 $\pm R$ 和 $\pm I$ 流导出作为多标度数字调制器输出的中心在 -23.08MHz 的每符号 8 采样 $\pm R$ 流（用于产生频道 3 信号）。若数据流在 6.24MHz 被采样，通过计算每一个 10.76MHz 采样可能具有的内插值，采样速率转换器 500 将有效地降低 10.76MHz $\pm R$ 和 $\pm I$ 数据流采样到 6.24MHz 。具体说，这样的内插值包含比例系数 $10.76/6.24$ ，它等于 $269/156$ （即，一串以 10.76MHz 采样频率速率的 269 个采样周期在时间长度上等值于以 6.24MHz 采样频率速率的一串只是 156 个的采样周期）。但是，在该优选实施例例中，在从采样速率转换器 500 的输出上的 $\pm R$ 和 $\pm I$ 流的实际采样频率速率（它作为数据输入加到复数第一调制器 502）仍保持在 10.76MHz 。

根据上述讨论，到第一调制器 502 的载波输入 $e^{-jn\pi/2}$ 构成在 10.76MHz 的采样频率速率上的重复 4 采样序列 1, $-j$, -1 , j 的一个前进流。调制器 502 独立地将相应的在到调制器 502 的载波输入端上的前进流的采样与在到调制器 502 的数据输入端上的 R 和 I 流的每个采样相乘以提供两个积流，这两个积流的每一个既包含 R 流又包含 I 流。但是，调制器 502 包括一个多路复用器，工作上类似于上述多路复用器 311，用于分配两个积流的所有 R 积采样到来自调制器 502 的 R 输出流以及用于分配两个积流的所有 I 积采样到来自调制器 502 的 I 输出流（对于来自第一调制器 502 的 R 和 I 输出是指示 $-6.24/4=-1.56\text{MHz}$ 流的，该流是以

10.76MHz 采样频率速率被采样)。

来自第一调制器 502 的 R 和 I 输出流作为输入加到采样速率转换器 504 它利用 86.08MHz 时钟和内插, 将在 10.76MHz 采样频率速率的每符号 1 采样转换成在 86.08MHz 采样频率速率的每符号 8 采样, 并且如果指示的第一调制的 6.24MHz 流在 86.08MHz 采样, 通过计算每个实际 86.08MHz 采样可能具有的内插值, 将有效地上行采样指示的第一调制的 6.24MHz 流到 86.08MHz。具体说, 这样的内插值包含比例系数 $6.24/86.08$, 它与 $39/538$ 等值 (即, 一串在指示的 6.24MHz 采样频率速率的只是 39 个的采样周期在时间长度上等值于一串在 86.08MHz 采样频率速率的 538 个采样周期。所以, 在来自采样速率转换器 504 的输出端上的 R 和 I 流 (它们作为数据输入加到复数第二调制器 506) 的采样频率速率现在是在 86.08MHz。

根据上述讨论, 加到第二调制器 506 的载波 $e^{-jn\pi/2}$ 构成在 86.08MHz 的采样频率速率的重复 4 采样序列 1、-j、-1、j 的前进流。调制器独立地用在到调制器 506 的载波输入端上的前进流的相应采样乘在到调制器 506 的数据输入端上的 R 和 I 流的每个采样以提供 2 个积流, 每个积流包含 R 和 I 采样 (来自第一调制器 502 的 R 和 I 输出流中的每一个是指示 $-6.24/4=-1.56$ MHz 流的, 该流以 10.76MHz 采样频率速率被采样)。但是, 调制器 506 包括一个多路复用器, 在其工作上类似于上述多路复用器 311, 用于分配 2 个积流的所有 R 积采样到来自调制器 506 的 R 输出流, 以及用于分配两个积流的所有 I 积采样成“废料”, 所以只来自调制器 506 的 R 输出流被作为输入传递到 D/A 转换器 104 (如图 8 的方框 508 所示的)。

由于从第一调制器 502 的输出流包含由输入到那里的每个连续的 $e^{-jn\pi/2}$ 载波的 4 采样序列的影响引起的中心在 $-6.24/4=-1.56$ MHz 的指示频率的符号调制分量, 第二调制器 506, 它与第一调制器 502 级联, 并接收作为输入的该-1.56MHz 对中的符号调制分量, 导出 R 输出流, 该输出流包含中心在-1.56MHz, $-86.08/4=-21.52$ MHz 和结果互调频率 $-1.56 + (-21.52) = -23.08$ MHz 的符号调制分量。正是来自多标度数字调制器 204 的 R 输出流的这个 -23.08MHz 符号被调分量在从 D/A 转换器 104 的模拟信号输出中产生它的 63MHz (频道 3) 镜像。

应注意到, 当采样速率转换器 500 利用的比例系数 $269/156$ 或采样

速率转换器 504 利用的比例系数 $39/538$ 都不是整数时, 这些比例系数的级联积 $269/156 \times 39/538 = 8$ 是整数, 它在数值上恰等于来自采样率转换器 504 的每符号 8 采样输出流的 86.08MHz 采样频率速率对到采样速率转换器 500 的每符号 1 采样输入流的 10.76MHz 采样频率速率之比。因此, 5 采样速率转换 500 没有使用 6.24MHz 时钟这一事实不影响来自采样速率转换器 504 或第二调制器 506 的每符号 8 采样输出流的内插符号值的准确度。

现在参照图 9, 那里示出一种第一实现方法, 该方法用于根据来自 $\sin x/x$ 补偿器 202 作为输入加到那里的每符号 1 采样的 R 和 I 流导出作 10 为多标度数字调制器输出的中心在 -17.08MHz (用于产生频道 4 信号) 的每符号 8 采样 R 流。第一, 采样速率转换器 600a 不同于上述采样速率转换器 500 之处在于 10.76MHz R 和 I 流被有效地上行采样到 17.76MHz 。即, 如果由 10.76MHz 采样信号表示的信号实际上在 17.76MHz 采样, 则计算已出现的内插采样。具体说, 这样的内插值包 15 含等值于 $444/429$ 的比例系数 $17.76/10.76$ (即, 以一串 17.76MHz 采样频率速率的 444 个采样周期在时间长度上等值于一串以 17.76MHz 采样频率速率的只 269 个采样周期)。第二, 不是输入到上述第一调制器 502 的 $e^{-jn\pi/2}$ 载波, 输入到第一调制器 602a 的载波是 $e^{-jn\pi/2}$, 它构成重复 4 采样 1、j、-1、-j 的前进流。第三, 采样速率转换器 604a 不同于上述 20 采样速率转换器 504 之处在于如果流在 86.08MHz 采样, 通过计算每个 17.76MHz 采样可能具有的内插值, 17.76MHz R 和 I 流被有效地上行采样到 86.04MHz 。具体说, 这样的内插值包含等值于 $269/111$ 的比例系数 $86.08/17.76$ (即, 以一串指示的 86.08MHz 采样频率速率的 269 个采样周期在时间长度上等值于一串以 17.76MHz 采样频率速率的 111 个采 25 样周期)。在其他方面, 图 9 的部件 600a、602a、604a、606a 和 608a 类似于图 8 的上述相应部件 500、502、504、506 和 508。

由于从第一调制器 602a 的输出流包含由输入到那里的 $e^{-jn\pi/2}$ 载波的每个连续 4 采样序列的影响引起的中心在 $17.76/4=4.44\text{MHz}$ 指示频率的符号调制分量, 第二调制器 606a, 它与第一调制器 602a 级联并接收作 30 为输入的这个 4.44MHz 中心的符号调制分量, 导出 R 输出流, 该 R 输出流包含中心在 4.44MHz , $-86.08/4=-21.52\text{MHz}$ 和结果要求的互调频率 $4.44+(-21.52)=-17.08\text{MHz}$ 的符号调制分量。正是从多标度数字调制

器 204 的 R 输出流的这个-17.08MHz 符号调制分量在从 D/A 转换器 104 输出的模拟信号中产生其 69MHz (频道 4) 镜像。

图 9 所示的一种硬件实现中的缺点是, 因为对其透明的小奈奎斯特百分比, 采样速率转换器 600a 需要是比较高质量的。然而, 通过用在上行采样 10.76MHz 到 35.52MHz 方面是有效的采样速率转换器 600b 替换采样速率转换器 600a, 允许在上行采样 35.52MHz 到 86.08MHz 方面是有效的采样速率转换器 604b 替换采样速率转换器 604a, 以图 10 所示的替换形式缓解上述需要。但是, 在图 10 的情况下, 有必要利用输入到采样速率转换器 604b 的 $e^{jn\pi/4}$ 载波 (其中 $e^{jn\pi/4}$ 构成在 86.08MHz 的采样频率速率的前向重复 8 采样序列 1, $0.707+(\pm j*0.707)$, $-(\pm j)$, $-0.707+(\pm j*0.707)$, -1 , $-0.707-(\pm j*0.707)$, $-(\pm j)$, $0.707-(\pm j*0.707)$, 以便第二调制器 606b 导出 R 输出流, 该 R 输出流包括中心在 4.44MHz, $-86.08/4=-21.5$ MHz 的符号调制的分量和来自多标度数字调制器 204 的该 R 输出流的符号调制分量的结果要求的互调频率 $4.44+(-21.52)=-17.07$ MHz, 该多标度数字调制器 204 在 D/A 转换器的模拟输出信号中产生其 69MHz (频道 4) 镜像。

在前述设备中, 如部件 600a 或 600b 这样的再采样器实际上勿需以再采样速率 (例如 17.76MHz) 提供采样。所需要的是如果对那个速率再采样, 则可能出现产生大量的采样, 增加的采样数用指数载波序列连续进行调制。该调制通过应用重复载波序列完成, 使得连续的采样由连续的序列值加以调制。所有这些可在可利用的时间内完成, 因为 86.08MHz 时钟可利用实现采样的内插, 产生, 例如, 上行采样值。这些值可被储存在储存器中, 然后为在任意采样速率上的调制而读出。所以, 只要在对应于输入采样周期的间隔内产生, 需要数目的采样 (每输入采样), 就也可以以任意采样速率进行例如再采样器 604a 或 604b 的内插 (实现实时操作)。但是, 由输出调制器 (例如 606a 或 606b) 提供的调制值必须以预定速率 (例如 86.08MHz) 出现以便产生要求的调制载波频率。

现在参照图 11, 在那里示出用于导出中心在 5.38MHz IF 的每符号 8 采样 R 流 (用于产生基带信号) 的第一实现方法。从 $\sin x/x$ 补偿器 202 来的每符号 1 采样 R 和 I 流加到采样速率转换器 700。采样速率转换器 700 上行采样 10.76MHz R 和 I 流到 21.52MHz。由于 21.52MHz 的比例

恰是 10.76MHz 的两倍，通过利用用于采样转换器 700 的 21.52MHz 采样速率时钟和在 10.76MHz R 和 I 流的每对连续采样之间插入零值采样，然后用那对的采样值的平均值代替它的零值可以按常规地完成这种转换。

- 5 输入到调制器 702 的载波 $e^{jn\pi/2}$ 构成以 21.52MHz 采样频率速率的重复 4 采样序列 1、j、-1、-j 的前进流。调制器 702 独立地用到调制器 702 的载波输入端的前进流的相应采样乘到调制器 702 的数据输入上的 R 和 I 流的每个采样，提供其每一个包含 R 和 I 流的两个积流。但是，调制器包括在其工作上类似于上述多路复用器 311 的多路复用器，用于分配
- 10 两个积流的所有 R 积采样到来自调制器 702 的 R 输出流和用于分配两个积流的所有 I 积采样到来自调制器 702 的 I 输出流（来自第一调制器 702 的 R 和 I 输出流中的每一个都是 5.38MHz 流），它在 21.52 采样频率速率被采样。

- 需要采样速率转换器 704 来上行采样来自第一调制器 702 的数据的
- 15 21.52MHz 采样速率 R 和 I 数据输出流到来自采样速率转换器 704 的数据的 86.08MHz 采样速率 R 和 I 数据输出流。通过利用用于采样速率转换器 704 的 86.08MHz 采样速率时钟和在 21.52MHz R 和 I 流的每对连续采样之间插入 3 个零值采样，然后用适当的内插采样值代替那对的 3 个零值的每一个，可按常规地完成这种转换。这导致在 86.08MHz 采样
- 20 频率速率来自多标度数字调制器 204 的 R 输出流的符号调制数据分量，该分量在来自 D/A 转换器 104 输出的模拟信号中产生要求的 5.38MHz 中频基带。

- 在第一个被多标度数字调制器 204 利用的方法中，图 11 所示的只需单个的复数调制器的实施与图 8、9 和 10 所示的每种需要两个级联复
- 25 数调制器的各个实施不同。但是，在所有这些第一方法的实施中，作为输入从复数调制器 502、602a、602b 和 702 加到采样速率转换器 504、604a、604b 和 704（它们将每符号 1 采样转换到每符号 8 采样）的复数 R 和 I 输入流中的每一个都包含已被数据符号值调制的一个或多个复数载波频率的采样值。

- 30 图 12 所示的被多标度数字调制器利用的第二个方法中，在 86.08MHz 采样频率速率工作的每符号 1 采样到每符号 8 采样转换器 800 具有作为输入加到那里的来自 $\sin x/x$ 补偿器 202 的复数 $\pm R$ 和 $\pm I$ 输入流

中的每一个和作为调制输入从其加到复数调制器 802 的尚未调制的数据符号值的复数 $\pm R$ 和 $\pm I$ 输出流中的每一个。以 86.08MHz 采样频率速率工作的复数载波发生器 804 导出复数 $\pm R$ 和 $\pm I$ 载波输出流, 它们有选择地确定用于频道 3 的固定幅值 - 23.08MHz 伪载波的采样值 (由固定幅值 - 21.52 和 - 1.56MHz 频率的复数积产生), 用于频道 4 的固定幅值 - 17.08MHz 伪载波的采样值 (由固定幅值 - 21.52 和 4.44MHz 频率的复数积产生) 或用于基带的一固定幅值 5.38MHz 的采样值。来自复数载波发生器 804 的复数 $\pm R$ 和 $\pm I$ 载波输出流作为载波输入加到复数调制器 802。以 86.08MHz 采样频率速率出现的从复数载波发生器 804 的调制数据符号值的复数 $\pm R$ 和 $\pm I$ 输出流作为输入加到方框 806, 它只传递 $\pm R$ 输出流到无符号转换器 206。

一个第一复数发生器 804 的结构实施例包括图 15 所示的采样的复数频率发生器, 连同图 13 所示的相位控制装置, 其产生 5 个作为输入加到图 15 的采样的复数频率发生器的相位控制值的前进流。如图 13 所示, 这 5 个前进流包括 (1) μ 和 18μ 前进流, 它们确定在给定的 (即 86.08MHz) 采样频率 F_s 出现的所要求的采样正弦频率 F_0 (即用于频道 3 的 1.56MHz 或用于频道 4 的 4.44MHz) 的前向 $\pm R$ 和 $\pm I$ 流的相位值在图 15 产生所需要的相位控制值, 和 (2) 也由图 15 的采样的复数频率发生器需要的 P_{LSB} 、 P_{MSB} 和 P_{MDSB} 前进矩形定时波形。

参照图 13, 常数值 J (其中, 对于频道 3, $J = 39$; 对于频道 4, $J = 111$) 作为第一加数加到加法器 900。每个从第一加法器 900 的和输出流的连续值, 在被锁存器 902 延迟 1 个给定的 (即 86.08MHz) 采样频率 F_s 的采样周期后, 作为输入加到模数 $K = 538$ 二进制逻辑装置 904。从逻辑装置 904 的输出流的每个值作为第二加数加到第一加法器 900 和作为第一加数加到第二加法器 906。无论在什么时候模数 K 二进制逻辑装置 904 的输入值在 1 和 $k-1$ (其中 $k-1=537$) 之间, 从那里的输出值等于那个输入值, 但是, 无论什么时候到那里的输入值高于 $K-1$ (例如 $K \geq 538$), 从那里的输出值等于那个输入值减 K (例如 $K = 538$)。于是, 第一加法器 900、锁存器 902 和模数 K 二进制逻辑装置共同工作从装置 904 导出一个输出值, 每个采样周期它按 J 的正值增加直到正的累积值高于正的 K 值为止, 在这时正 K 值从这个累积值减去。 $-K/2$ (例如 $-K/2 = -269$) 作为第二加数加到第二加法器 906。所以, 从第二加

法器 906 的输出流的各个和值是以 0 值为中心的（不是具有全正值）落在从 -269 到 +268 的范围内并构成到图 15 所示的采样复数频率发生器的 μ 相位控制输入流， μ 相位控制输入流在方框 908 中被 18 乘后形成一个输出流，该输出流构成到图 15 所示的这个采样复数频率发生器的 18 μ 相位控制输入流。

模数 K 二进制逻辑 904 每次它从它的累积值减去 K 值时将一个轮转时钟作为输入加到 2 位二进制计数器 910 和延迟触发器 912。从计数器 910 的最低有效位 P_{LSB} 和最高有效位 P_{MSB} 输出流的各个二进制状态作为定时输入流加到图 15 所示的采样复数频率发生器。此外，从计数器 910 的 P_{MSB} 输出流作为输入流加到延迟触发器 912，从延迟触发器 912 的输出流加到异或门 914 的第一输入端。一个选择的指数符号值，它对应图 15 中所示的相对于从其 $\pm I$ 输出流的相位符号的采样复数频率发生器的 $\pm R$ 输出流的所要求的相位符号，被施加到异或门 914 的第二输入端。从异或门 914 的输出流构成到图 15 所示的采样复数频率发生器的 P_{MDSB} 定时控制输入流。

现在参照图 15， P_{MDSB} 定时控制输入加到 9 个 1 采样周期（例如 86.08MHz 周期）延迟锁存器 1000-1 到 1000-9 链； P_{LSB} 定时控制输入加到 6 个 1 采样周期锁存器 1001-1 到 1001-6 链； P_{MSB} 定时控制输入加到 9 个 1 采样周期延迟锁存器 1002-1 到 1002-9 链； μ 相位控制输入加到 7 个 1 采样周期延迟锁存器 1003-1 到 1003-7 链；以及 18 μ 相位控制输入加到包括 10 个 1 采样周期延迟锁存器 1004-1 到 1004-10 的 R 链。

紧跟着 R 链的延迟锁存器 1004-1、1004-3、1004-6 和 1004-9 中的每一个的是符号 (S) 电路 1005-1、1005-3、1005-6 和 1005-9 中的相应的一个。符号电路 1005-1 和 1005-6 中的每一个的符号值按照从延迟锁存器 1001-1 和 1001-6 中的相应一个的输出的二进制值确定。由于倒向器 1006-3 的存在，符号电路 1005-3 的符号值按照从延迟锁存器 1001-3 的输出的二进制值的负值确定。符号电路 1005-9 的符号值按照从延迟锁存器 1000-9 的输出的二进制值确定。

紧跟着 R 链的延迟锁存器 1004-2、1004-5 和 1004-8 中的每一个的是加法器 1007-2、1007-5 和 1007-8 中的相应一个。数值 31 被加法器 1007-2 加到从延迟锁存器 1004-2 的输出值上；数值 41 被加

法器 1007-5 加到从延迟锁存器 1004-5 的输出值上；以及，数值 26 被加法器 1007-8 加到从延迟锁存器 1004-8 的输出值上。

紧跟着 R 链的延迟锁存器 1004-4 和 1004-7 中的每一个的是乘法器 1008-4 和 1008-7 中的相应一个。乘法器 1008-4 它执行第一复指数调制函数的 R 部分，用从延迟锁存器 1003-4 的输出值乘从延迟锁存器 1004-4 的输出值，乘法器 1008-7，它执行第二复指数调制函数的 R 部分，用从延迟锁存器 1003-7 的输出值乘从延迟锁存器 1004-7 的输出值。从图 15 的锁存器 1004-10 的输出值流构成从复数载波发生器 802 的 $\pm R$ 输出流。数字电路设计的专业人员会认识到，一个形式 $\alpha\mu^3 + \beta\mu^2 \pm \kappa\mu + \rho$ 的多项式函数描述从加法器 1007-8 输出的信号。在图 15 的示例电路中， α 、 β 、 κ 和 ρ 的数值分别是 18、31、41 和 26。在处理链中的最后符号电路 1005-9 有效地用确定结果信号极性的重复数值序列乘产生的数值。

通过加从延迟锁存器 1004-1 的输出流 18μ （即延迟 1 采样周期的到图 15 的 18μ 输入流）到 I 链（它除了不存在与延迟锁存器 1004-1 对应的延迟锁存器外与前述 R 链对应），在图 15 上导出从复数载波发生器 802 的 $\pm I$ 输出流。具体说，I 链包括延迟锁存器 1009-2 到 1009-10，符号电路 1010-1, 1010-3, 1010-6 和 1010-9，加法器 1011-2、1011-5 和 1011-8，以及乘法器 1012-4 和 1012-7。

由于倒相器 1006-1 和 1006-6 的存在，符号电路 1010-1 和 1010-6 中的每一个的符号值按照从延迟锁存器 1001-1 和 1006-6 中的相应一个的输出的二进制值的负数确定。符号电路 1010-3 的符号值按照从延迟锁存器 1001-3 的输出的二进制值确定。符号电路 1010-9 的符号值按照从延迟锁存器 1002-9 的输出的二进制值确定。

I 链的加法器 1011-2、1011-5 和 1011-8 执行与 R 链的加法器 1007-2、1007-5 和 1007-8 相同的功能，而 I 链的乘法器 1012-4 和 1012-7 执行与由乘法器 1008-4 和 1008-7 执行的 R 链第一和第二指数调制功能的 R 部分类似的第一和第二指数调制函数的 I 部分。可用多项式函数 $\pm 18\mu^3 \pm 31\mu^2 + 41\mu + 26$ 描述加法器 1011-8 的输出。符号电路 1010-9 确定 $\pm I$ 输出信号的极性。

在图 15 所示的采样复数频率发生器的工作中，由从这个采样复数频率发生器 $\pm R$ 和 $\pm I$ 采样输出流产生的波形的型式由乘 μ 的数值和加到 R

和 I 链的加法器的各个加数值确定。在目前情况下, 各个乘 μ 的数值 18 和 31、41 和 26 (加到 R 和 I 链的加法器的加数) 是最小假频能量 4 抽头内插值, 它们规定从这个采样复数发生器的 $\pm R$ 和 $\pm I$ 采样输出流的复数正弦波形。然而, 在这些 $\pm R$ 和 $\pm I$ 采样输出流的采样频率 F_s 产生的要求频率值 F_o 由加到图 15 的 μ 和 18μ 输入流的连续采样相位值确定 (因为频率等于相位变化的时间速率)。更具体说, 只要 $F_o/F_s \leq 1/4$, 比值 $4F_o/F_s$ 就等于图 13 中的 J/K 的整数比。于是, 对于 J 的 39 数值和对于 K 的 538 数值产生用于导出在用于频道 3 的 86.08MHz 采样频率的 -23.08MHz 伪载波的适当要求频率 -1.56MHz 和 -21.52MHz。类似地, 对于 J 的 111 数值和对于 K 的 538 数值产生用于导出在用于频道 4 的 86.08 采样频率的 -17.08MHz 伪载波的适当要求频率 4.44MHz 和 -21.52MHz。此外, 通过利用对于 J 的 269 整数值和对于 K 的 1076 整数值, 对 $F_s = 86.08\text{MHz}$ 导出要求的 5.38MHz 基带载波 F_o , 借此提供 $J/K = 1/4$ 。

在某些情况下, 通过在第二加法器 906 和 $\times 8$ 方框 908 之间插入图 14 所示的再定标器 916, 可以使实现硬件最少。例如, 在能有选择地导出 5.38MHz 基带载波, 适当的用于频道 3 的载波或适当的用于频道 4 的载波 (其中对于 J 有选择地利用数值 39、11 或 269) 的硬件中, 利用再定标器 916 或许是合乎希望的, 再定标器 916 的利用将增加用于导出用于频道 3 或频道 4 的适当载波的从 -269 延伸到 268 的数值范围到用于导出 5.38MHz 基带载波的 -538 到 537。

图 13 所示相位控制电路的益处是, 它可同图 15 一起使用产生精确的要求频率值, 并且它在其硬件实现中不需要相对复杂和花耗大的除法器。

图 16 示出一个替换的相位控制电路。图 16 替换相位控制电路的益处是, 产生的要求频率值是精确的。

现在参照图 16, 常数值 J 作为第一加数加到第一加法器 1100a。从第一加法器 1100a 的和输出流的每个连续值在被锁存器 1102a 延迟 1 个采样频率 F_s 的采样周期后作为输入加到模数 4K 二进制逻辑 1104a。从逻辑 1104a 的输出流的每个值作为第二加数加到第一加法器 1100a, 也作为输入加到 K 除法器 1105a。从 K 除法器 1105a 的第一输出流规定由那里计算的商数的连续的余数值, 并作为第一加数加到第二加法器

1106a, 它有作为第二加数施加的值 $-K/2$ 。从第二加法器 1106a 的输出流的各个和值, 它们处在从 $-K/2$ 到 $K/2 - 1$ 的范围, 构成到图 15 的 μ 相位控制输入, 是以值为中心的 (不是具有所有正值)。这个从相位控制输入的各个值在被方框 1108a 用 18 乘后形成构成到图 15 的 18μ 相位控制输入。

K 除法器 1105a 也导出第二输出流, 由于 $4K/K = 4$, 第二输出流规定由那里计算的商的整数部分值。于是, 第二输出流包括规定每个 2 位整数部分值的最低有效位的二进制状态的 P_{LSB} 定时控制流和规定每个 2 位整数部分值的最大有效位的二进制状态的定时控制 P_{MSB} 流, 这些定时控制 P_{LSB} 和 P_{MSB} 流作为输入加到图 15 和作为第一和第二输入加到异或门 1113a。从异或门 1113a 的输出流作为第一输入加到异或门 1114a。作为第二输入加到异或门 1114a 的是指数符号值, 该指数符号值对应于从图 15 所示采样复数频率发生器的 $\pm R$ 输出流的要求相位符号, 相对来自那里的 $\pm I$ 输出流的相位符号。从异或门 1114a 的输出流作为 P_{DMSB} 定时控制输入流加到图 15。

从多标度数字转换器 204 的采样 $\pm R$ 值的输出流在被无符号转换器 206 转换成全正的 (+) R 值的输出流后作为数字采样流加到 D/A 转换器 104 的输入端。从 D/A 转换器的模拟输出包含 6MHz 符号带宽信号, 中心在相对中心在伪载波频率 (-17.08 或 -23.08MHz) 的 6MHz 符号带宽信号或中心在 5.38MHz 的 6MHz 符号带宽基带信号的采样速率频率 (86.08MHz) 的镜像频率 (对于频道 4 的 69MHz 或对于频道 3 的 63MHz)。模拟滤波器具有这样的频率通带, 即它通过 69MHz 中心的频道 4 信号、 63MHz 中心的频道 3 信号和 5.38MHz 中心的基带信号, 但阻止符号调制的 -17.08 和 -23.08MHz 伪载波信号。

现在参照图 17, 该图是在 -86.08MHz 到 86.08MHz 频率范围上的 $\sin x/x$ 表达式的归一化幅值图。在图 17 上进一步表示的是 $\sin x/x$ 表达式对中心在各个感兴趣的频率 -69MHz (频道 4)、 -63MHz (频道 3)、 -23.08MHz 伪载波、 -17.08MHz 伪载波、 -5.38MHz 基带、 5.38MHz 基带、 17.08MHz 伪载波、 23.08MHz 伪载波、 63MHz (频道 3) 的 6MHz 带宽上的幅值的可变影响。只是在每个基带的 6MHz 带宽上的 $\sin x/x$ 表达式的频谱形状的倾斜率需要在它们的 6MHz 带宽上的修正 $x/\sin x$ 倾斜, 以便成为平的 (如图 18 所示, 用 $x/\sin x$ 表达式 1300 与频道 3, 频

道 4 和 5.38MHz IF 基带中的每一个的 6MHz 带宽相交)。

通过用 D/A 转换器 104 改变 DC 参考幅度获得对 5.38、63 和 59MHz 中心频率中的每一个的合适 $x/\sin x$ 增益值。但是，正是出现在调制载波的 $\pm R$ 和 $\pm I$ 复数采样数据流之前的数字 $\sin x/x$ 补偿器的工作在这些采样数据流的采样频率速率上提供在 6MHz 带宽上的频谱形状“倾斜度”的适当 $x/\sin x$ 倾斜修正。最好是，如图 2 所示， $\sin x/x$ 补偿器 202 紧靠在多标度调制器 204 之前，并以 10.76MHz 的采样频率速率工作。

以 10.76MHz 采样频率速率工作的 $\sin x/x$ 补偿器 202 能够进行在 6MHz 带宽上的 5.38、63 或 69MHz 的 $\sin x/x$ 频谱形状的简单但近似的线性斜坡 $x/\sin x$ 倾斜修正，或这些频谱形状中的任何一个的更精确的曲线拟合“倾斜” $x/\sin x$ 倾斜修正。

用下述 3 抽头方根奈奎斯特 FIR 滤波器实现近似处理。3 抽头方根奈奎斯特 FIR 滤波器根据从 VSB 转换器 200 到 $\sin x/x$ 补偿器 202 的 $\pm R$ 和 $\pm I$ 复数数据输入流中的每一个工作。

$$H_{\frac{x}{\sin(x)}}(z) = z^{-1} + \alpha \cdot j \cdot (1 - z^{-2})$$

15

该滤波器与后来将由 D/A 转换器 104 强加的“ $\sin x/x$ ”“倾斜”相反地预倾斜这些 $\pm R$ 和 $\pm I$ 复数输入流。但是，这种近似处理不是真正的倒置而导致“被修正的”频带的抛物线畸变。

因为 $\sin x/x$ 频谱形状的实际倾斜形状是非线性的，该近似预倾斜技术是次最佳的，但仍是有效的。具体说，近似预倾斜技术导致结果模拟信号方根引起的余弦形状，但电视接收机的均衡器可补偿这个残余劣化。

在非线性 $x/\sin x$ 预倾斜技术中，D/A 转换器 104 在要被补偿的频道中 $x/\sin(x)$ 特性被分解成围绕其频道中心的偶和奇对称部分。偶对称部分（为弓形）与实系数偶对称滤波器（围绕直流而不是围绕频道中心）匹配。奇对称部分等于 $\{x/\sin(x)/((1-2*\beta)+2*\beta)+*(\cos(2*\pi*f/fs))\}$ 并实际具有横跨在每符号 4 或更多采样的要求 6MHz 修正带宽上的残余线性形状（它不仅由加到 D/A 转换器 104 的调制载波数据流的每符号 8 采样满足）。该残余线性形状的奇对称部分与复数系数奇反对称滤波器匹配。

最好是，用级联的偶频谱对称滤波器和奇频谱反对称滤波器在数字

$\sin x/x$ 补偿器 202 中的滤波以 10.76MHz 采样频率速率在每符号 1 采样 $\pm R$ 和 $\pm I$ 复数直流对中数据流上发生。在 6MHz 频道带宽以 10.76M 符号/秒的符号速率, 补偿在 Z 域中产生超过 55% 的单位周期 ($z^{-1}=e^{-j\omega T_s}$, $T_s =$ 符号时间间隔)。虽然信号在属于特定模拟频道 (例如 TV 频道 3 或 4) 的数字 $\sin x/x$ 补偿器 202 中被修正, 和较早在 10.76MHz 采样频率速率上的每符号一个采样处理预修正, 但抵消的影响后来由计时的 D/A 转换器 104 以 8 倍高的 86.08MHz 采样频率速率引起。

在图 19 说明级联 $\sin x/x$ 补偿滤波器的示例性电路。它将被理解是 2 个 3 抽头横向滤波器的级联。使用大抽头数的滤波器可以得到较大的 $\sin x/x$ 补偿的准确度。

另外, 数字 $\sin x/x$ 补偿器 202 结合在工作上类似于上述 VSB 转换器 200 的多路复用器 311 多路复用器 (未示出)。它使得为实数的所有计算的 $x/\sin x$ 值作为 $\pm R$ 数据输出流从那里被传递和为虚数的所有计算的 $x/\sin x$ 值作为 $\pm I$ 数据输出流从那里被传递。

在数字 VSB 调制器 102 的实际硬件实现上, 利用 2 二进制码的补码实现所有计算。另外, 虽然本发明的许多上述特点的全部按数字 VSB 调制器 102 的环境被描述, 但应理解到, 这些发明特点中的一个或更多个的子集可以在各种与数字 VSB 调制器 102 不同的类型的设备中找到实用性, 例如在 (QAM) 或用 (OFDM) 调制器中找到应用。因此, 意图是本发明只被附加的权利要求的范围限定。

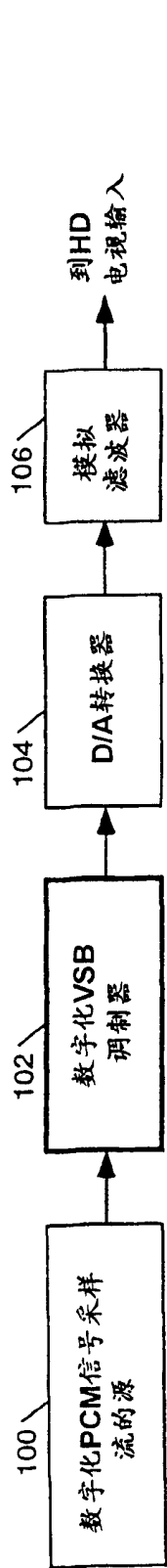


图 1

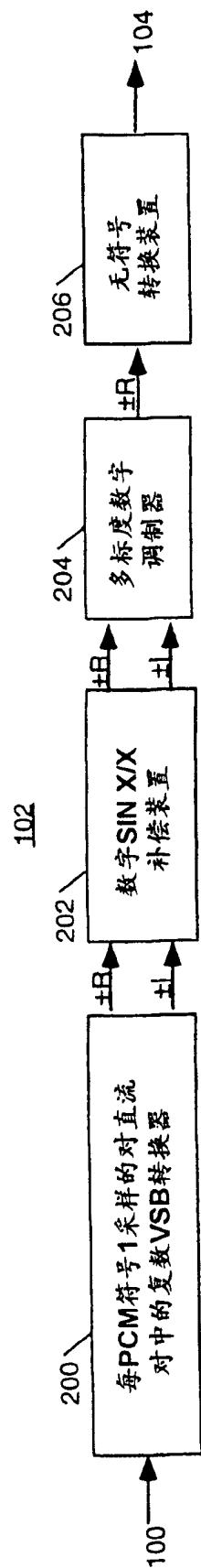


图 2

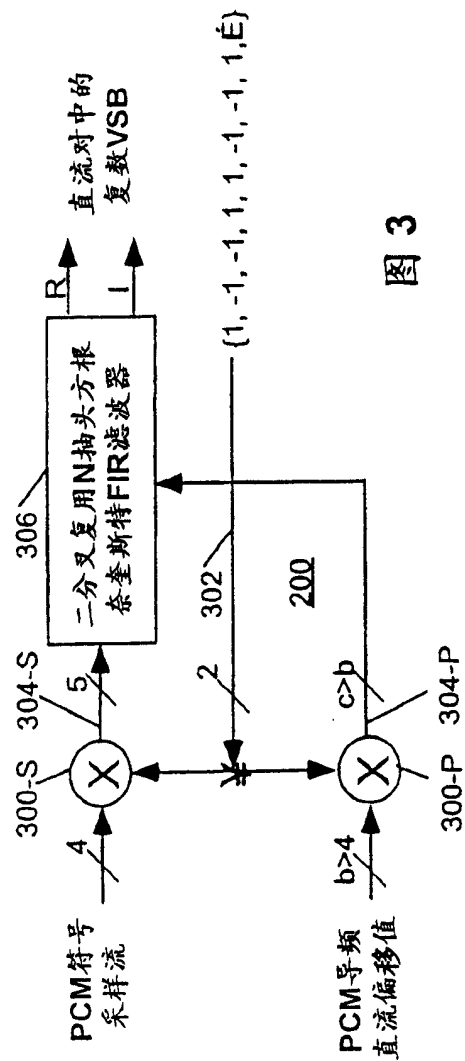


图 3

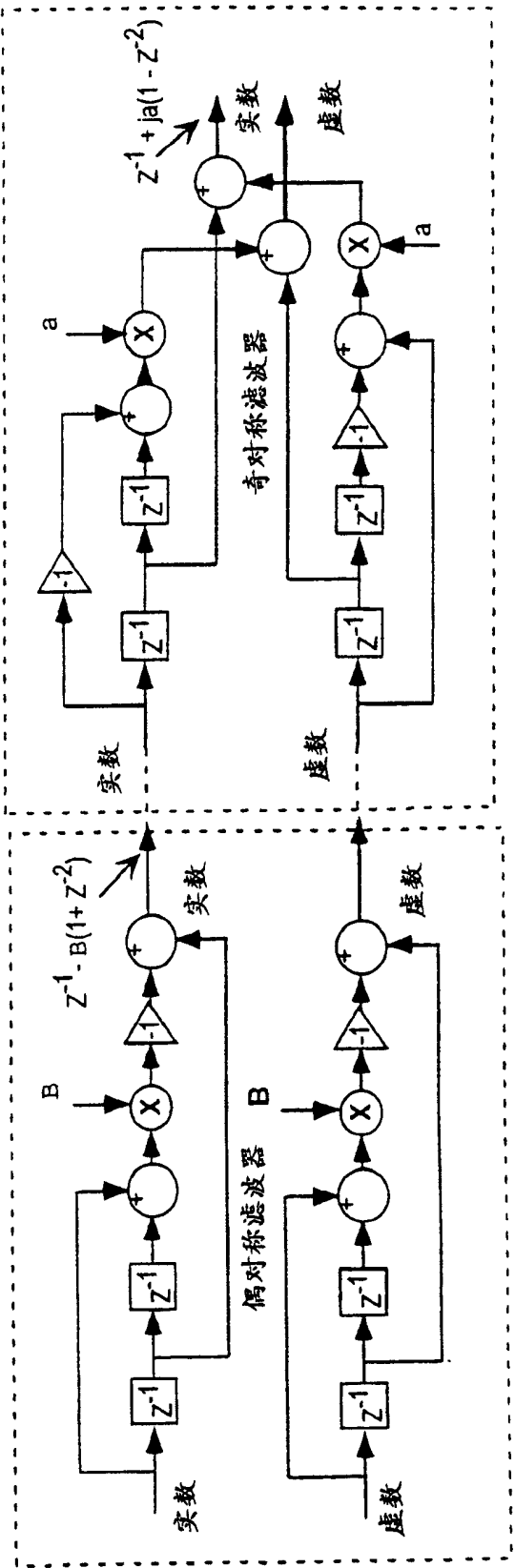


图 19

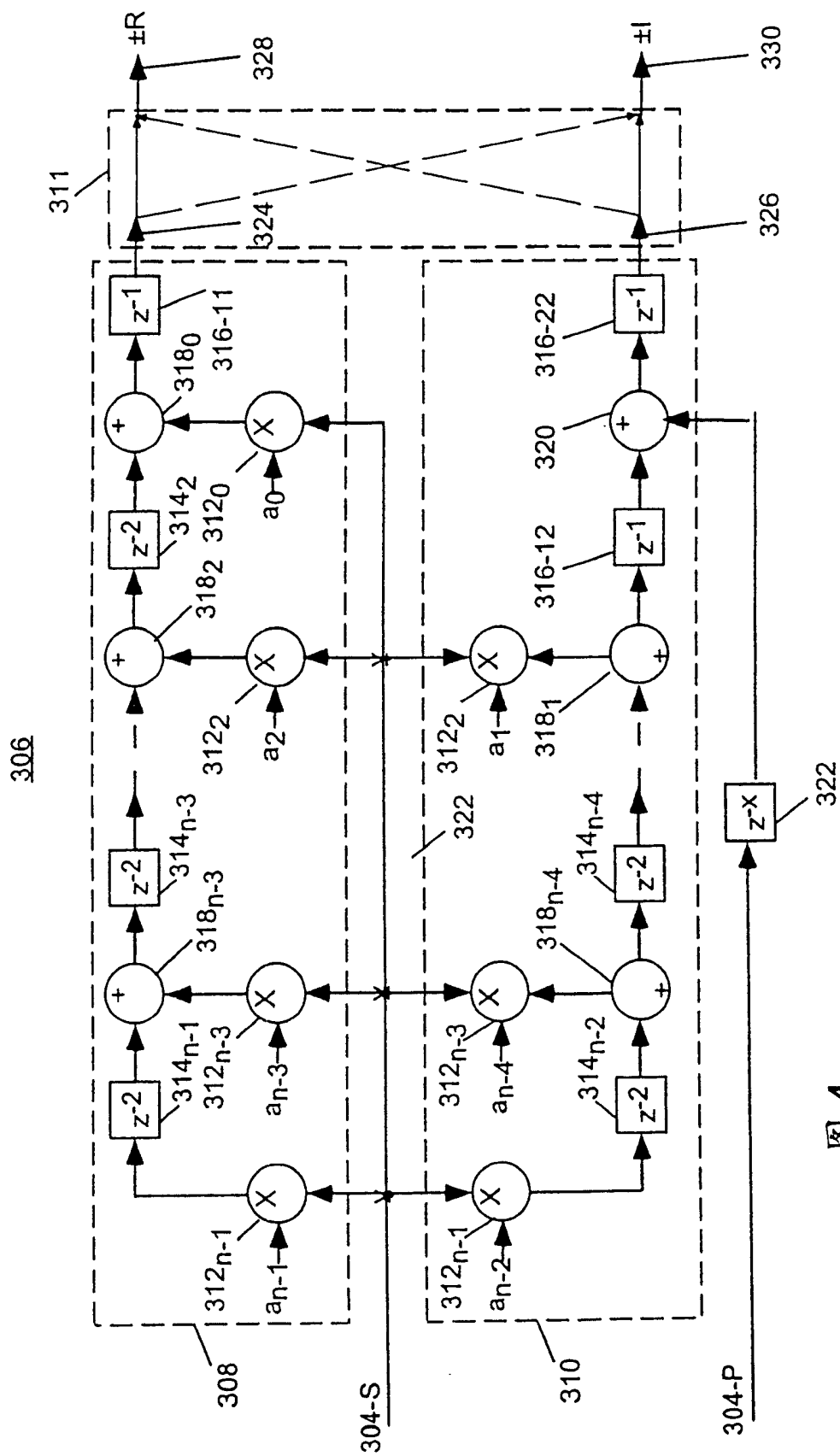


图 4

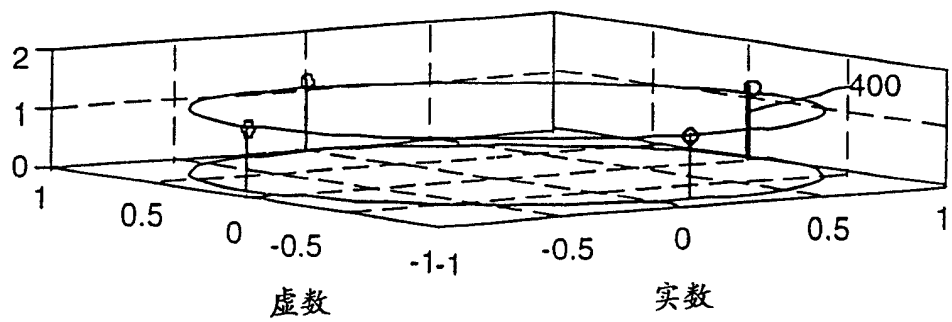


图 5

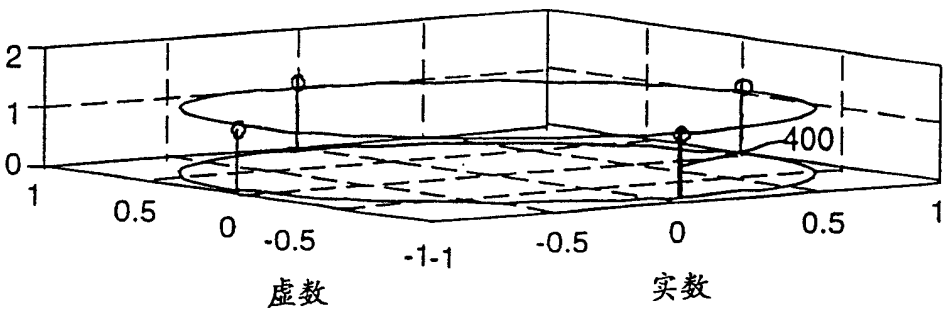


图 6

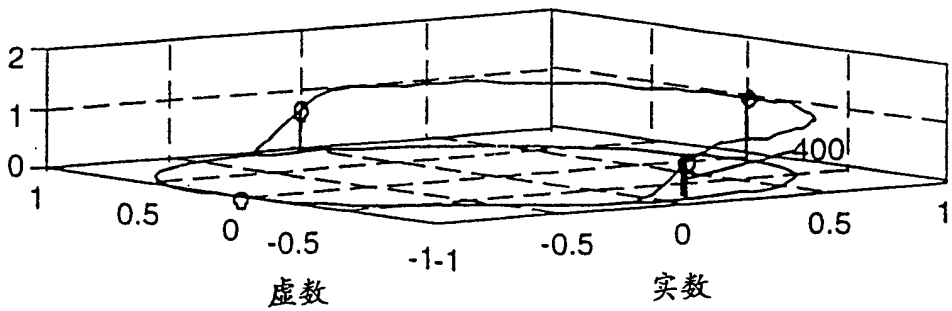
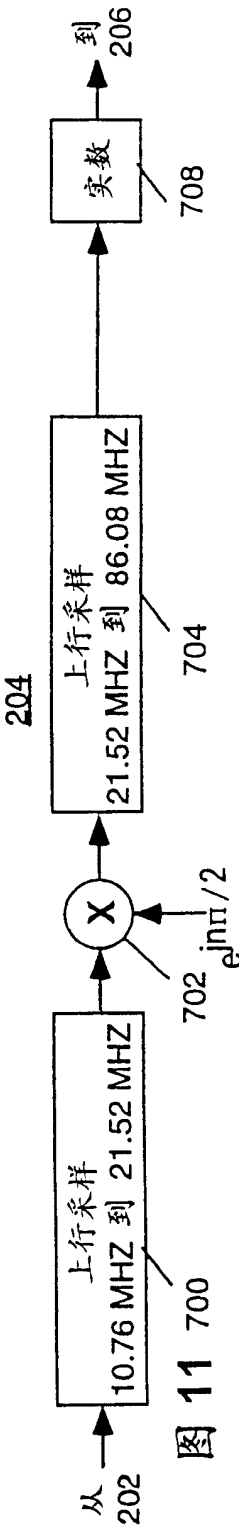
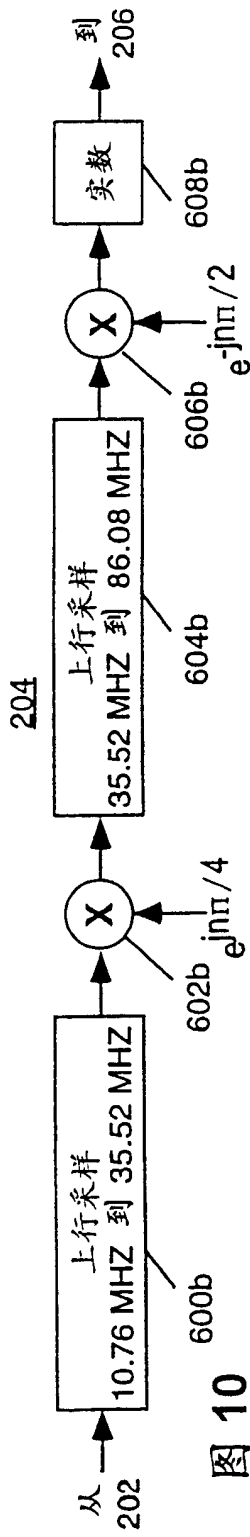
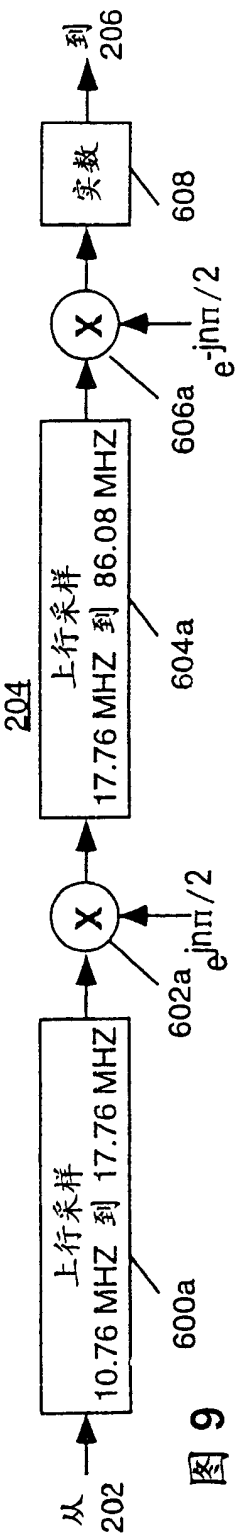
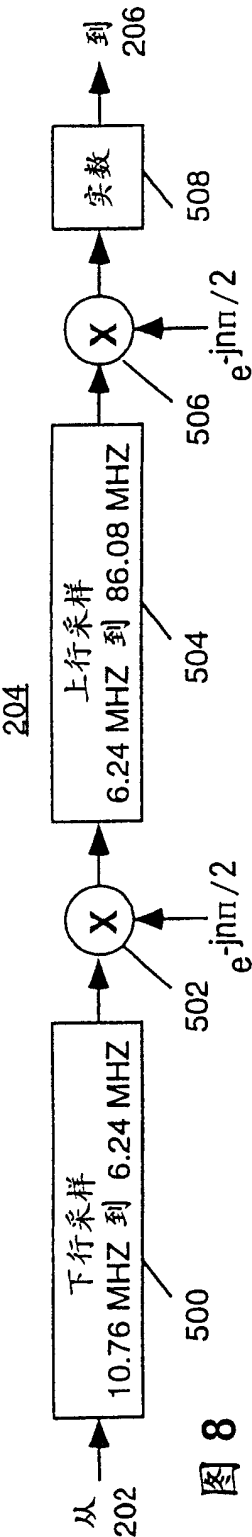


图 7



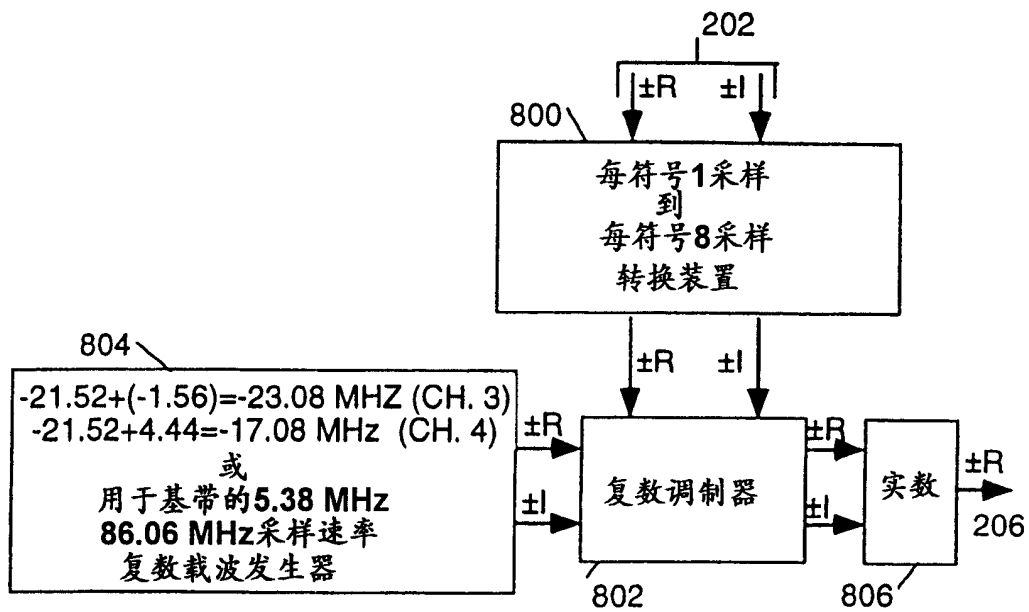


图 12

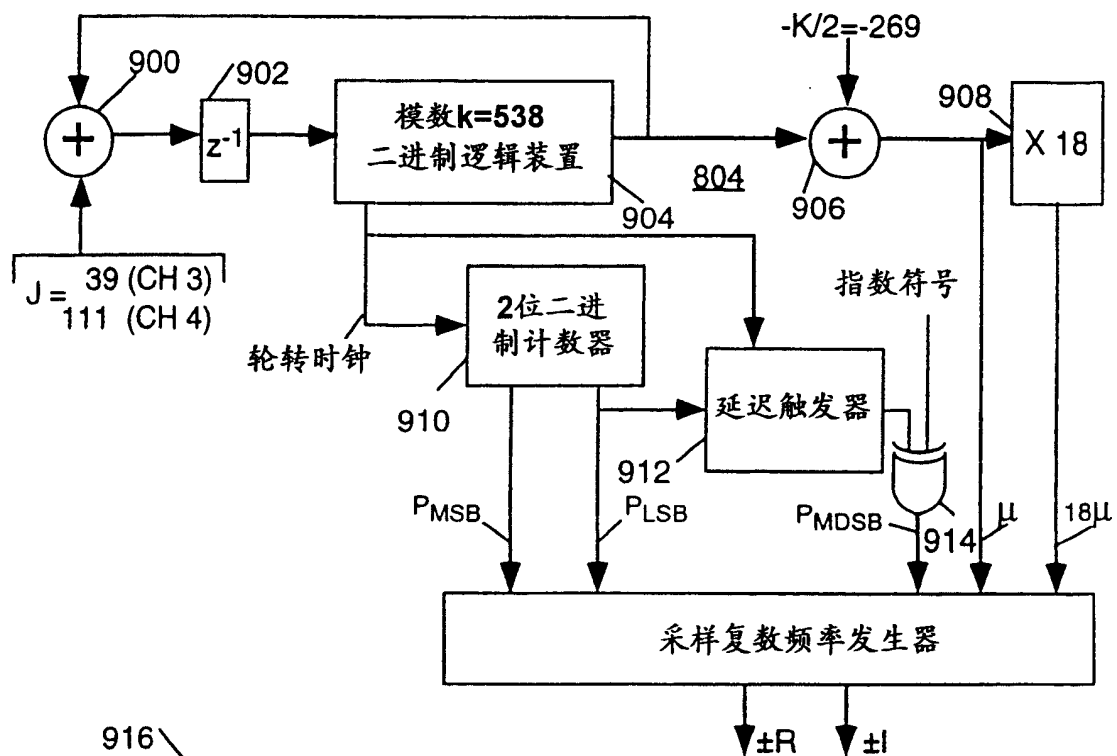


图 13

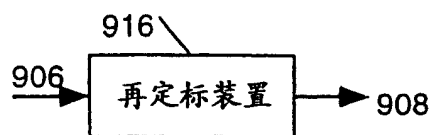


图 14

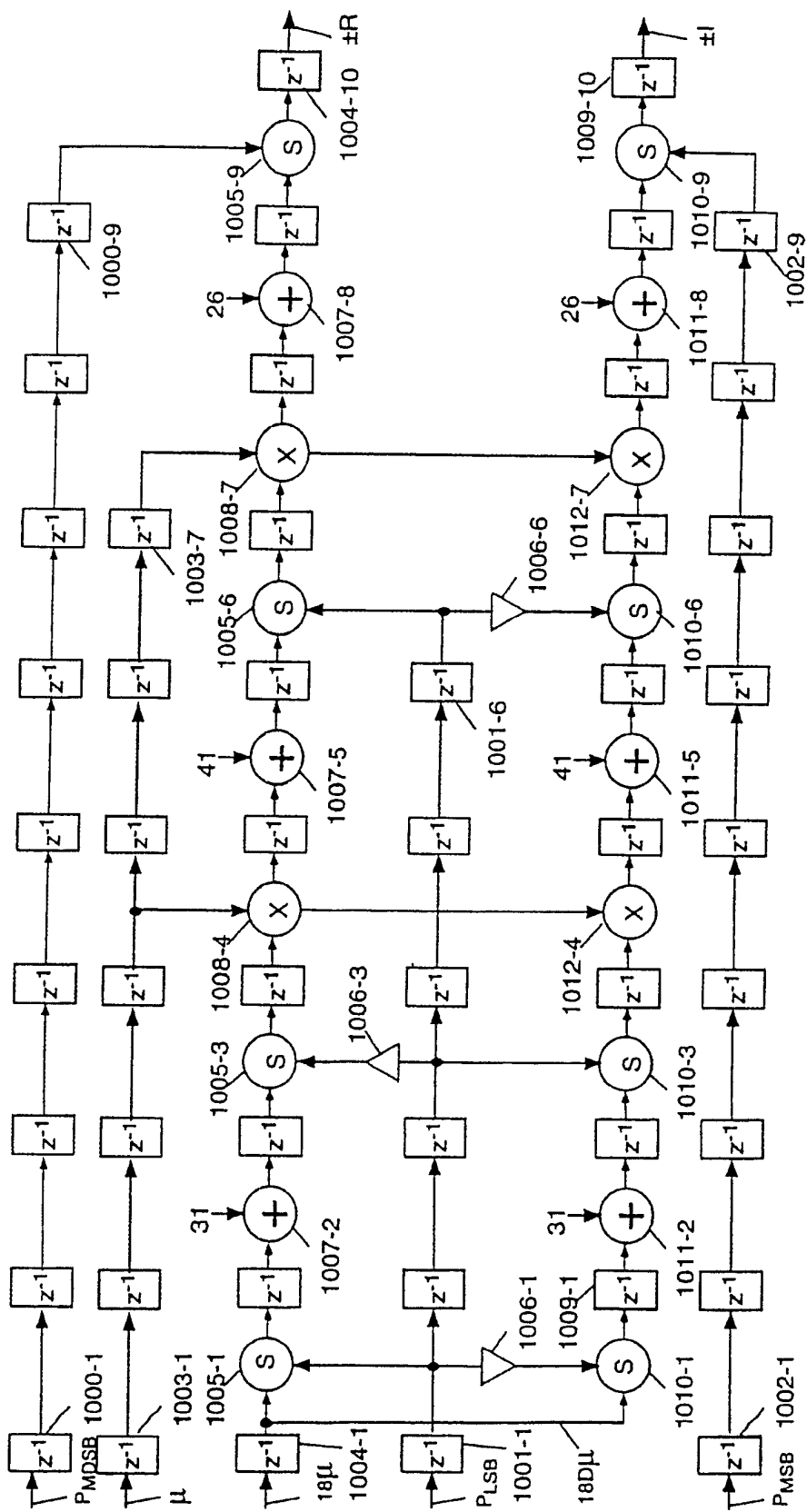


图 15

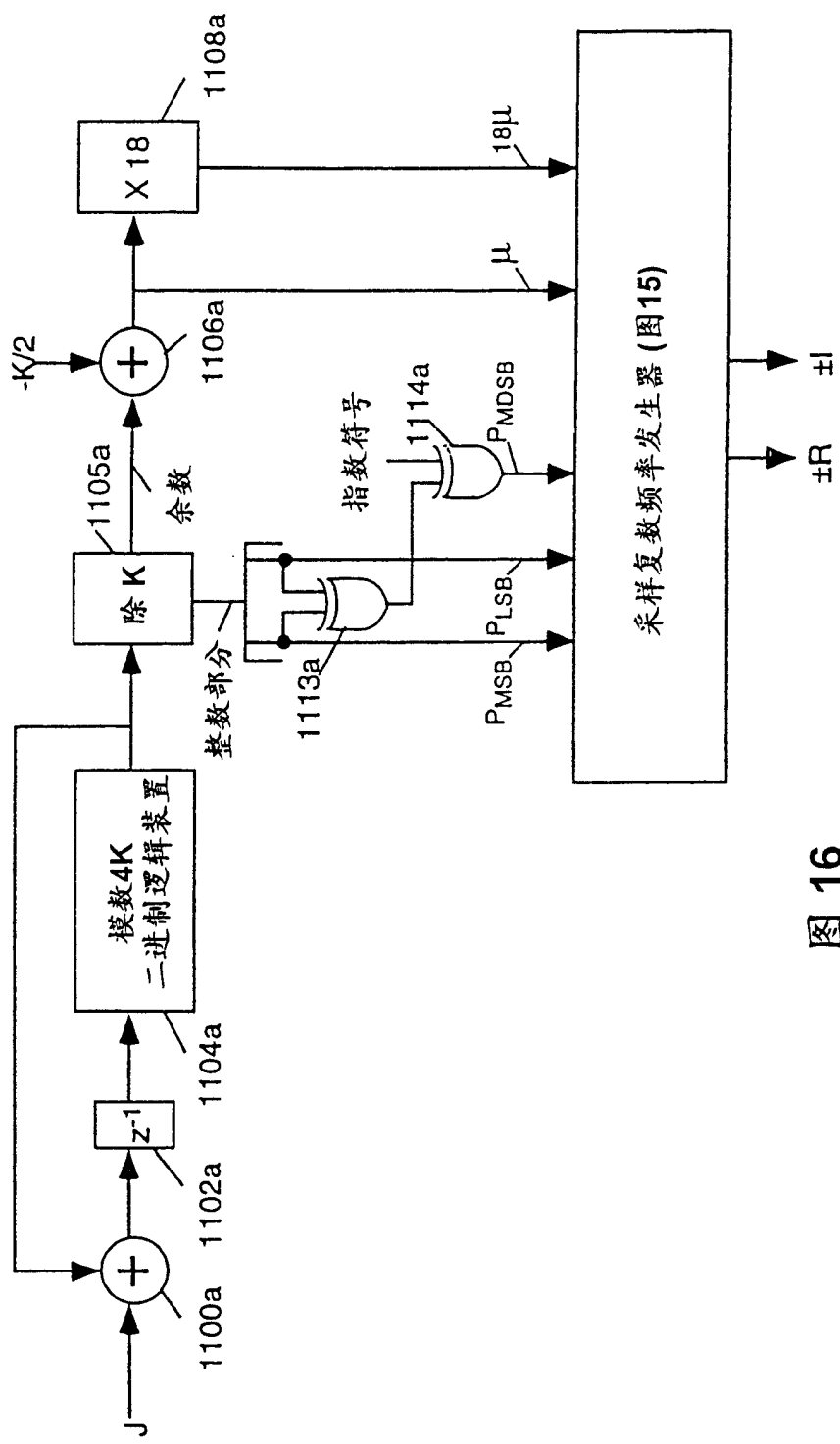


图 16

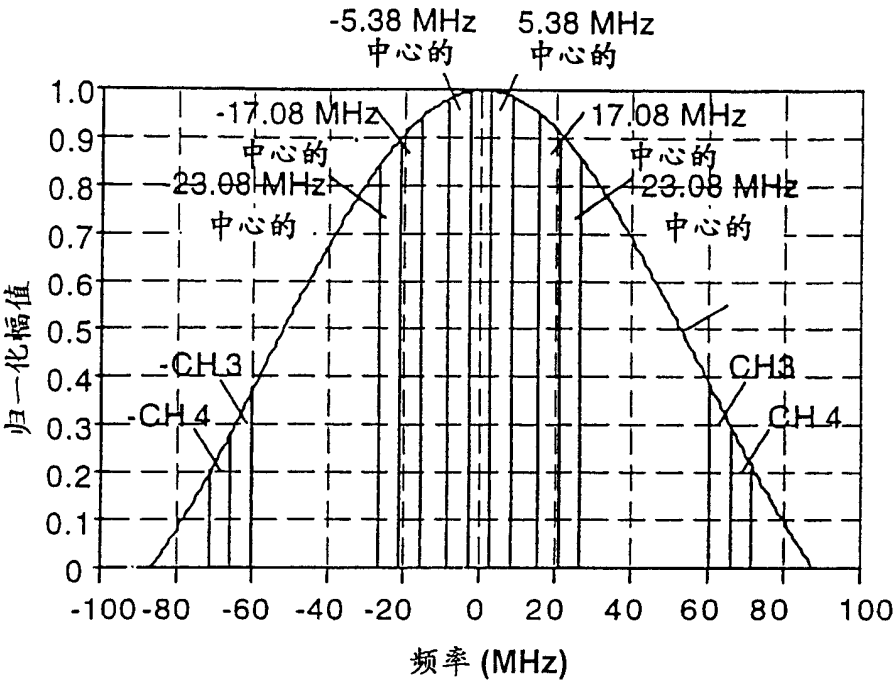


图 17

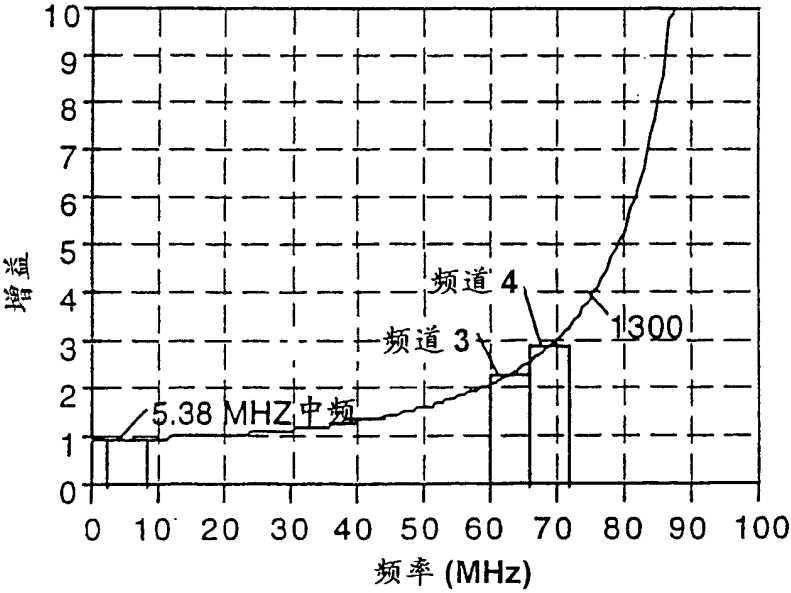


图 18