[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04J 11/00 (2006.01)

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200480018334.6

[43] 公开日 2006 年 8 月 16 日

[11] 公开号 CN 1820439A

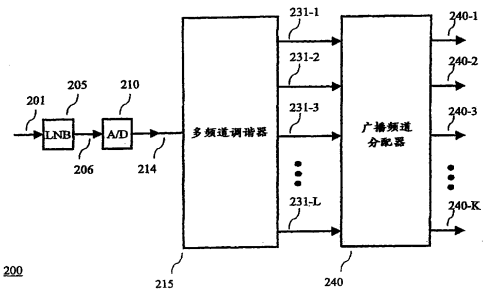
[22] 申请日 2004.4.30
[21] 申请号 200480018334.6
[30] 优先权
[32] 2003. 5. 2 [33] US [31] 10/428,614
[86] 国际申请 PCT/US2004/013585 2004.4.30
[87] 国际公布 WO2004/100433 英 2004.11.18
[85] 进入国家阶段日期 2005.12.28
[71] 申请人 汤姆森许可公司
地址 法国布洛涅 - 比扬古
[72] 发明人 D·L·麦克尼利
[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 杨 凯 王 勇
权利要求书 4 页 说明书 13 页 附图 18 页

[54] 发明名称

利用离散余弦变换的多频道调谐器

[57] 摘要

一种卫星接收机包括多频道调谐器，用以处理多个不同应答器信号，以便从应答器信号中的至少两个同时提供多个不同的位流。该多频道调谐器包括(a)多路分解器，用以把所接收的表示多个应答器信号的信号多路分解为多个样本信号，每一个应答器信号传递一个位流，(b)多个分叉滤波器，可对多个样本信号起作用，用以提供多个滤波后的信号，和(c)离散余弦变换元件，可对多个滤波后的信号起作用，用以同时提供位流中的至少两个。



1. 一种接收机，包括:

接收机部分，用以提供具有多个不同频道的信号，每个频道传递不同的位流；以及

多频道信号调谐器，可对所述信号起作用，用以从多个不同频道中的至少两个恢复不同的位流，并且用以同时提供所恢复的不同的位流，其中所述多频道信号调谐器利用离散余弦变换(DCT)。

2. 如权利要求 1 所述的接收机，其特征在于，所述多频道信号调谐器包括:

抽样器，用以对信号抽样，以便提供若干个抽取的样本流;

变换元件，可对所述若干个抽取的样本流起作用，以便提供变换输出信号，其中所述变换元件利用 DCT；以及

若干个解调器，可对所述变换输出信号起作用，以便提供所恢复的不同的位流。

3. 如权利要求 2 所述的接收机，其特征在于，所述抽样器包括:

多路分解器，用以把所述信号多路分解为若干个抽取的样本流;以及

分割滤波器组，用以处理所述若干个抽取的样本流，以便匹配所述变换元件所利用的 DCT。

4. 如权利要求 3 所述的接收机，其特征在于，所述分割滤波器组包括一组分叉滤波器，以及所述 DCT 是 N 点类型 IV DCT。

5. 如权利要求 4 所述的接收机，其特征在于，所述变换元件利用 N 点类型 IV DCT 的稀疏矩阵因子分解对所述若干个抽取的样本流执行基于矩阵的处理。

6. 如权利要求 1 所述的接收机，其特征在于，还包括广播频道分配器，用以从所恢复的不同位流中提供若干个虚拟频道。

7. 一种卫星接收机，包括:

低噪声块，用以接收表示多个不同应答器频道的信号，和模数转换器，用以从其中提供表示以大于或等于与所述多个不同应答器频道的总带宽有关的 Nyquist 速率的抽样率出现的样本序列的数据信号，每个应答器频道传递一个位流;

抽样器，用以对所述数据信号进行抽样，以便提供 N 个抽取的数据流，其中 N >1;

变换元件，可对所述 N 个抽取的数据流起作用，用以从所述多个不同应答器频道中的至少两个同时提供至少两个变换输出信号，其中所述变换元件利用离散余弦变换(DCT)；以及

至少两个解调器，可对所述至少两个变换输出信号起作用，以便从所述多个不同应答器频道中提供至少两个位流。

8. 如权利要求 7 所述的卫星接收机，其特征在于，所述抽样器包括:

多路分解器，用以把信号多路分解为若干个抽取的数据流；以及

分割滤波器组，用以处理所述若干个抽取的样本流，以便匹配所述变换元件所利用的 DCT。

9. 如权利要求 7 所述的卫星接收机，其特征在于，所述分割滤波器组包括一组分叉滤波器，以及所述 DCT 是 N 点类型 IV DCT。

10. 如权利要求 9 所述的卫星接收机，其特征在于，所述变换元件利用稀疏矩阵因子分解对所述若干个抽取的数据流执行基于矩阵的处理。

11. 如权利要求 7 所述的卫星接收机，其特征在于，还包括广播频道分配器，用以从所述至少两个位流中提供若干个虚拟频道。

12. 一种用于卫星接收机中的集成电路，所述接收机从多个应答器频道接收信号，所述集成电路包括:

变换元件，可对多个数据流起作用，用以同时提供至少两个变换输出信号，每个数据流传递多个应答器频道的样本，其中所述变

换元件利用离散余弦变换(DCT);

至少两个解调器，可对所述至少两个变换输出信号起作用，用以同时从所述多个应答器频道中的至少两个提供两个位流；以及

广播频道分配器，用以从所述至少两个位流提供若干个虚拟频道。

13. 如权利要求 12 所述的集成电路，其特征在于，所述 DCT 是 N 点类型 IV DCT。

14. 如权利要求 13 所述的集成电路，其特征在于，所述变换元件利用稀疏矩阵因子分解对所述多个数据流执行基于矩阵的处理。

15. 一种多频道调谐器，包括:

抽样器，用以对表示多个不同频道的信号进行抽样，以便提供多个样本流，每个频道传递一个传输位流;

滤波器组，用以对所述多个样本流进行滤波，以便提供多个滤波后的样本流;

基于离散余弦的变换元件，可对所述多个滤波后的样本流起作用，以便提供多个数据信号，每个数据信号与不同频道中的一个相关联；以及

多个解调器，用以解调所述多个数据信号中的每一个，以便同时提供所述传输位流。

16. 如权利要求 1 所述的多频道调谐器，其特征在于，所述多个数据信号是至少两个。

17. 如权利要求 1 所述的多频道调谐器，其特征在于，所述滤波器组包括多个分叉滤波器，以及所述基于离散余弦的变换元件使用类型 IV 离散余弦变换。

18. 一种用于接收机中的方法，包括:

提供具有多个不同频道的信号，每个频道传递不同的位流;

对所述信号执行多频道信号调谐，以便从所述多个不同频道中的至少两个恢复所述不同的位流；以及

同时提供所恢复的不同的位流，

其中所述多频道信号调谐步骤利用离散余弦变换(DCT)。

19. 如权利要求 18 所述的方法，其特征在于，所述多频道信号调谐步骤包括:

对所述信号进行抽样，以便提供若干个抽取的样本流;

对所述若干个抽取的样本流执行基于变换的处理，以便提供变换输出信号，其中所述基于变换的处理利用 DCT; 以及

解调所述变换输出信号，以便提供所恢复的不同的位流。

20. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于，所述抽样步骤包括:

把所述信号多路分解为若干个抽取的样本流; 以及

用分割滤波器组处理所述若干个抽取的样本流，以便匹配所述变换元件所利用的 DCT。

21. 如权利要求 20 所述的方法，其特征在于，所述分割滤波器组包括一组分叉滤波器，以及所述 DCT 是 N 点类型 IV DCT。

22. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于，执行基于变换的处理步骤利用 N 点类型 IV DCT 的稀疏矩阵因子分解对所述若干个抽取的样本流执行基于矩阵的处理。

23. 如权利要求 18 所述的方法，其特征在于，还包括从所恢复的不同的位流提供若干个虚拟频道的步骤。

利用离散余弦变换的多频道调谐器

发明背景

本发明一般地涉及信号接收装置，更具体地说，涉及多频道卫星信号接收机。

传统的卫星接收装置，诸如直接广播卫星(DBS)接收机，可以调谐到若干个卫星应答器中的任何一个，每一个应答器在特定的频带上发射下行链路信号。应答器下行链路信号通常以分组格式表示位流，这些分组传递与一个或多个广播频道或业务相关联的数据，诸如音频、视频、节目安排信息等。在这方面，每个应答器通常与广播频道的不同组相关联。这样，想要的体育节目可以在与一个应答器相关联的广播频道之一上找到，而电影可以在与不同应答器相关联的广播频道之一上找到。

遗憾的是，如上所述，这类传统卫星接收装置一次只调谐在一个应答器的一个下行链路信号上。这导致若干问题。例如，"频道冲浪"，即，从一个广播频道切换到另一个广播频道，可能要求切换应答器，这造成附加的处理延迟 — 减慢频道冲浪处理的延迟。另外，在想要同时观看或聆听与不同应答器相关联的节目的家庭中 — 那些家庭必须花费更多金钱来购买或租借多个传统卫星接收装置。

发明概述

因此，按照本发明的原理，一种接收装置包括多频道调谐器，用以同时处理多个所接收信号，每个所接收信号与一个位流对应。该接收机包括：接收机部分，用以提供具有多个不同频道的信号，每个频道传递不同的位流；以及可对这个信号起作用的多频道信号调谐器，用以从多个不同频道中的至少两个恢复不同的位流，并用

以同时提供所恢复的不同位流，其中该多频道信号调谐器利用离散余弦变换(DCT)。

在本发明的一个实施例中，该接收装置是卫星接收机。该卫星接收机包括多频道调谐器，其中包括(a)多路分解器，用以把表示多个应答器信号的所接收信号多路分解为多个样本信号，每个应答器信号传递一个位流，(b)可对多个样本信号起作用的多个分叉滤波器(bifurcated filter)，用以提供多个滤波后的信号，和(c)可对多个滤波后的信号起作用的离散余弦变换元件，用以同时提供表示至少两个位流的信号。

在本发明的另一实施例中，一种集成电路包括变换元件，用以接收多个信号。该变换元件可用在所接收的多个信号上，利用离散余弦变换以同时提供表示至少两个位流的信号，每个位流与不同的传输频带相关联。举例说明，每个频带与卫星电缆分配网络的不同应答器相关联。

在本发明的另一实施例中，该接收装置是卫星接收机。该卫星接收机执行多频道调谐方法，其中包括(a)把表示多个应答器信号的所接收信号多路分解为多个信号，每个应答器信号传递一个位流，(b)对该多个信号进行滤波，以便提供多个滤波后的信号，和(c)按照离散余弦变换对多个滤波后的信号进行变换，以便同时提供表示至少两个位流的信号。

附图简述

图 1 举例说明多频道调谐器的一个实施例;

图 2 示出一个表示 16 个应答器频道的信号的说明性频谱;

图 3 示出用于图 1 的多频道调谐器的说明性滤波器;

图 4 举例说明按照本发明的原理的载波组和类型 4 离散载波变换之间的关系。

图 5 是体现本发明的原理的接收机的说明性框层示意图;

图 6 是按照本发明的原理的多频道调谐器的说明性实施例;

图 7 示出按照本发明的原理的分叉滤波器的说明性实施例;

图 8 示出按照本发明的原理的说明性分叉滤波器组;

图 9-16 示出说明性的矩阵值，供图 6 的变换元件 330 用;

图 17 是供图 6 的实施例用的解调器的说明性框图; 和

图 18 是按照本发明原理的另一个说明性实施例。

详细说明

除本发明的概念以外，附图中所示元件都是众所周知的，因而将不详细描述。另外，假定熟悉基于卫星的节目分配，因而在这里不作详细描述。例如，除本发明的概念以外，卫星应答器、下行链路信号、射频(RF)前端、或接收机部分、诸如低噪声块、以及用以生成传输位流的格式化及编码方法(诸如活动图像专家组(MPEG)-2 系统标准(ISO/IEC 13818-1))都是众所周知的，因而这里不作描述。另外，本发明的概念可以利用传统的编程技术实现，因而这里将不予描述。最后，图中类似的标号代表类似的元件。

在图 1 中举例说明多频道接收机 100 的一个实施例。接收机 100 包括低噪声块(LNB)205、模数(A/D)转换器 210 和调谐元件 140-1 至 140-N 的组。一个或多个卫星(未示出)以同样的偏振在与不同应答器相关联的不同频带(或频道)上发射多个下行链路射频(RF)信号 201。每个应答器特有的 RF 信号表示例如按照上述 MPEG2 编码的不同传输位流。RF 信号 201 可以例如在 17GHz(吉赫)的频率范围内。举例说明，RF 信号 201 包括 N 个相邻频道，其中心频率分别是 F_0 至 F_{N-1}。频道间隔 F_S 举例说明是均匀的，并等于相邻中心频率之间的间隔，例如，$F_S = F_2 - F_1$。这样，所有频带的总带宽 F_{total} 等于 NF_S。每个频道包含在其带宽 F_{bw} 的中心频率(载波)上的调制，而且具有 x%的多余带宽和保护带 F_{gb}，其中 $F_{gb}=(F_S-(F_{bw}[(100+x)/100]))$。为了举例说明的目的，假设 N=16 和 F_S=29.164MHz，这也说明 16 个应答器的数字卫

星系统(DSS)。

RF 信号 201 由接收机 100 的一个或多个天线(未示出)接收，施加于低噪声块(LNB)205。后者对所接收的 RF 信号 201 下移并滤波，并且提供信号 206，它是具有跨越全部频道的总带宽 F_{total} 的准基带信号。例如，最低频道(例如，频道 0)具有载波 $F_0=F_S/2$。这将在图 2 进一步举例说明，该图示出 16 个 DSS 频道用的准基带信号 206 的频谱。回到图 1，经由 A/D 转换器 210 把信号 206 从模拟域转换到数字域，该转换器以等于或大于信号 206 的 Nyquist 速率的抽样率 F_{samp} 对信号 206 进行抽样。举例说明，$F_{samp}=2F_{total}$，即，该抽样率是跨越全部频道的总带宽的两倍，即，$F_{samp}=2NF_S$。在本例中，F_{samp} = 933.12MHz。A/D 210 提供信号 214，它是样本的离散时间序列，以抽样率 F_{samp} 表示多个应答器频道。

信号 214 施加在一组调谐元件 140-1 至 140-N 上。每个调谐元件在 N 个应答器频道中特定的一个上对信号 214 进行滤波，以便同时提供表示相关传输位流的相应同相/正交(IQ)基带信号。例如，调谐元件 140-1 包括带通滤波器 145-1、N 中抽 1 的元件 150-1 和解调器 155-1。带通滤波器 145-1 具有以 F_0 为中心的通带和衰减其余应答器频道的阻带。于是，带通滤波器 145-1 对信号 214 进行滤波，以便提供只表示频道 0(Ch0)的滤波后信号 146-1。提供输出信号 146 的代表性滤波器 145 的一个举例说明的框图示于图 3。滤波器 145，例如，举例说明地包括由抽头系数 165 代表的 256 个抽头系数，由延迟元件 160 代表的延迟元件 Z^{-1}，其中每一个都提供等于 $^1/_2(NF_S)$的时延，和由加法器 170 代表的加法器。带通滤波器 145 的样本数据脉冲响应是在要接收的应答器频道的载波频率上由余弦波的样本数据表达所调制的低通滤波器(未示出)的样本脉冲数据响应。此余弦波的相位安排得使零度与线性相位低通样本数据脉冲响应的中心对准。因为信号 146 是一个只代表与特定应答器频道相关联的那些样本的样本序列，现在该信号以 F_{samp} 进行过抽样。这意味着，相对于单个所接

收的应答器频道，该抽样率比要求的大得多。这样，回到图 1，现在通过元件 150-1 对信号 146-1 进行 N 中抽 1(其中 N 也是应答器频道数)，以便以 1/N 抽样率，即 $2F_S$ 向解调器 155-1 提供样本序列。后者包括半频道间隔正弦/余弦发生器，用以在相关的应答器频率、例如 F_0 进行解调。解调器 155-1 提供表示相关传输位流的同相/正交基带信号。

从图 1 可以看到，要求 N 个调谐元件来同时提供 N 个传输位流。另外，每个带通滤波器 145 的滤波过程必须以非常高的时钟速率运行。例如，信号 214 的符号速率接近于 1GHz(吉赫)。但是，按照本发明的原理，有可能把接收机 100 的体系结构变换为这样的体系结构，使得正如在接收机 100 中举例说明的，后跟抽取操作的高速流水线计算用若干个速度较低的并行计算代替，然后再加在一起。

具体地说，假定 N=16 个 DSS 应答器频道，正如图 2 举例说明的。举例来说，A/D 210 以等于 $2NF_S$ 的 Nyquist 速率对信号 206(以前描述的)进行抽样。每个应答器频道载波频率 F_{ch} 位于相应频道的中间。这样，对于 N 个频道，编号 0 至 N-1:

$$F_{CH} = ch \cdot F_S + \frac{F_S}{2}, \tag{1}$$

其中 $0 \leqslant ch \leqslant N-1$。该应答器载波频道频率可以归一化为抽样率 $2NF_S$。在这种情况下，式(1)变成:

$$F_{CHN} = \frac{(2 \cdot ch + 1)}{4 \cdot N}, \tag{2}$$

其中 F_{CHN} 表示特定频道 ch 的归一化的应答器载波频率，其中也是 $0 \leqslant ch \leqslant N-1$。该组归一化的应答器载波频率称作载波组。对于 N=16 个应答器频道，在该载波组中有 16 个归一化的应答器载波频率。按照本发明的一个方面，观察到，该载波组对应于类型 4 离散余弦变换的一个变型。在本申请中，类型 4 DCT 用于复杂调制具有的优点在于，作为用于下游传统准基带解调的真正的准基带信号，维持 IQ(同相/正交)调制。

下面列出 N 点类型 4(或 IV)DCT 用的公式:

$$DCT_N^{IV}(i,j)=\sqrt{\frac{2}{N}}\cdot\cos\left(2\pi\cdot\frac{2j+1}{4N}\cdot\frac{2i+1}{2N}\right), \qquad (3)$$

其中 i 是时间索引，而且 0≤i≤N-1；而 j 是频率索引(频道号)而且 0≤j≤N-1，以及 N 是频道数量。在图 4 中举例说明 N = 16 时类型 4 DCT 和载波组之间的关系。在图 4 中，假设 A/D 转换器(例如，A/D 210)以频道间隔的 32 倍抽样，使得 16 个频道在 0 和 Nyquist 折叠频率之间均等地间隔。在图 4 中举例说明每个频道(Ch0 至 Ch15)的 F_{ch} 的连续余弦。在 A/D 抽样率下每个余弦载波的样本数据表示用示于图 4 的连续余弦上的黑点代表。沿着标记为"以 A/D 样本表示的时间"的轴，标出该载波组和类型 4 DCT 之间的关系。在第一批 16 个样本(1-16)中，每一个载波刚好等于 16 点类型 4 DCT，正如标记为"DCT_{IV}"的轴表示的。在下一组 16 个样本(17-32)中，每一个载波是负时间翻转的 16 点类型 4 DCT，正如标记为"-时间翻转 DCT_{IV}"的轴表示的。第三组样本(33-48)刚好等于负的类型 4 DCT，正如标记为"-DCT_{IV}"的轴表示的。最后一组 16 个样本(49-64)刚好等于时间翻转的类型 4 DCT，正如标记为"时间翻转 DCT_{IV}"的轴表示的。对于任何所需长度的载波组，连续地重复符号改变和时间顺序翻转的上述模式。这一般化至任何频道数 N 和任何阶的 DCT。看图 4 的另一个办法是把轴标记视为标识使余弦载波匹配类型 4 DCT 要求在余弦载波上完成的操作。例如，对于时间样本 49-64，余弦载波必须被"时间翻转"以便匹配 16 点类型 4 DCT。因此，按照本发明的其他方面，早期描述的滤波器 145 可以用作利用类型 4 离散余弦变换的对称性的基础。

现在，假定单一低通有限脉冲响应(FIR)滤波器用以处理多频道应答器信号。令 FIR 滤波器的样本数据脉冲响应(在 z 域)为:

$$H_{LPF}(z)=\sum_{I=0}^{k\cdot N-1}A_I\cdot z^{-i}, \qquad (4)$$

其中 A_I 是滤波器抽头系数，z^{-i} 是延迟元件，k 是滤波器抽头数，0≤I

≤N-1，而 N 是频道数。按照本发明的一个方面，利用 DCT 的结构诀窍是把每个滤波器分割成使不同子组的抽头分别累加，以便提供与 DCT 对称性匹配的部分结果。在该例中，滤波器的分割是分叉，使得奇数和偶数抽头系数分别累加，因而，如图 4 举例说明的，提供匹配 DCT 类型 4 的对称性的部分结果。(应该指出，本发明的概念不限于分叉。)另外，抽头系数 A_I 将在不同的一些分叉滤波器当中分配。

现在转到图 5，其中示出按照本发明原理的说明性接收机 200。接收机 200 包括低噪声块(LNB)205、模数(A/D)转换器 210、多频道调谐器 215 和广播频道分配器 240。如上所述，一个或多个卫星(未示出)在与不同的应答器相关联的不同频带(或频道)上以同样偏振发射多个下行链路射频(RF)信号 201。RF 信号 201 由 LNB 205 处理，以便提供信号 206，它是准基带信号，具有跨越全部频道的总带宽 F_{total}。(再次，这在图 2 中针对 16 个 DSS 频道举例说明。)信号 206 通过 A/D 转换器 210 从模拟域转换为数字域，该转换器以抽样率 $F_{samp}=2NF_S$ 对信号 206 抽样以提供信号 214，它是表示多个应答器频道的样本的离散时间序列。信号 214 施加于多频道调谐器 215(下面描述)，它按照本发明原理处理信号 214，以便从两个或两个以上应答器频道提供若干个同时位流，如位流 231-1 至 231-L 所代表的，其中 $1<L\leqslant N$。应该指出，这些同时位流被施加于广播频道分配器 240，后者处理每一个位流，以便提供与虚拟频道 240-1 至 240-K 相关联的数据，其中 K>1。例如，广播频道分配器 240 对每一个例如按照先前提到的 MPEG-2 系统标准 ISO/IEC 13818-1 编码的位流进行解码。这样，这些虚拟频道中每一个表示内容和/或业务，例如音频、视频(例如，选定的电影)、电子节目指南等。应该了解，尽管表示为分离的信号 240-1 至 240-K，但是这些信号中的一个或多个可以多路复用在一起，用以在一个广播介质、例如电缆上，或通过无线方式(诸如 Wi-Fi(无线保真度))传输。为简单起见，没有表示到达广播频道分配器 240 的

其它输入信号指定内容和/或业务的选择。类似地，提供内容/业务用的其它线路可能是或可能不是接收机 200 的一部分，也没有示出。

按照本发明原理的多频道调谐器 215 的说明性实施例示于图 6。多频道调谐器 215 包括多路分解器(demux)220、分叉滤波器组 325、变换元件 330 和解调器 335-1 至 335-L。Demux 220 以多路分解器抽样率 F_F(或抽取后的抽样率)对信号 214 进行抽样，从而向分叉滤波器组 325(下面进一步描述)提供若干抽取后的样本流 221-1 至 221-N，其中 N 是应答器频道数。于是，$F_F = 2F_S$。该分叉滤波器组 325 形成送往变换元件 330(下面描述)的滤波器输入矢量，变换元件通过解调器 335 由此恢复来自两个或两个以上应答器频道的若干个同时位流，如位流 231-1 至 231-L 表达的，其中 $1<L\leqslant N$。

在该说明性的实施例中，变换元件 330 使用类型 4 离散余弦变换(DCT)来处理滤波器输入矢量。来自变换元件 330 的输出矢量由各个解调器 335-i 在每一个应答器载波频率上进一步处理。

分叉滤波器组 325 包括若干个分叉滤波器 325-i，其中 $1\leqslant i\leqslant N$，即，一个分叉滤波器用于来自 demux 220 的 N 个抽取后的流中相应的一个。因为全部分叉滤波器都具有类似的结构，所以在这里只详细描述一个分叉滤波器。一个按照本发明原理的说明性的分叉滤波器 325-1 示于图 7。分叉滤波器 325-1 从 demux 220 接收抽取后的流 221-1，并提供两个输出信号：信号 506，亦称为偶数输出信号(E)，和信号 507，亦称为奇数输出信号(O)。分叉滤波器 325-1 包括如延迟元件 515 所代表的若干延迟元件，如系数乘法器 520(也称作抽头系数 520)所代表的若干个系数乘法器，具有 A_0 的系数值和两个求和网络 505 和 510。时间延迟元件，例如时间延迟元件 515，使信号延迟等于多路分解器抽样率的倒数，即 $1/F_F$ 的时间量。正如从图 7 可以看到的，求和网络 505 把来自偶数系数乘法器的那些值加在一起，形成偶数输出信号。类似地，求和网络 510 把来自奇数系数乘法器的那些值加在一起，形成奇数输出信号。还可以看到，每一个求和

网络 505 和 510 都改变来自交替的系数乘法器的值的符号。例如，来自系数乘法器 525 的值被求和网络 505 变为相反的。换句话说，偶数输出信号的系数是符号交替的偶数编号的 2N 中抽取一个的结果，而奇数输出信号的系数是奇数编号的 2N 中抽取一个的结果。这种符号的交替实现在各时刻要求的符号的所要求反转，如图 4 中用于匹配类型 4 DCT 的曲线的轴举例说明的。示于图 7 的这种分叉滤波器结构造成偶数抽头部分和被直接类型 4 DCT 调制，而奇数抽头部分和总是被时间翻转的类型 4 DCT 调制。这可以用单一 N 点类型 4 DCT 通过对偶数抽头部分和的矢量与按相反时间顺序的奇数抽头部分和的矢量求和来实现。另外，应该看到，在该例中，对于式(4)，每个分叉滤波器有 $k = N$ 个抽头系数，即，$k = 16$。这样，在该例中，抽头系数的总数是 256，这散布在 16 个分叉滤波器当中，如图 7 所示。具体地说，分叉滤波器 325-1 说明性地包括 16 个抽头系数：A_0，A_{16}，A_{32}，A_{48}，A_{64}，...，A_{208}，A_{224} 和 A_{240}，如所示排列。类似地，分叉滤波器 325-2(未示出)包括 16 个抽头系数：A_1，A_{17}，A_{33}，A_{49}，A_{65}，...，A_{209}，A_{225} 和 A_{241}。该模式继续，使得最后的分叉滤波器 325-N(未示出)包括 16 个抽头系数：A_{15}，A_{31}，A_{47}，A_{63}，A_{79}，...，A_{223}，A_{239} 和 A_{255}。(简要地参见图 3，可以看到，滤波器 145 的抽头分在 N 个分叉滤波器当中。)

还应指出，有效的 N 或例如 16 个分叉滤波器的响应具有同样延迟，使得变换元件 330 同时处理 N 个抽取后的样本。换句话说，在特定时间 t_p，形成滤波器输入矢量以便施加到变换元件 330。该滤波器输入矢量包括在特定的抽样时间来自每一抽取后的样本流的一个样本。简要地再转到图 6，该滤波器输入矢量包括样本 F1 至 FN。

一个说明性的分叉滤波器组示于图 8。后者举例说明来自 N 个分叉滤波器中的每一个的偶数信号和奇数信号通过 N 个加法器 345-i 的结合，$1 \leqslant I \leqslant N$，以便完成与 DCT 的对称性的匹配。例如，通过加法器 345-1 把来自分叉滤波器 325-1 的偶数信号与来自分叉滤波器

325-N 的奇数信号结合。这提供上述图 4 举例说明的所要求的时间反转。结果，如图 6 举例说明的，分叉滤波器组 325 向变换元件 330 提供滤波器输入矢量[F1，F2，...，FN]。

使用上述分叉滤波器组 325 匹配了类型 4 DCT 的对称性之后，变换元件 330 提供滤波器输入矢量的 DCT_{IV} 变换，其中：

$$O_C = DCT_{IV}F \qquad (5)$$

其中 F 是滤波器输入矢量，O_C 是输出矢量，其元素代表 N 个应答器频道中的每一个，而 DCT_{IV} 是 N 点类型 DCT 的移植。变换元件 330 的一个说明性实现就是上面所示的式(3)的实现。确实，按照本发明的一个方面，可以使用任何实现类型 4 DCT 的已知算法，每一个都具有不同的计算效率。但是，为了作为目标的高抽样率应用，优选利用与离散傅里叶变换(DFT)的关系的 DCT IV 矩阵的稀疏因子分解。下面提供 N=16 点 DFT IV 的一个说明性稀疏因子分解。具体地说，DCT_{IV} 是：

$$DCT_{IV} = CF \cdot CE \cdot CDFT0 \cdot CDFT1 \cdot CDFT2 \cdot CDFT3 \cdot CDFT4 \cdot CDFT5 \cdot CD \cdot CC. \quad (6)$$

该因子分解要求 62 次加法和 46 次乘法。若同时接收全部 16 个应答器频道，则这对应于每个频道每个准基带样本(多路分解器抽样率是 $2F_S$，单位为 Hz)3.875 次加法和 2.875 次乘法。式(6)所示的矩阵在图 9-16 中举例说明。应该指出，在这些图中举例说明的符号 C(x)或 S(x)分别代表操作 cosine(x)和 sine(x)。另外，其中矩阵的明显可识别的部分等于零，正如图 10 的矩阵 CD 中举例说明的，矩阵的该部分上输入单个"0"。

正如上面指出的，使用类型 4 DCT 的优点是，输出矢量的元素代表每一个应答器频道，其中为了下游传统准基带解调，作为真正的准基带信号维持 IQ 调制。这样，来自变换元件 330 的输出矢量的每个元素都在每一个应答器载波频率由相应的解调器 335-i 进一步处理。为了把来自变换元件 330 的输出信号处理为相应的应答器频道用的基带 IQ 信号，一个说明性的解调器示于图 17。在该说明性的实

施例中，对于每个想要的应答器频道，需要一个图 17 举例说明的形式的解调器。

正如上面描述的，接收机 200 使多个频道能够同时调谐，使得包括在不同的频道内的广播频道节目可以被同时访问。另外，按照本发明的一个方面，实现多频道调谐器所要求的硬件和处理的数量都通过使用如变换元件 330 所代表的单一计算元件来简化。例如，现在所有计算都以方便的速率，例如 F_F 完成。

正如上面指出的，变换元件可以在集成电路、如 FPGA 中实现。这样，如图 18 所示，对于同时提供来自不同应答器频道的内容，单芯片解决方案是可能的。举例说明，集成电路 400 可以至少包括诸如由上述变换元件 330 所代表的变换元件，从而提供多个虚拟频道 240-1 至 240-K，其中这些虚拟频道的至少一些内容是从不同应答器频道同时提供的。必要时，集成电路 400 可以包括解调器(DM)，正如上面描述的。

应该指出，也可以采用其它形式的 LNB 处理。例如，LNB 205 可以完成滤波操作至一个放松的技术要求，其中宽度(PF_S)的宽过渡带高于和低于 N 个频道频带，达到可接受的阻带衰减，其中 P 是整数。另外，该 LNB 可以在频谱上移动最低频道，使得相应的载波 F_0 等于 $[F_S/2+(PF_S)]$。采用这种变更，A/D 转换器 210 以抽样率 $[2(N+(2P))F_S]$被定时，而用于信号调谐的多路分解器并行通道的数量是 N+(2P)。该变更可以允许 LNB 205 利用较小的、性能较低的滤波器，而不是实际上较大的且有损耗的 SAW 滤波器。

类似地，LNB 205 可以提供信号 206，使得最高频道的频率(即，F_N)安排得落在该多路分解器抽样率 F_F 的偶数折叠频率上。该技术可以用于满足以下条件的那些最高频道：

$$F_F = 2\left[\frac{F_N + \frac{F_S}{2}}{2NF_S}\right], \qquad (7)$$

当以 $2NF_S$ 抽样 A/D 210 时，或者

$$F_F = \left[\frac{F_N + F_S(P+.5)}{2(N+2P)F_S}\right], \qquad (8)$$

当以[2(N+(2P))F_S]抽样 A/D 210 时。

类似地，LNB 205 可以提供信号 206，使得最低频道的频率(即，F_1)安排得落在多路分解器抽样率 F_F 的偶数折叠频率上。该技术可以用于满足以下条件的那些最低频道:

$$F_F = 2\left[\frac{\frac{F_1 - F_S}{2}}{2NF_S}\right], \qquad (9)$$

当以 $2NF_S$ 抽样 A/D 210 时，或

$$F_F = \left[\frac{F_1 - F_S(P+.5)}{2(N+2P)F_S}\right], \qquad (10)$$

当以[2(N+(2P)) F_S]抽样 A/D 210 时。

还应指出，可以通过包括抽样率转换器略为放松 A/D 210 的时钟速率上的约束。后者代表从某些抽样(均匀或非均匀)推算的所计算序列，与要求的样本间隔 T 不符。另外，应该指出，按照本发明的概念，其它类型的 DCT 也可以使用，例如，类型 2、类型 3 等。但是，为了使用这些类型的 DCT，时间和频率上的边界条件的不匹配要求硬件和电路复杂性代价，因而，在这里不再描述。

另外，应该指出，尽管在卫星分配的环境下描述，但是本发明的概念不限于此，还应用于其它的分配机制，不论是无线和/或有线的。例如，本发明可应用于电缆、陆地的或其它网络(诸如广播和/或商业网络)。

因而，上述内容仅仅举例说明本发明的原理，因而要明白，本领域的技术人员能够设计出许多替换方案，它们尽管在这里没有明确描述，但仍体现本发明的原理，而且在它的精神和范围内。例如，虽然在分开的功能元件的环境下举例说明，但是这些功能元件可以

体现在一个或多个集成电路(IC)上。类似地，虽然表示为分开的元件，但是图 10 和 12 的任何或全部元件(例如，215 和/或 240)都可以在所存储的程序控制的处理器中实现。因此要明白，对说明性的实施例可以作出许多修改，而且在不脱离如所附权利要求所定义的本发明的精神和范围的情况下，可以设计出其它方案。

图 1

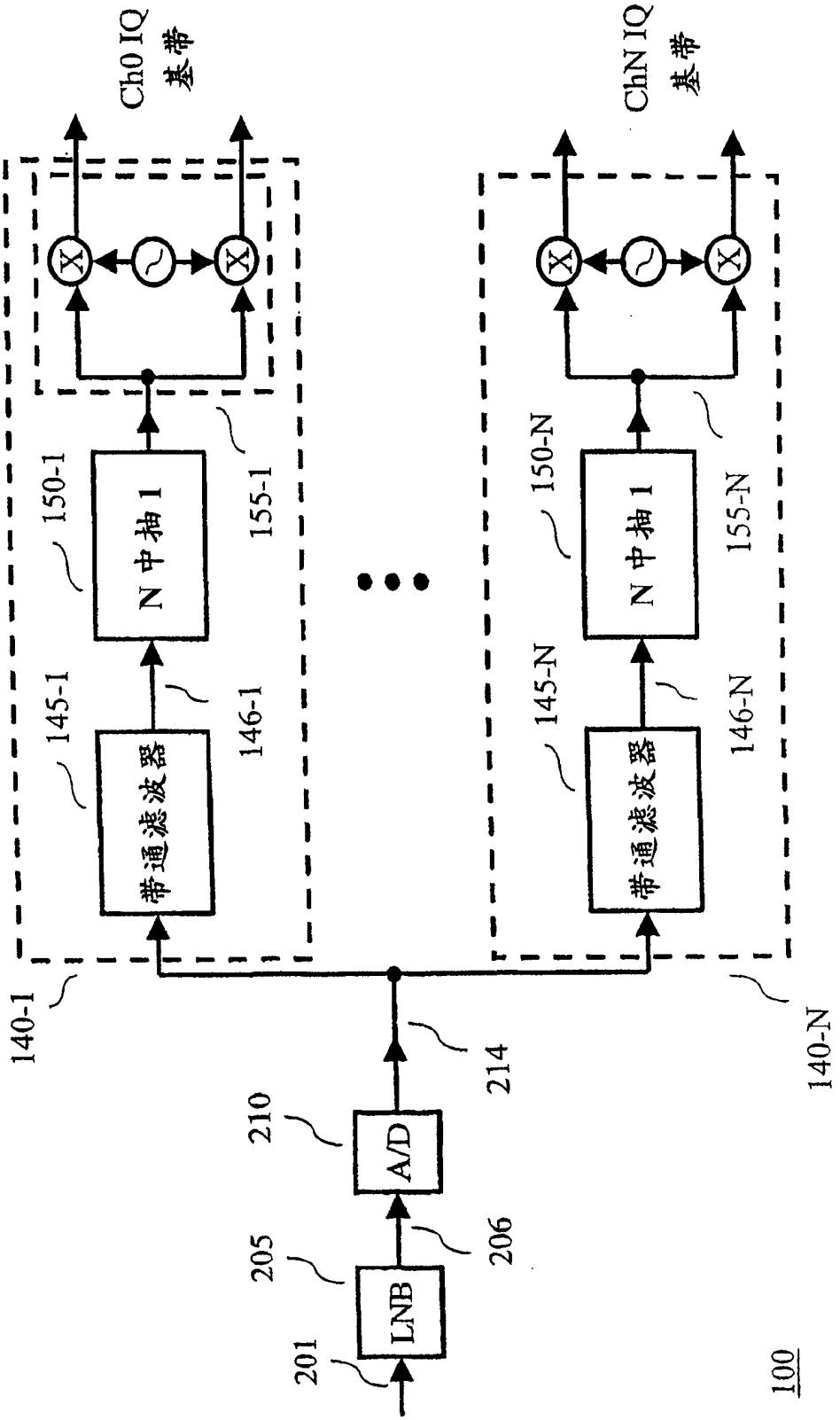

Ch0 IQ 基带
ChN IQ 基带
150-1
N 中抽 1
155-1
150-N
N 中抽 1
155-N
145-1
带通滤波器
146-1
145-N
带通滤波器
146-N
140-1
140-N
214
210
A/D
205
206
LNB
201
100

图 2

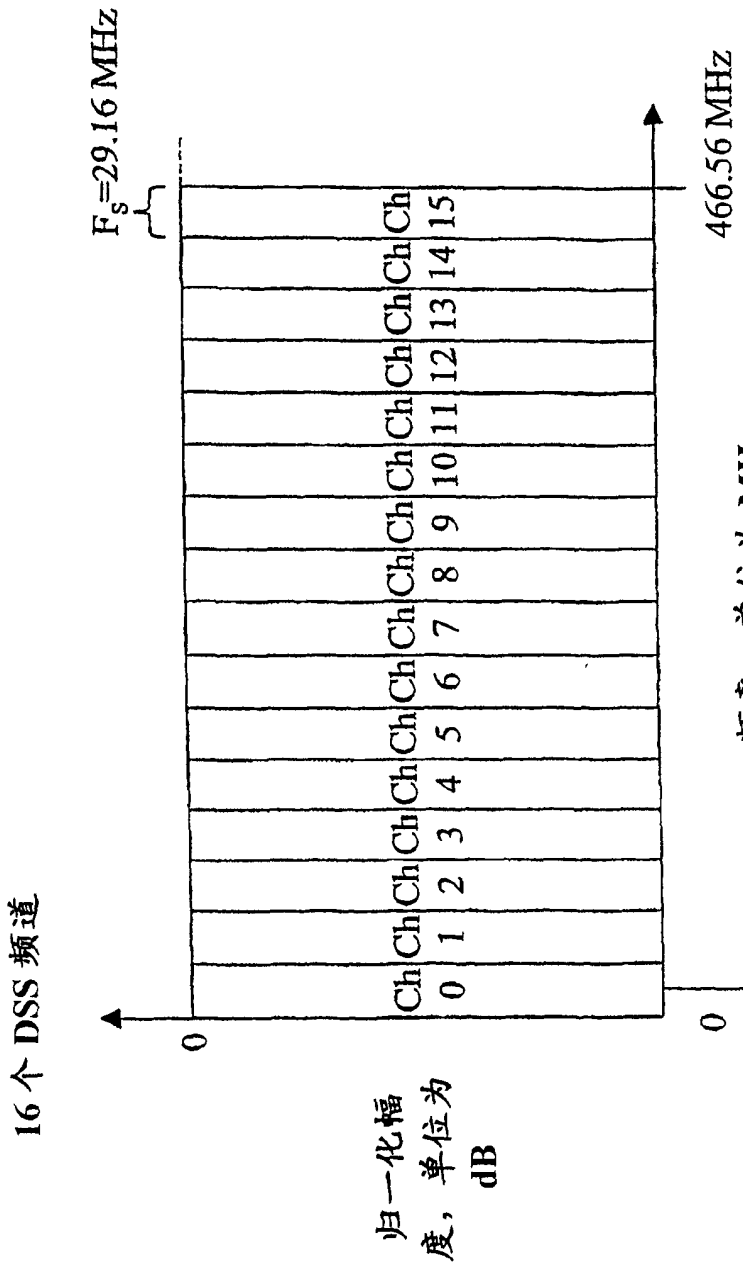

16 个 DSS 频道
F_s=29.16 MHz
466.56 MHz
Ch 0
Ch 1
Ch 2
Ch 3
Ch 4
Ch 5
Ch 6
Ch 7
Ch 8
Ch 9
Ch 10
Ch 11
Ch 12
Ch 13
Ch 14
Ch 15
0
0
归一化幅度，单位为 dB
频率，单位为 MHz
F_0 = 14.58 MHz

图 3

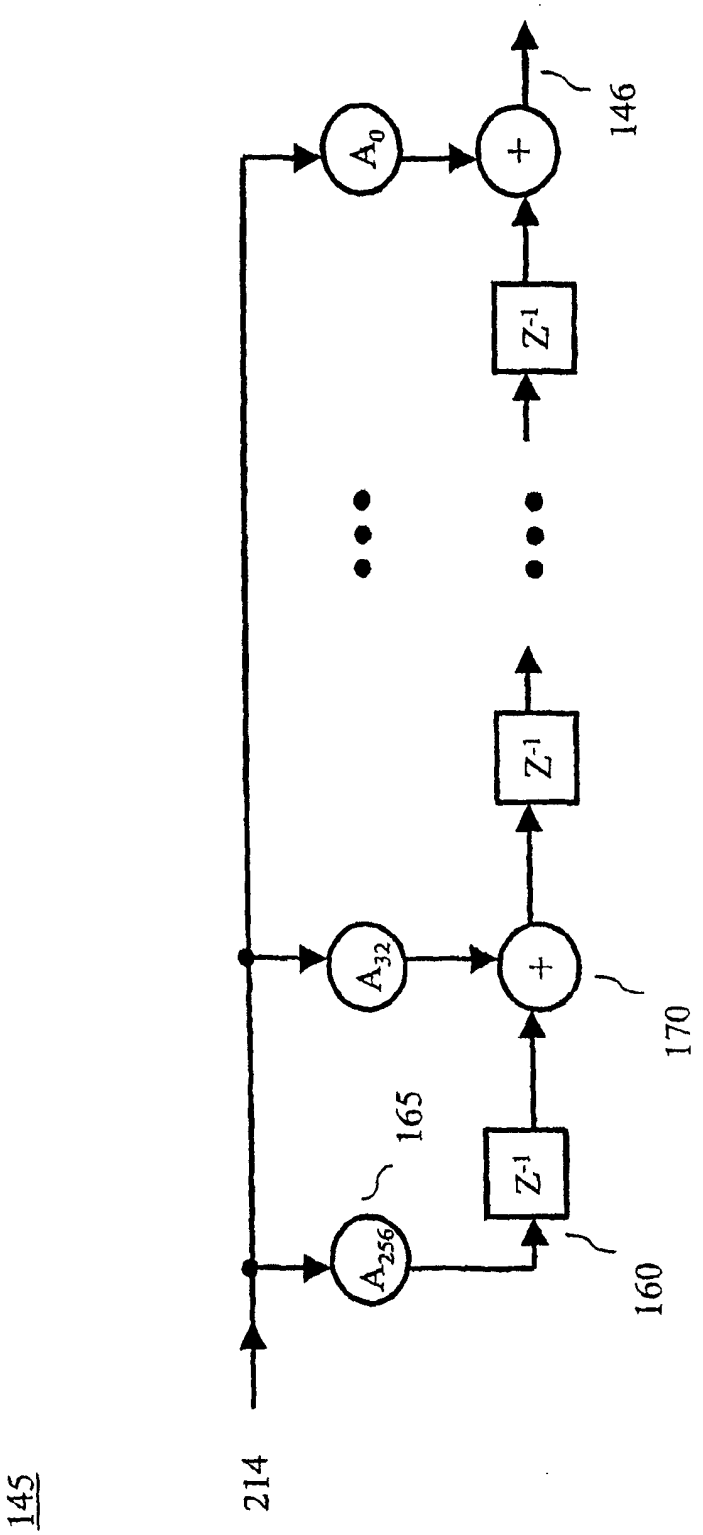


图 4

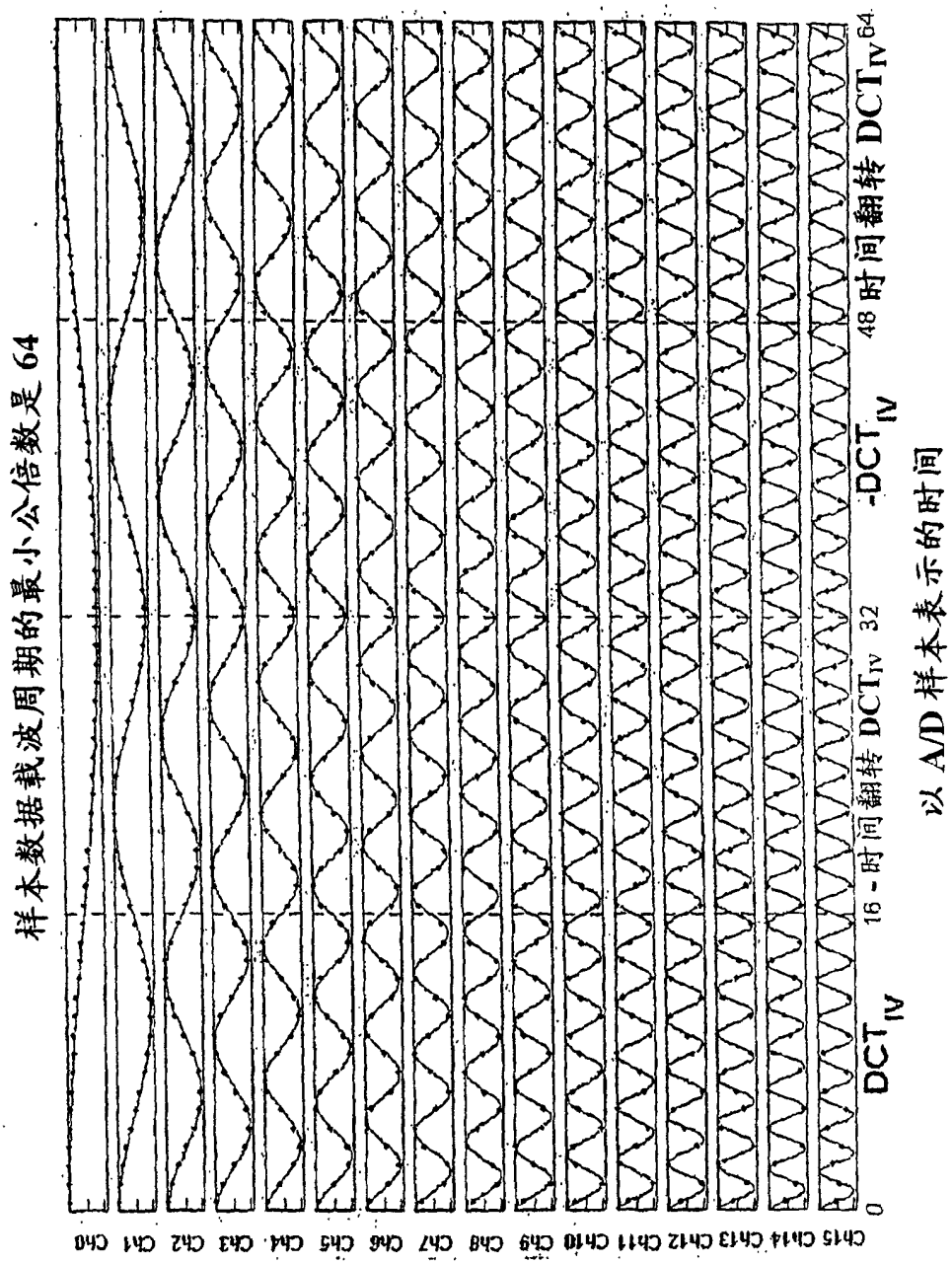

样本数据载波周期的最小公倍数是 64
Ch0 Ch1 Ch2 Ch3 Ch4 Ch5 Ch6 Ch7 Ch8 Ch9 Ch10 Ch11 Ch12 Ch13 Ch14 Ch15
0
DCT IV
16 - 时间翻转 DCT IV
32
-DCT IV
48 时间翻转 DCT IV 64
以 A/D 样本表示的时间

图 5

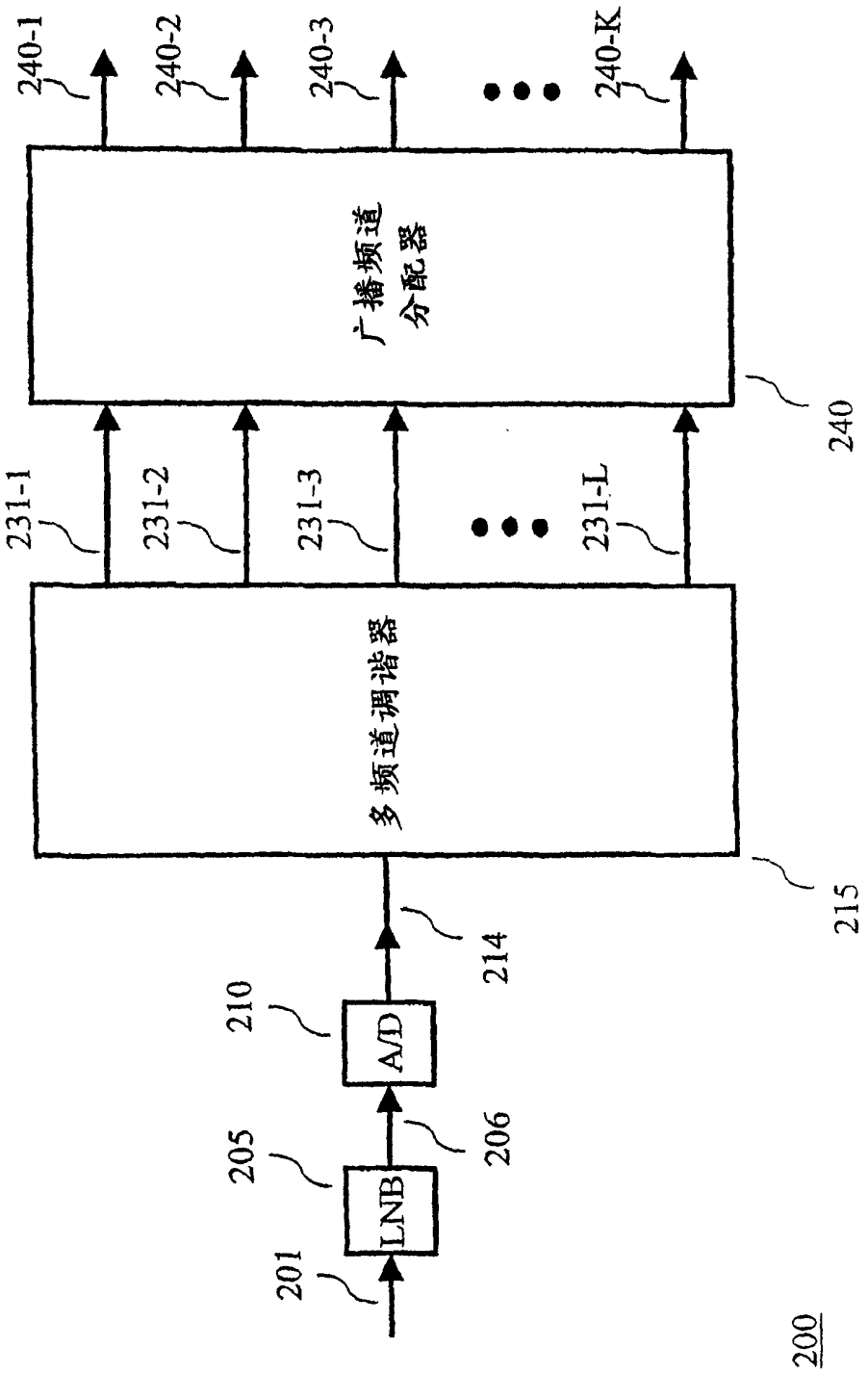

240-1
240-2
240-3
240-K
广播频道
分配器
240
231-1
231-2
231-3
231-L
多频道调谐器
215
214
210
A/D
205
206
LNB
201
200

图 6

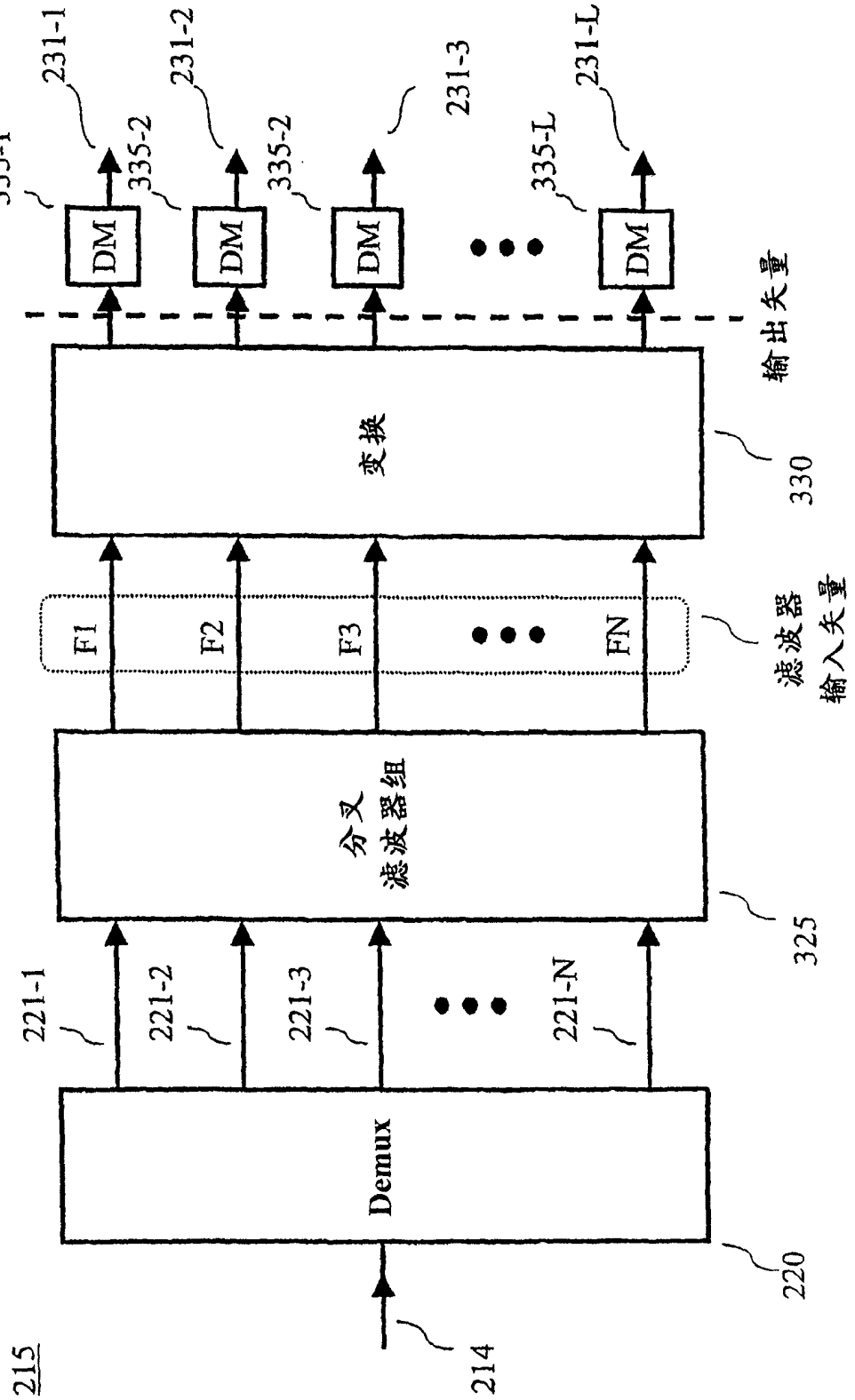
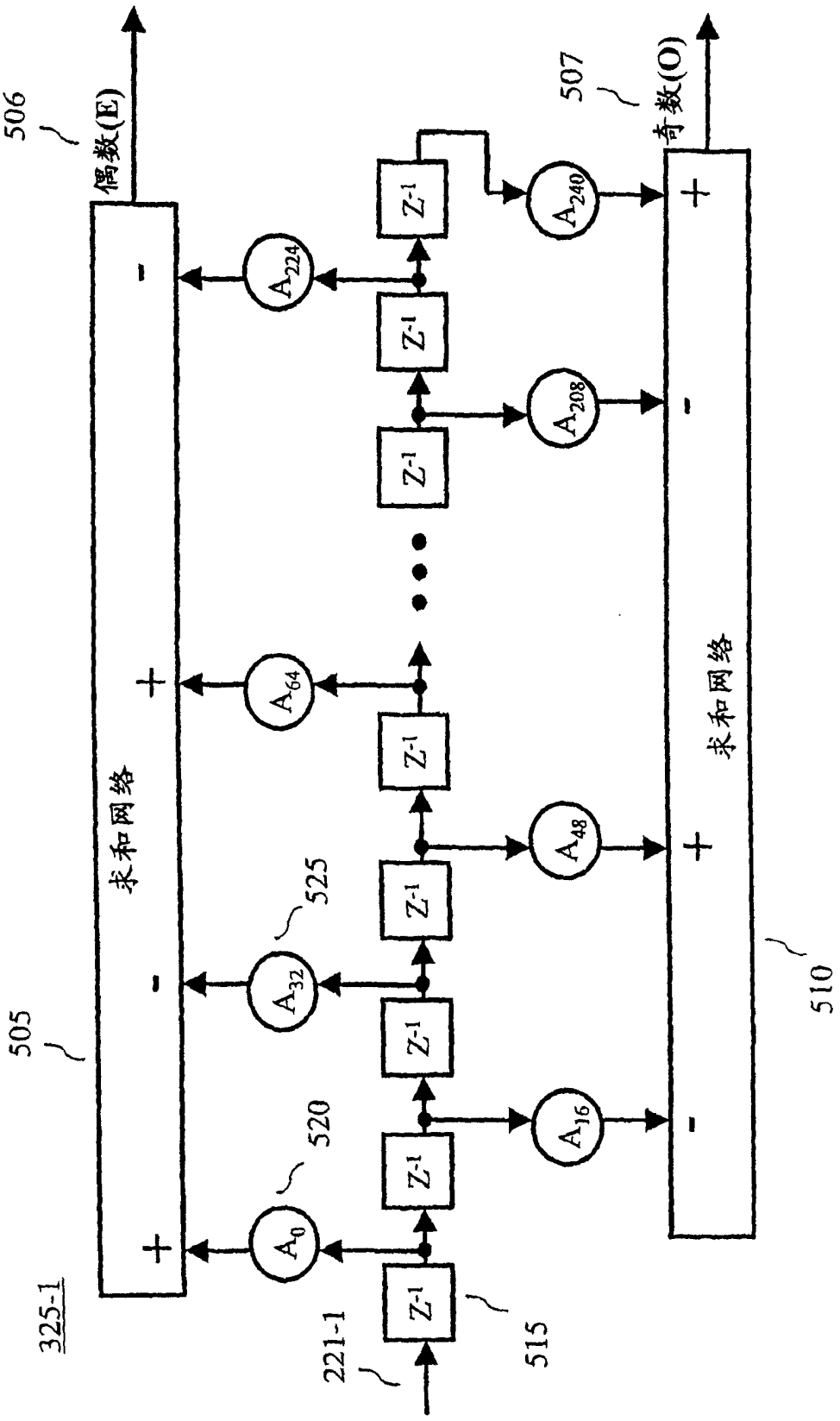

215
214
Demux
220
221-1
221-2
221-3
221-N
分叉
滤波器组
325
F1
F2
F3
FN
滤波器
输入矢量
变换
330
输出矢量
DM
335-1
335-2
335-2
335-L
231-1
231-2
231-3
231-L

图 7


506
偶数(E)
507
奇数(O)
505
求和网络
求和网络
510
325-1
221-1
515
520
525
A_0
A_{16}
A_{32}
A_{48}
A_{64}
A_{208}
A_{224}
A_{240}
Z^{-1}

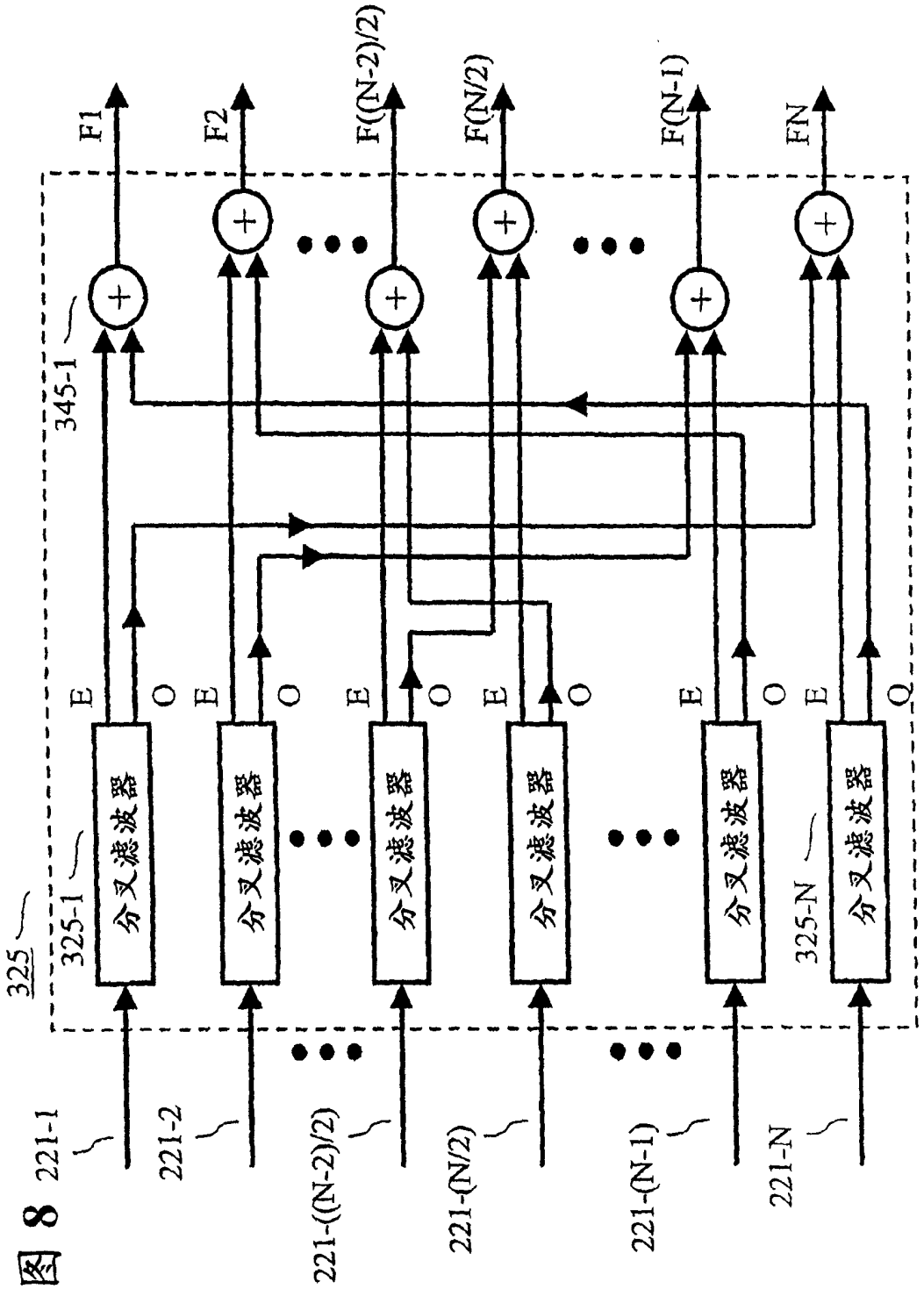

325
325-1
325-N
分叉滤波器
E
O
345-1
F1
F2
F((N-2)/2)
F(N/2)
F(N-1)
FN
221-1
221-2
221-((N-2)/2)
221-(N/2)
221-(N-1)
221-N

图 8

图 9

$$CC=\begin{bmatrix}
1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1\\
0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0\\
0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0\\
0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&1&0\\
0&1&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0&0
\end{bmatrix}$$

图 10

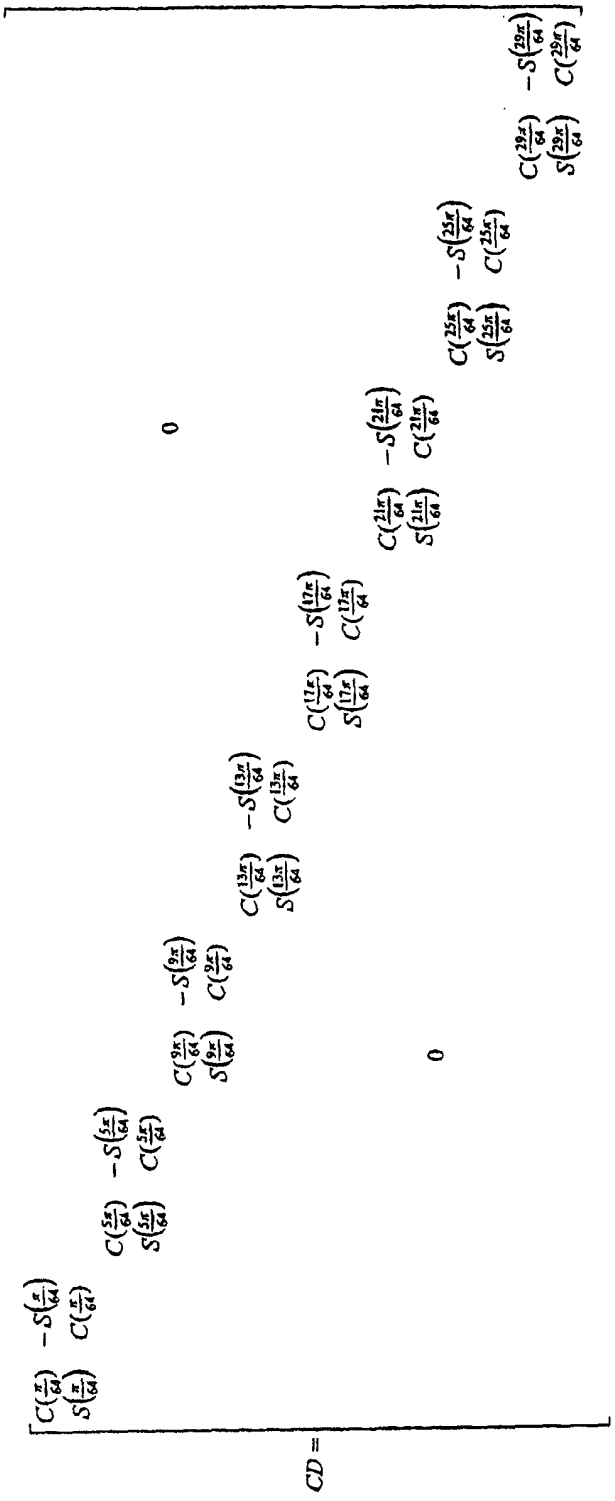
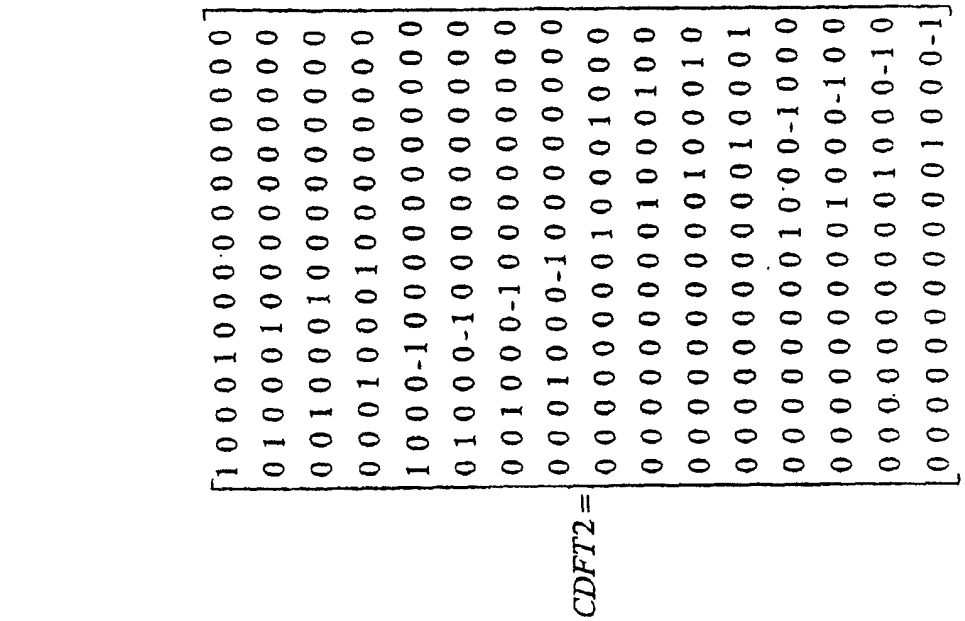


图 11

$$CDFT3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$CDFT4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

图 12



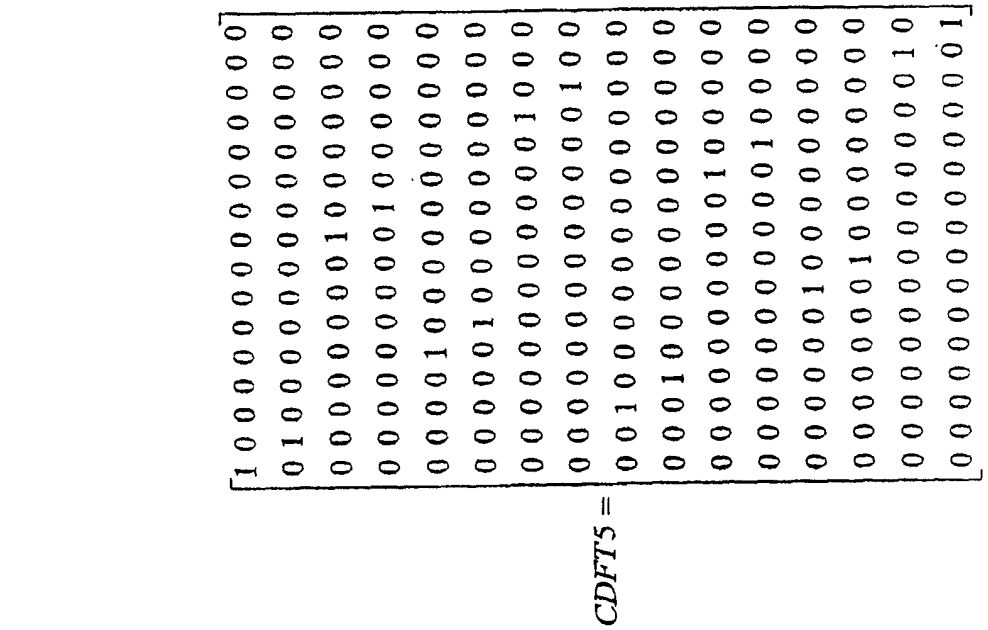


图 13

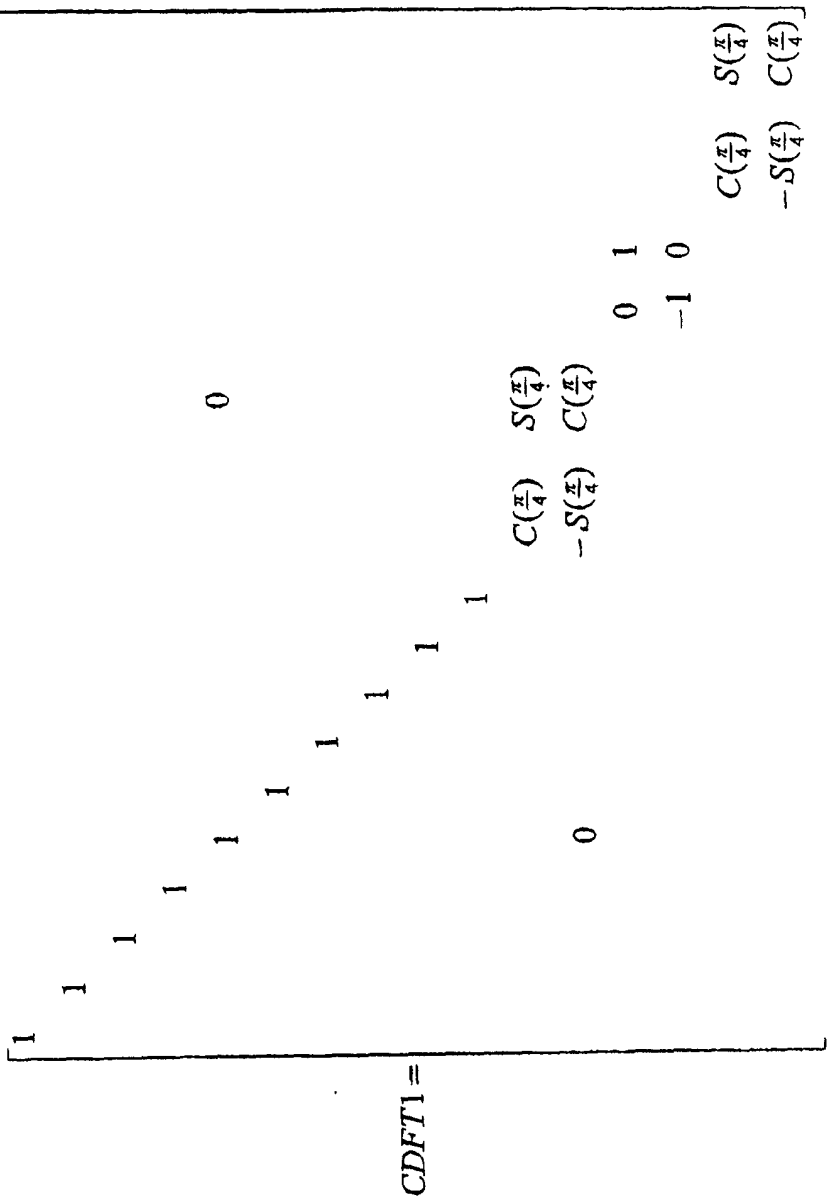


图 14

$$CDFT0 = \begin{bmatrix}
1&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0\\
0&1&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0\\
0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0\\
0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0\\
0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0\\
0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&1&0&0\\
0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&1&0\\
0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&1\\
1&0&0&0&0&0&0&0&-1&0&0&0&0&0&0&0\\
0&1&0&0&0&0&0&0&0&-1&0&0&0&0&0&0\\
0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&-1&0&0&0&0&0\\
0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&-1&0&0&0&0\\
0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&-1&0&0&0\\
0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&-1&0&0\\
0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&-1&0\\
0&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0&0&0&0&0&-1
\end{bmatrix}$$

图 15

$$CE = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C(\frac{\pi}{8}) & S(\frac{\pi}{8}) \\ 0 & 0 & -S(\frac{\pi}{8}) & C(\frac{\pi}{8}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C(\frac{\pi}{16}) & S(\frac{\pi}{16}) & 0 & 0 \\ -S(\frac{\pi}{16}) & C(\frac{\pi}{16}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C(\frac{3\pi}{16}) & S(\frac{3\pi}{16}) \\ 0 & 0 & -S(\frac{3\pi}{16}) & C(\frac{3\pi}{16}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C(\frac{\pi}{4}) & S(\frac{\pi}{4}) & 0 & 0 \\ -S(\frac{\pi}{4}) & C(\frac{\pi}{4}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C(\frac{5\pi}{16}) & S(\frac{5\pi}{16}) \\ 0 & 0 & -S(\frac{5\pi}{16}) & C(\frac{5\pi}{16}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C(\frac{3\pi}{8}) & S(\frac{3\pi}{8}) & 0 & 0 \\ -S(\frac{3\pi}{8}) & C(\frac{3\pi}{8}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C(\frac{7\pi}{16}) & S(\frac{7\pi}{16}) \\ 0 & 0 & -S(\frac{7\pi}{16}) & C(\frac{7\pi}{16}) \end{bmatrix}$$

图 16

$$CF = \begin{bmatrix}
1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\
0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{bmatrix}$$

图 17

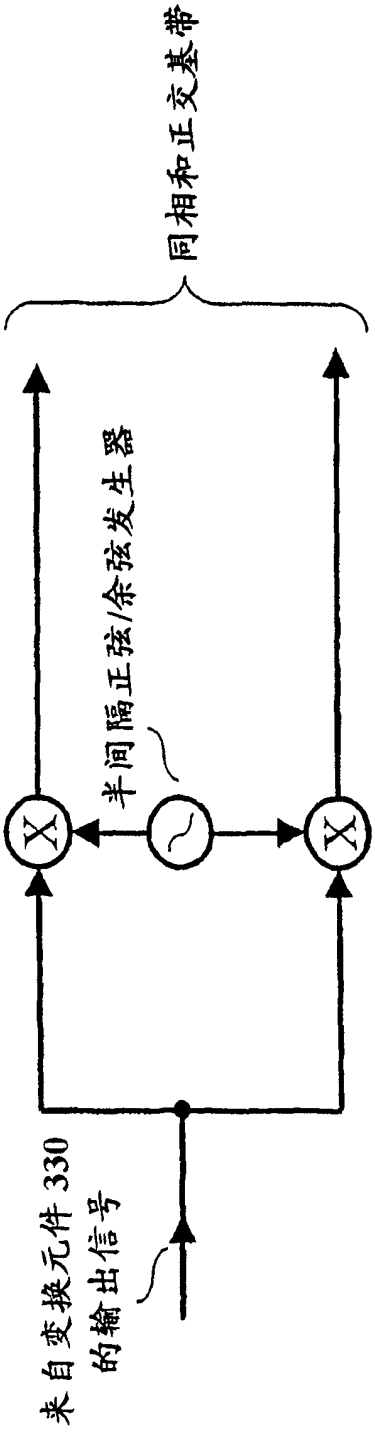


图 18

