

[51] Int. Cl.
H04N 7/015 (2006.01)

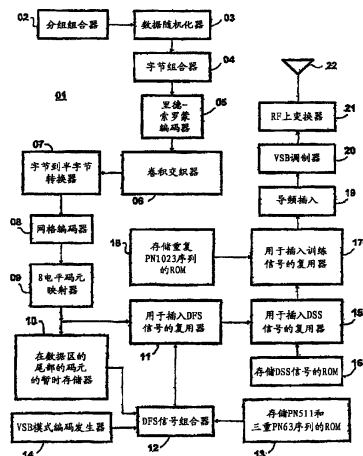


专利号 ZL 01812164.0

[11] 授权公告号 CN 1309254C

权利要求书 13 页 说明书 41 页 附图 18 页

具有大约每秒 10.76 百万采样的码元率的空中发送的 DTV 信号中包括回波抵消基准 (ECR) 信号, 其中每个 ECR 信号包括或必要地包含一个具有波特率码元的重复 PN1023 序列, 这个重复 PN1023 序列包括多个连续数据段同步信号。用于这些 DTV 信号的接收机响应于这些 ECR 信号而产生对于用于信道均衡和回波抑制的自适应滤波器的初始加权系数。所述初始加权系数是通过 DFT 方法或利用一个 PN1023 自相关匹配滤波器从自重复 PN1023 序列 ECR 信号中提取的倒谱中计算的。



1. 一种构造一串连续数据场中的每个数据场的方法，所述数据场在向其中具有自适应均衡和回波抑制滤波的至少一个接收机进行数字电视广播时使用，所述方法包括步骤：

将每个所述数据场划分为持续时间相等的指定数量的连续数据段，每个数据段包括指定数量的多调制电平码元；以及

每个数据段以公共类型的相应的数据段同步序列开始，所述数据段同步序列包括在所述多调制电平码元中使用的第一和第二调制电平的码元；所述方法特征在于进一步包括步骤：

在每个数据场的第一部分中的连续数据段内包括指定数量的多于一个连续周期的由所述第一和所述第二调制电平的码元组成的特定伪随机噪声序列，其中一个完整周期的所述特定伪随机噪声序列的持续时间长于每个所述数据段的持续时间，并且所述连续周期的所述特定伪随机噪声序列包括至少一个所述公共类型的所述数据段同步序列。

2. 按照权利要求 1 的构造一串连续数据场中的每个数据场的方法，其中所述指定数量的多于一个连续周期的特定伪随机噪声序列的数量至少是两个。

3. 按照权利要求 1 的构造一串连续数据场中的每个数据场的方法，其中所述特定伪随机噪声序列是 PN1023 序列。

4. 按照权利要求 1 的构造一串连续数据场中的每个数据场的方法，其中所述特定伪随机噪声序列是一个 PN1023 序列，还包括步骤：

对数据进行前向纠错编码，以产生前向纠错编码的数据；

卷积交织所述前向纠错编码数据，以产生卷积交织的前向纠错编码数据；

以及

处理所述卷积交织的前向纠错编码数据，以便包括在每个所述数据场的指定第二部分内的连续数据段中。

5. 一种按照权利要求 4 的构造一串连续数据场中的每个数据场的方法，其中处理所述卷积交织的前向纠错编码数据以便包括在每个所述数据场的所述指定第二部分内的连续数据段中的所述步骤包括子步骤：

网格编码所述卷积交织的前向纠错编码数据以产生网格编码的数据；和

在每个所述数据场的所述指定的第二部分内的数据段中分配所述网格编码的数据。

6. 一种用于按照权利要求 3 的方法广播数字电视信号的发射机。

7. 一种用于接收按照权利要求 3 的方法广播的数字电视信号的接收机，所述接收机包括：

前端电路，响应于为接收而选择的射频广播数字电视信号，提供放大的中频信号；

解调器和模数转换电路，被连接来从所述前端电路接收所述放大的中频信号，用于从所述放大的中频信号还原数字化的基带广播数字电视信号；

门电路，用于从由所述解调器和模数转换电路还原的数字化基带广播数字电视信号中的训练信号的每次出现中选择 1023 码元出现时间的相应的一组连续数字样值；

DFT 计算机装置，用于计算 1023 码元出现时间的所述相应的一组连续数字样值的功率谱的离散傅立叶变换；

用于产生离散傅立叶变换的电路，它通过下列系数使得实际发送信道特性化：

所述 DFT 计算机装置计算的 1023 码元出现时间的所述对应的一组连续数字样值的所述功率谱的离散傅立叶变换的每个项，以及

指示一个理想的传输信道对所述训练信号的响应的离散傅立叶变换的对应项；

离散傅立叶逆变换的电路，用于计算使得所述实际发送信道特性化的所述离散傅立叶变换的离散傅立叶逆变换；以及

自适应信道均衡和回波抵消滤波器，连接用于以通过调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数而进行自适应的响应，来响应所述数字化基带广播数字电视信号，其中所述调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数是响应于所述傅立叶逆变换。

8. 一种用于接收按照权利要求 3 的方法广播的数字电视信号的接收机，所述接收机包括：

前端电路，响应于为接收而选择的射频广播数字电视信号，提供放大的中频信号；

解调器和模数转换电路，被连接来从所述前端电路接收所述放大的中频

信号，用于从所述放大的中频信号还原数字化的基带广播数字电视信号；

循环类型的匹配滤波装置，连接用于从来自所述解调器和模数转换电路的所述数字化基带广播数字电视信号中的训练信号的每次出现中选择 1023 码元出现时间的相应的一组连续数字样值，所述匹配滤波装置对于 1023 码元出现时间的所述相应的一组连续数字样值的每个，执行周期的 PN1023 自相关滤波，以便产生一个倒谱，它使得用于数字电视信号到所述接收机的发送信道特性化；以及

自适应信道均衡和回波抵消滤波器，连接用于以通过调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数而进行自适应的响应，来响应所述数字化基带广播数字电视信号，其中所述调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数是响应于所述倒谱。

9. 一种用于接收按照权利要求 3 的方法广播的数字电视信号的接收机，所述接收机包括：

前端电路，响应于为接收而选择的射频广播数字电视信号，提供放大的中频信号；

解调器和模数转换电路，被连接来从所述前端电路接收所述放大的中频信号，用于从所述放大的中频信号还原数字化的基带广播数字电视信号；

直接分量抑制滤波器，连接来从所述解调器和模数转换电路接收的所述数字化基带广播信号数字电视信号作为它的输入信号，所述直接分量抑制滤波器连接来向所述数字化基带广播数字电视信号提供一个响应，它抑制任何直接分量，所述直接分量归因于对伴随着为接收而选择的所述射频广播电视数字信号的导频载波的检测；

非循环类型的匹配滤波装置，连接用于对所述直接分量抑制滤波器的响应执行 PN1023 自相关滤波，以便提供匹配的滤波器响应；

梳状滤波器，连接来接收所述匹配滤波响应作为它的输入信号和提供一个梳状滤波器响应，所述梳状滤波器响应差分地组合所述匹配滤波器响应与被延迟 1023 码元出现时间的所述匹配滤波器响应，所述梳状滤波器响应包括一个扩展的倒谱，使得用于数字电视信号到所述接收机的发送信道特性化，所述扩展的倒谱响应于在每个数据场中的所述 PN1023 序列的连续周期而产生；

扩展倒谱寄存器，连接来从所述梳状滤波器响应选择响应于在每个数据

场中的所述 PN1023 序列的连续周期而产生的倒谱,以便暂时存储在所述扩展倒谱寄存器中;以及

自适应信道均衡和回波抵消滤波器,连接用于以通过调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数而进行自适应的响应,来响应所述数字化基带广播数字电视信号,其中所述调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数是响应于所述扩展的倒谱。

10. 一种用于接收按照权利要求 3 的方法广播的数字电视信号的接收机,所述接收机包括:

前端电路,响应于为接收而选择的射频广播数字电视信号,提供放大的中频信号;

解调器和模数转换电路,被连接来从所述前端电路接收所述放大的中频信号,用于从所述放大的中频信号还原数字化的基带广播数字电视信号;

门电路,用于从由所述解调器和模数转换电路还原的数字化的基带广播数字电视信号中的所述训练信号的每次出现中选择 1023 码元出现时间的相应的一组连续数字样值;

DFT 计算机装置,用于计算 1023 码元出现时间的所述对应的一组连续数字样值的功率谱的离散傅立叶变换;

用于产生离散傅立叶变换的电路,它通过下列系数使得实际发送信道特性化:

所述 DFT 计算机装置计算的 1023 码元出现时间的所述相应的一组连续数字样值的所述功率谱的离散傅立叶变换的每个项,以及

指示一个理想的传输信道对所述训练信号的响应的离散傅立叶变换的对应项;

离散傅立叶逆变换的电路,用于计算使得所述实际发送信道特性化的所述离散傅立叶变换的离散傅立叶逆变换;

直接分量抑制滤波器,连接来从所述解调器和模数转换电路接收的所述数字化基带广播数字电视信号作为它的输入信号,所述直接分量抑制滤波器连接来向所述数字化基带广播数字电视信号提供一个响应,它抑制任何直接分量,所述直接分量归因于对伴随着为接收而选择的所述射频广播电视数字信号的导频载波的检测;

非循环类型的匹配滤波装置,连接用于对所述直接分量抑制滤波器的响

应执行 PN1023 自相关滤波, 以便提供匹配滤波器响应;

梳状滤波器, 连接来接收所述匹配滤波器响应作为它的输入信号和提供一个梳状滤波器响应, 所述梳状滤波器响应差分地组合所述匹配滤波器响应与被延迟 1023 码元出现时间的所述匹配滤波器响应, 所述梳状滤波器响应包括扩展的倒谱, 使得用于数字电视信号到所述接收机的发送信道特性化, 所述扩展的倒谱之一响应于在每个数据场中的所述 PN1023 序列的连续周期而产生;

扩展倒谱寄存器, 连接来从所述梳状滤波器响应选择响应于每个数据场中的所述 PN1023 序列的连续周期而产生的扩展倒谱, 以便暂时存储在所述扩展倒谱寄存器中;

计算机, 其中使得所述实际发送信道特性化的所述离散傅立叶变换的傅立叶逆变换的周期重复被产生, 并按照暂时存储在所述扩展倒谱寄存器中的扩展倒谱将该周期重复剪除, 以产生没有环绕的信道脉冲响应; 以及

自适应信道均衡和回波抵消滤波器, 连接用于以通过调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数而被自适应的响应, 来响应所述数字化基带广播信号电视信号, 其中所述调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数是响应于没有环绕的所述信道脉冲响应。

11. 一种用于接收按照权利要求 3 的方法广播的数字电视信号的接收机, 所述接收机包括:

前端电路, 响应于为接收而选择的射频广播数字电视信号, 提供放大的中频信号;

解调器和模数转换电路, 被连接来从所述前端电路接收所述放大的中频信号, 用于从所述放大的中频信号还原数字化的基带广播数字电视信号;

循环类型的匹配滤波装置, 连接用于从来自所述解调器和模数转换电路的所述数字化基带广播数字电视信号中的训练信号的每次出现中选择 1023 码元出现时间的相应的一组连续数字样值, 所述匹配滤波装置对于 1023 码元出现时间的所述相应的一组连续数字样值的每个执行周期的 PN1023 自相关滤波, 以便产生一个倒谱, 它使得用于数字电视信号的到所述接收机的发送信道特性化;

直接分量抑制滤波器, 连接来从所述解调器和模数转换电路接收的所述数字化基带广播数字电视信号作为它的输入信号, 所述直接分量抑制滤波器

连接来向所述数字化基带广播数字电视信号提供一个响应，它抑制任何直接分量，所述直接分量归因于对伴随着为接收而选择的所述射频广播电视数字信号的导频载波的检测；

非循环类型的匹配滤波装置，连接用于对所述直接分量抑制滤波器的响应执行 PN1023 自相关滤波，以便提供匹配滤波器响应；

梳状滤波器，连接来接收所述匹配滤波器响应作为它的输入信号和提供一个梳状滤波器响应，所述梳状滤波器响应差分地组合所述匹配滤波器响应与被延迟 1023 码元出现时间的所述匹配滤波器响应，所述梳状滤波器响应包括扩展的倒谱，使得用于数字电视信号到所述接收机的发送信道特性化，所述扩展的倒谱之一响应于在每个数据场中的所述 PN1023 序列的连续周期而产生；

扩展倒谱寄存器，连接来从所述梳状滤波器响应选择响应于每个数据场中的所述 PN1023 序列的连续周期而产生的扩展倒谱，以便暂时存储在所述扩展倒谱寄存器中；

计算机，其中使得由所述循环类型的匹配滤波装置产生的倒谱的循环重复被产生，并按照暂时存储在所述扩展倒谱寄存器中的扩展倒谱将该循环重复剪除，以产生没有环绕的信道脉冲响应；以及

自适应信道均衡和回波抵消滤波器，连接用于以通过调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数而被自适应的响应，来响应所述数字化基带广播信号电视信号，其中所述调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数是响应于没有环绕的所述信道脉冲响应。

12. 一种用于按照权利要求 4 的方法广播数字电视信号的发射机。

13. 一种用于接收按照权利要求 4 的方法广播的数字电视信号的接收机，所述接收机包括：

前端电路，响应于为接收而选择的射频广播数字电视信号，提供放大的中频信号；

解调器和模数转换电路，被连接来从所述前端电路接收所述放大的中频信号，用于从所述放大的中频信号还原数字化的基带广播数字电视信号；

门电路，用于从由所述解调器和模数转换电路还原的数字化基带广播数字电视信号中的训练信号的每次出现中选择 1023 码元出现时间的相应的一组连续数字样值；

DFT 计算机装置,用于计算 1023 码元出现时间的所述对应的一组连续数字样值的功率谱的离散傅立叶变换;

用于产生离散傅立叶变换的电路,它通过下列系数使得实际发送信道特性化:

所述 DFT 计算机装置计算的 1023 码元出现时间的所述相应的一组连续数字样值的所述功率谱的离散傅立叶变换的每个项,以及

指示一个理想的传输信道对所述训练信号的响应的离散傅立叶变换的对应项;

离散傅立叶逆变换的电路,用于计算使得所述实际发送信道特性化的所述离散傅立叶变换的离散傅立叶逆变换;

自适应信道均衡和回波抵消滤波器,连接用于以通过调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数而被自适应的响应,来响应所述数字化基带广播信号电视信号,其中所述调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数是响应于所述傅立叶逆变换;

码元解码器,用于解码所述自适应信道均衡和回波抵消滤波的响应以还原交织的数据;

卷积去交织器,连接用于去交织由所述码元解码器还原的交织数据以产生去交织数据的分组;

差错检测和纠正电路,连接来用于检测在去交织数据的所述分组中的每个中的任何差错,所述差错检测和纠正电路连接来提供去交织数据的所述分组,其中具有少于指定数量的差错的所述分组的每个已经被纠错;

数据去随机化器,连接来用于从所述差错检测和纠正电路接收去交织数据的所述分组,其中具有少于指定数量的差错的所述分组的每个已经被纠错,所述数据去随机化器还连接来用于通过以指定的去随机化的信号异或所述去随机化的数据而产生数据去随机化器输出信号;以及

分组分类器,连接来用于在多个输出信号的每个中提供从所述数据去随机化器输出信号中分类的一个组的特定可识别数据分组,以响应于一个分组识别信号,所述分组识别信号用于未被所述差错检测和纠正电路剩余在差错中的其中的每个数据分组。

14. 一种用于接收按照权利要求 4 的方法广播的数字电视信号的接收机,所述接收机包括:

前端电路，响应于为接收而选择的射频广播数字电视信号，提供放大的中频信号；

解调器和模数转换电路，被连接来从所述前端电路接收所述放大的中频信号，用于从所述放大的中频信号还原数字化的基带广播数字电视信号；

循环类型的匹配滤波装置，连接用于从来自所述解调器和模数转换电路的所述数字化基带广播数字电视信号中的训练信号的每次出现中选择 1023 码元出现时间的相应的一组连续数字样值，所述匹配滤波装置对于 1023 码元出现时间的所述相应的一组连续数字样值的每个执行周期的 PN1023 自相关滤波，以便产生一个倒谱，它使得用于数字电视信号的到所述接收机的发送信道特性化；

自适应信道均衡和回波抵消滤波器，连接用于以通过调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数而被自适应的响应，来响应所述数字化基带广播数字电视信号，其中所述调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数是响应于所述倒谱；

码元解码器，用于解码所述自适应信道均衡和回波抵消滤波的响应以还原交织的数据；

卷积去交织器，连接用于去交织由所述码元解码器还原的交织数据以产生去交织数据的分组；

差错检测和纠正电路，连接来用于检测在去交织数据的所述分组中的每个中的任何差错，所述差错检测和纠正电路连接来提供去交织数据的所述分组，其中具有少于指定数量的差错的所述分组的每个已经被纠错；

数据去随机化器，连接来用于从所述差错检测和纠正电路接收去交织数据的所述分组，其中具有少于指定数量的差错的所述分组的每个已经被纠错，所述数据去随机化器还连接来用于通过以指定的去随机化的信号异或所述去随机化的数据而产生数据去随机化器输出信号；以及

分组分类器，连接来用于在多个输出信号的每个中提供从所述数据去随机化器输出信号中分类的一个组的特定可识别数据分组，以响应于一个分组识别信号，所述分组识别信号用于未被所述差错检测和纠正电路剩余在差错中的其中的每个数据分组。

15. 一种用于接收按照权利要求 4 的方法广播的数字电视信号的接收机，所述接收机包括：

前端电路，响应于为接收而选择的射频广播数字电视信号，提供放大的中频信号；

解调器和模数转换电路，被连接来从所述前端电路接收所述放大的中频信号，用于从所述放大的中频信号还原数字化的基带广播数字电视信号；

直接分量抑制滤波器，连接来从所述解调器和模数转换电路接收的所述数字化基带广播数字电视信号作为它的输入信号，所述直接分量抑制滤波器连接来向所述数字化基带广播数字电视信号提供一个响应，它抑制任何直接分量，所述直接分量归因于对伴随着为接收而选择的所述射频广播电视数字信号的导频载波的检测；

非循环类型的匹配滤波装置，连接用于对所述直接分量抑制滤波器的响应执行 PN1023 自相关滤波，以便提供匹配滤波器响应；

梳状滤波器，连接来接收所述匹配滤波响应作为它的输入信号和提供一个梳状滤波器响应，所述梳状滤波器响应差分地组合所述匹配滤波器响应与被延迟 1023 码元出现时间的所述匹配滤波器响应，所述梳状滤波器响应包括一个扩展的倒谱，使得用于数字电视信号到所述接收机的发送信道特性化，所述扩展的倒谱响应于在每个数据场中的所述 PN1023 序列的连续周期而产生；

扩展倒谱寄存器，连接来从所述梳状滤波器响应选择响应于在每个数据场中的所述 PN1023 序列的连续周期而产生的倒谱，以便暂时存储在所述扩展倒谱寄存器中；以及

自适应信道均衡和回波抵消滤波器，连接用于以通过调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数而进行自适应的响应，来响应所述数字化基带广播数字电视信号，其中所述调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数是响应于所述扩展的倒谱；

码元解码器，用于解码所述自适应信道均衡和回波抵消滤波的响应以还原交织的数据；

卷积去交织器，连接用于去交织由所述码元解码器还原的交织数据以产生去交织数据的分组；

差错检测和纠正电路，连接来用于检测在去交织数据的所述分组中的每个中的任何差错，所述差错检测和纠正电路连接来提供去交织数据的所述分组，其中具有少于指定数量的差错的所述分组的每个已经被纠错；

数据去随机化器，连接来用于从所述差错检测和纠正电路接收去交织数据的所述分组，其中具有少于指定数量的差错的所述分组的每个已经被纠错，所述数据去随机化器还连接来用于通过以指定的去随机化的信号异或所述去随机化的数据而产生数据去随机化器输出信号；以及

分组分类器，连接来用于在多个输出信号的每个中提供从所述数据去随机化器输出信号中分类的一个组的特定可识别数据分组，以响应于一个分组识别信号，所述分组识别信号用于未被所述差错检测和纠正电路剩余在差错中的其中的每个数据分组。

16. 一种用于按照权利要求 5 的方法广播数字电视信号的发射机。

17. 一种用于接收按照权利要求 5 的方法广播的数字电视信号的接收机，所述接收机包括：

前端电路，响应于为接收而选择的射频广播数字电视信号，提供放大的中频信号；

解调器和模数转换电路，被连接来从所述前端电路接收所述放大的中频信号，用于从所述放大的中频信号还原数字化的基带广播数字电视信号；

门电路，用于从由所述解调器和模数转换电路还原的数字化基带广播数字电视信号中的训练信号的每次出现中选择 1023 码元出现时间的相应的一组连续数字样值；

DFT 计算机装置，用于计算 1023 码元出现时间的所述对应的一组连续数字样值的功率谱的离散傅立叶变换；

用于产生离散傅立叶变换的电路，它通过下列系数使得实际发送信道特性化：

所述 DFT 计算机装置计算的 1023 码元出现时间的所述相应的一组连续数字样值的所述功率谱的离散傅立叶变换的每个项，以及

指示一个理想的传输信道对所述训练信号的响应的离散傅立叶变换的对应项；

离散傅立叶逆变换的电路，用于计算使得所述实际发送信道特性化的所述离散傅立叶变换的离散傅立叶逆变换；

自适应信道均衡和回波抵消滤波器，连接用于以通过调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数而被自适应的响应，来响应所述数字化基带广播数字电视信号，其中所述调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波

器的加权系数是响应于所述傅立叶逆变换;

网格解码器, 用于解码所述自适应信道均衡和回波抵消滤波的响应以还原交织的数据;

卷积去交织器, 连接用于去交织由所述网格解码器还原的交织数据以产生去交织数据的分组;

差错检测和纠正电路, 连接来用于检测在去交织数据的所述分组中的每个中的任何差错, 所述差错检测和纠正电路连接来提供去交织数据的所述分组, 其中具有少于指定数量的差错的所述分组的每个已经被纠错;

数据去随机化器, 连接来用于从所述差错检测和纠正电路接收去交织数据的所述分组, 其中具有少于指定数量的差错的所述分组的每个已经被纠错, 所述数据去随机化器还连接来用于通过以指定的去随机化的信号异或所述去随机化的数据而产生数据去随机化器输出信号; 以及

分组分类器, 连接来用于在多个输出信号的每个中提供从所述数据去随机化器输出信号中分类的一个组的特定可识别数据分组, 以响应于一个分组识别信号, 所述分组识别信号用于未被所述差错检测和纠正电路剩余在差错中的其中的每个数据分组。

18. 一种用于接收按照权利要求 5 的方法广播的数字电视信号的接收机, 所述接收机包括:

前端电路, 响应于为接收而选择的射频广播数字电视信号, 提供放大的中频信号;

解调器和模数转换电路, 被连接来从所述前端电路接收所述放大的中频信号, 用于从所述放大的中频信号还原数字化的基带广播数字电视信号;

循环类型的匹配滤波装置, 连接用于从来自所述解调器和模数转换电路的所述数字化基带广播数字电视信号中的训练信号的每次出现中选择 1023 码元出现时间的相应的一组连续数字样值, 所述匹配滤波装置对于 1023 码元出现时间的所述相应的一组连续数字样值的每个执行周期的 PN1023 自相关滤波, 以便产生一个倒谱, 它使得用于数字电视信号到所述接收机的发送信道特性化;

自适应信道均衡和回波抵消滤波器, 连接用于以通过调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数而被自适应的响应, 来响应所述数字化基带广播数字电视信号, 其中所述调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波

器的加权系数是响应于所述倒谱;

网格解码器, 用于解码所述自适应信道均衡和回波抵消滤波的响应以还原交织的数据;

卷积去交织器, 连接用于去交织由所述网格解码器还原的交织数据以产生去交织数据的分组;

差错检测和纠正电路, 连接来用于检测在去交织数据的所述分组中的每个中的任何差错, 所述差错检测和纠正电路连接来提供去交织数据的所述分组, 其中具有少于指定数量的差错的所述分组的每个已经被纠错;

数据去随机化器, 连接来用于从所述差错检测和纠正电路接收去交织数据的所述分组, 其中具有少于指定数量的差错的所述分组的每个已经被纠错, 所述数据去随机化器还连接来用于通过以指定的去随机化的信号异或所述去随机化的数据而产生数据去随机化器输出信号; 以及

分组分类器, 连接来用于在多个输出信号的每个中提供从所述数据去随机化器输出信号中分类的一个组的特定可识别数据分组, 以响应于一个分组识别信号, 所述分组识别信号用于未被所述差错检测和纠正电路剩余在差错中的其中的每个数据分组。

19. 一种用于接收按照权利要求 5 的方法广播的数字电视信号的接收机, 所述接收机包括:

前端电路, 响应于为接收而选择的射频广播数字电视信号, 提供放大的中频信号;

解调器和模数转换电路, 被连接来从所述前端电路接收所述放大的中频信号, 用于从所述放大的中频信号还原数字化的基带广播数字电视信号;

直接分量抑制滤波器, 连接来从所述解调器和模数转换电路接收的所述数字化基带广播数字电视信号作为它的输入信号, 所述直接分量抑制滤波器连接来向所述数字化基带广播数字电视信号提供一个响应, 它抑制任何直接分量, 所述直接分量归因于对伴随着为接收而选择的所述射频广播电视数字信号的导频载波的检测;

非循环类型的匹配滤波装置, 连接用于对所述直接分量抑制滤波器的响应执行 PN1023 自相关滤波, 以便提供匹配滤波器响应;

梳状滤波器, 连接来接收所述匹配滤波响应作为它的输入信号和提供一个梳状滤波器响应, 所述梳状滤波器响应差分地组合所述匹配滤波器响应与

被延迟 1023 码元出现时间的所述匹配滤波器响应,所述梳状滤波器响应包括一个扩展的倒谱,使得用于数字电视信号到所述接收机的发送信道特性化,所述扩展的倒谱响应于在每个数据场中的所述 PN1023 序列的连续周期而产生;

扩展倒谱寄存器,连接来从所述梳状滤波器响应选择响应于在每个数据场中的所述 PN1023 序列的连续周期而产生的倒谱,以便暂时存储在所述扩展倒谱寄存器中;以及

自适应信道均衡和回波抵消滤波器,连接用于以通过调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数而进行自适应的响应,来响应所述数字化基带广播数字电视信号,其中所述调节所述自适应信道均衡和回波抵消滤波器的加权系数是响应于所述扩展的倒谱;

网格解码器,用于解码所述自适应信道均衡和回波抵消滤波的响应以还原交织的数据;

卷积去交织器,连接用于去交织由所述网格解码器还原的交织数据以产生去交织数据的分组;

差错检测和纠正电路,连接来用于检测在去交织数据的所述分组中的每个中的任何差错,所述差错检测和纠正电路连接来提供去交织数据的所述分组,其中具有少于指定数量的差错的所述分组的每个已经被纠错;

数据去随机化器,连接来用于从所述差错检测和纠正电路接收去交织数据的所述分组,其中具有少于指定数量的差错的所述分组的每个已经被纠错,所述数据去随机化器还连接来用于通过以指定的去随机化的信号异或所述去随机化的数据而产生数据去随机化器输出信号;以及

分组分类器,连接来用于在多个输出信号的每个中提供从所述数据去随机化器输出信号中分类的一个组的特定可识别数据分组,以响应于一个分组识别信号,所述分组识别信号用于未被所述差错检测和纠正电路剩余在差错中的其中的每个数据分组。

用于单载波数字电视广播系统的 重复 PN1023 序列回波抵消基准信号

技术领域

本发明涉及用于空中广播的数字电视(DTV)信号、用于这样的广播 DTV 信号的发射机和用于这样的广播 DTV 信号的接收机,所述广播 DTV 信号包括新的回波抵消基准(ECR)信号分量,用于初始化在 DTV 接收机中使用的用于信道均衡和回波抵消的自适应滤波器的参数。

背景技术

高级电视系统委员会(ATSC)在1995年出版了如文件 A/53 的数字电视标准,以下为了简洁,简单称为“A/53”。A/53 的题目为“RF/传输系统特性”的附录 D 被特别并入本说明书作为参考。附录 D 详细说明数据帧应当包括两个数据场,每个数据场包括 313 个数据段,每个数据段包括 832 个码元。附录 D 详细说明每个数据段应当以一个 4 码元数据段同步(DSS)序列开始。附录 D 详细说明每个数据场的初始数据段应当包括跟随 4 码元 DSS 序列的一个数据场同步(DFS)信号。在每个 A/53 DFS 信号中的第 5 到第 515 个码元是指定的 PN511 序列——即,由能够作为+5 或-5 值的 511 个码元构成的伪随机噪声序列。在每个 A/53 DFS 信号中的第 516 到第 704 码元是一个三重(triple)PN63 序列,由总共 189 个能够作为+5 或-5 值的码元构成。中间 PN63 序列的每隔一个数据场极性相反。在每个 A/53 DFS 信号中的第 705 到 728 个码元包括一个 VSB 模式代码,它指定要发送的残留边带(VSB)信号的特性。在每个 A/53 DFS 信号中剩余的 104 个码元被保留,这些码元中的最后 12 个是一个预编码信号,预编码信号在前一个数据场的最后一个数据段中重复所述数据的最后 12 个码元。A/53 详细说明这种预编码信号以完成网格编码和解码步骤,这些步骤能够在每个数据场的第二个数据段中从这些步骤停止处理在前一个数据场中的数据的地方恢复。

接收机将它的操作同步到的广播 TV 信号被称为主信号,主信号通常是通过最短传输路径接收的直接信号。因此,通过其他路径接收的多径信号通

常相对于主信号被延迟并呈现为滞后重影信号。但是直接或最短路径信号不是接收机同步到的信号是有可能的。当接收机将它的操作同步到相对于直接信号延迟（更长路径）的一个信号的时候，会存在由直接信号引起的一个超前的多径信号，或存在由直接信号和延迟少于接收机同步到的反射信号的其他反射信号引起的多个超前的多径信号。在模拟电视领域，多径信号被称为“重影”，但是在 DTV 领域中多径信号通常被称为“回波”。领先于主信号的多径信号被称为“前回波”，滞后于主信号的多径信号被称为“后回波”。回波的数量、幅度和延迟时间随不同位置和给定位置的不同信道而变化。据报道，具有相当大能量的后回波从基准信号的延迟达到 60 个微秒。据报道，前回波具有相当大能量的前回波领先于基准信号达到 30 个微秒。这大约 90 微秒的可能回波范围比 2000 年春天之前一般设想的要更宽一点。

数字电视（DTV）信号向接收机的发送被认为是通过具有采样数据时域滤波器的特性的一个传输路径进行的，所述采样数据时域滤波器提供对发送信号的不同延迟的响应的加权和。在 DTV 信号接收机中，所接收的信号是通过均衡和回波抵消滤波而传输的，它至少部分补偿在发送信道中发生的时域滤波效果。这种均衡和回波抵消滤波通常是在数字域中执行的采样数据滤波。对于通过其从各种发射机接收的广播数字电视信号的信道，时域滤波效果是不同的。而且，对于从每一个特定发射机接收的广播数字电视信号，时域滤波效果随时间而改变。在当反射传输路径的长度由于移动物体的反射而改变的时候从单个发射机接收时，引入了被称为“动态多径”的改变。因此，需要自适应滤波步骤来调整提供回波抵消和均衡的采样数据滤波的加权系数。

通常利用两种一般类型之一的方法试图确定提供回波抵消和均衡的采样数据滤波的加权系数。第一种一般类型的方法特别依赖于对一个 ECR 信号或对特别有利于这种分析的包括在所发送的信号中的回波抵消基准（ECR）信号的多径效果的分析。第二种一般类型的方法依赖于对被发送信号的所有部分的多径效果的分析。虽然在 ATSC 标准 DTV 信号中的数据场的初始数据段中的 PN511 和三重 PN63 序列被原先提出用作 ECR 信号，但是不论单独还是组合考虑，在实际现场环境中的 VSB 接收机的性能已经证明这些序列都是不合适的 ECR 信号。因此，大多数 DTV 制造商已经使用判定反馈方法，它依赖于对于被发送信号的所有部分的多径效果分析，用于使采样数据滤波的加权系数适应。利用最小均方（LMS）方法或块 LMS 方法的判定反馈方法可以

在合理大小的集成电路中实现。在均衡和回波抵消滤波已经被初始地收敛到基本最佳的响应之后，只要通过滤波的采样率略微高于码元率并且只要动态路径改变率不超过判定反馈循环的调整速率（slewing rate），这些判定反馈方法提供相当好地跟踪动态多径条件。

但是，当初始接收具有不良多径失真的 DTV 信号的时候，这些判定反馈方法在将均衡和回波抵消滤波收敛到接近最佳响应中往往是相当慢而不能接受。不良多径失真条件包括实质的能量的回波超前或滞后于主接收信号大于 10 或 20 微秒的情况、存在相对于主接收信号具有不同定时的许多回波的群的情况、多径失真迅速改变的情况和因为能量电平的相似而难于从回波中区别主接收信号的情况。

更坏的情况是，当在判定反馈循环的调整速率还没有快到可以赶上在多径条件中的迅速变化之后必须重新进行动态多径条件的跟踪的时候，收敛使非常慢的。提供比 LMS 或块 LMS 判定反馈方法快的收敛快的、依赖于数据的均衡和回波抵消方法是公知的，但是将它们实现在合理大小的集成电路中有困难。

因此，所期望的是，改进 A/53 DTV 信号以定期引入 ECR 信号，它将“迅速”将均衡和回波抵消滤波收敛到基本最佳的响应。所期望的是，具有一种 ECR 信号，它不干扰在现场已经存在的 DTV 信号接收机的运行。但是，因为在 DTV 接收机中的 VSB-8 信号的去交织的原因，这可能是不可能满足的条件、至少是不可能完全满足的条件。

由 A. L. R. Limberg 在 2001 年 1 月 18 日提交的题目为“用于广播数字电视信号接收机的重影消除基准信号和利用它们的接收机”的美国专利申请第 09/776,019 号描述了每个数据场被扩展了预定数量的数据段以允许包括由具有波特率码元的重复 PN511 序列组成的 ECR 信号。专利申请第 09/776,019 号还详细说明前置编码信号重复第 313 数据段的最后 12 个码元，就象在标准 VSB-8 DTV 信号中一样。数据场的扩展以包括超过 313 个数据段使得在新设计的 DTV 接收机中不得不进行的在 DTV 发射机中的卷积交织器和在 DTV 接收机中的对应的去交织器的修改最小。但是，扩展的数据场将影响已经在现场存在的一些接收机的运行。

专利申请第 09/776,019 号指出 ECR 信号应当具有足够的能量，使得利用自相关步骤的匹配滤波可以从由其他信号和由噪声引起的干扰中区分 ECR 信

号延迟的最长回波。因此，具有相当能量和明确自相关响应的 ECR 信号是所期望之物。在 A/53 广播 DTV 信号的每个数据场的初始数据段中的三重 PN63 序列具有明确的自相关响应，但是不具有足够的能量来检测具有更小幅度的更长延迟的后回波。在 A/53 广播 DTV 信号的每个数据场的初始数据段中的 PN511 序列具有足够的能量和明确的自相关响应。但是，实践中证明还没有数据场同步（DFS）信号的分量序列或其分量序列的组合作为 ECR 信号是令人满意的。

一个原因是，DFS 信号的任何部分的前面都没有一个足够持续时间的无信息间隔，在此足够持续时间的无信息间隔中，数据段同步序列和在前的数据的后回波在要用作 ECR 信号的 DFS 信号的那个部分的持续时间中显示不显著的频谱能量。而且，A/53 DTV 信号不在 ECR 信号之前通过组合在不同时间发送的信息而产生这样持续时间的无信息间隔，这是一种用于消除 NTSC 模拟电视信号重影的技术。在多于 646 码元出现时间（epoch）上延伸的 60 微秒长的无信息间隔如果不被在前信号的后回波覆盖则应当在 ECR 信号之前，所述后回波如果被延迟不超过大约 60 微秒则可以具有显著的能量。应当防止在前信号的后回波对数字化的约翰逊噪声作用较大，以便保持回波检测的灵敏度。类似地，DFS 信号的任何部分的后面都不跟随一个足够持续时间的无信息间隔，在此足够持续时间的无信息间隔中，数据段同步序列和后续的数据的前回波在要用作 ECR 信号的 DFS 信号的那个部分的持续时间中显示不显著的频谱能量。在多于 323 码元出现时间延伸上的 30 微秒长的无信息间隔如果不被在前信号的前回波覆盖则应当在 ECR 信号之后，所述前回波如果被超前不超过大约 30 微秒则可以具有显著的能量。如果使用线性卷积的自相关滤波用于回波检测则这些无信息间隔优选地应当具有更长的持续时间。

在 ATSC 广播 DTV 信号的每个数据场的初始数据段中的 PN511 序列作为 ECR 信号不特别令人满意的另一个原因是 PN511 序列不是重复的。因此，PN511 序列的自相关特性被损害。读者参见 1994 年 8 月 23 日授予 Charles Dietrich 和 Arthur Greenberg 的题目为“利用伪随机序列的去重影装置”的美国专利第 5,065,242 号。在此并入作为参考的这个专利指出，最大长度伪随机噪声（PN）序列的自相关函数具有循环特性。这个专利描述了重复 PN 序列，其被插入到 NTSC 模拟电视信号的每个垂直消隐间隔的指定扫描线间隔中作为 ECR 信号。美国专利第 5,065,242 描述了利用快速傅立叶变换（FFT）或离

散傅立叶变换 (DFT) 方法执行的发送/接收频道特征。

目前在实践中公知存在的大约 90 微秒的可能回波范围比 A. L. R. Limberg 在 2000 年 1 月 19 日提交临时美国专利申请序号第 60/178,081 号时假定的略宽, 临时美国专利申请序号第 60/178,081 号是美国专利申请第 09/776,019 号的优先权文件。Limberg 假定了仅仅大约 45 微秒的回波范围, 并且具体描述的 ECR 信号依赖于具有+5 或-5 值的波特率码元的重复 PN511 序列。Limberg 描述了重复 PN511 序列, 它们被选择以便它们在 832 码元出现时间间隔包括+5、-5、-5、+5 码元序列, 这个序列被用作按照 A/53 进行的 DTV 传输中的数据段同步 (DSS) 信号。波特率重复 PN511 序列能够明确检测在小于 47.5 微秒范围上的回波。

在 2000 年春天, 当向 ATSC RF 系统性能特别工作组报告适合于现场使用的具有显著能量的回波的范围可能是大约 90 微秒宽的时候, A. L. R. Limberg 意识到使用波特率重复 PN1023 序列的 ECR 信号将有利于在如此宽的范围上的回波的明确检测。问题是是否存在包括在四个连续 832 码元出现时间间隔上的+5、-5、-5、+5 DSS 序列的重复的 PN1023 序列。当他怀疑这样的重复 PN1023 序列存在的时候, A. L. R. Limberg 利用电子邮件向 ATSC RF 系统性能特别工作组提出这个问题, 指出他不具有用于计算所有 PN1023 序列、复制它们和筛分结果的软件。

令人惊讶地, D. J. McDonald 同一天的晚些时候通过电子邮件回答, 某些重复 PN1023 序列实际上不满足这个标准, 其他的一些在较少的连续 832 码元出现时间间隔上包括+5、-5、-5、+5 DSS 序列。D. J. McDonald 通过经由在网络上发现的一个现有的文件写出一个用于筛分的程序而发现了所期望类型的序列。随着 n 提高到超过大约 8, 更多的 DSS 序列必须被重复 PN 序列包含, 但是这个问题不象它首先出现时候那样难。当伪随机噪声 (PN) 序列的 (P^n-1) 长度随着数字 n 的增加而增加的时候, 序列的数量比线性增加更快地增加。

这个发明的进一步的方面涉及如何将 3096 码元出现时间三重 PN1023 序列并入 ATSC 标准广播信号, 因为将需要多于 3 个的数据段来包括整个 3096 码元序列。C. B. Patel 提出改进 DFS 信号, 消除 PN511 序列和初始的 PN63 序列以便为 3096 码元出现时间三重 PN1023 序列的尾部留下空间, 其尾部是从前一个数据场的最后数据段开始第三个。A. L. R. Limberg 提出, 应当改进

DFS 信号，消除 PN511 序列而保留初始的 PN63 序列，并且将三重 PN1023 序列截短为 3011 个码元出现时间。这将仍然允许 PN1023 自相关滤波器对所接收的重复 PN1023 序列的线性卷积，以便明确检测在 90 微秒范围上分布的回波。

A. L. R. Limberg 和 C. B. Patel 要进一步将重复 PN1023 序列截短为 2500 码元出现时间，因此它可以适合于三个连续数据段。这将有利于使得在 ATSC 标准中的 DFS 信号完整，但是将把可以明确检测的回波的范围减少到小于所期望的 90 微秒，所述明确检测是通过在简单的线性卷积步骤中简单地使所接收的重复 PN1023 序列通过 PN1023 序列自相关滤波器来完成。D. J. McDonald 指出，重复 PN1023 序列的循环特性意味着，所有回波信息需要 DFT 步骤，用于将基于仅仅被其本身的回波和侧面 PN1023 信号覆盖的 PN1023 序列的内部周期中的频道特性化。这允许 DFT 步骤在接近 95 微秒宽度的回波范围上明确地检测回波，只要在 ECR 信号中存在至少两个周期的 PN1023 序列。PN1023 序列的内部周期可以环回到其本身以便在长度上扩展所述序列来用于计算目的。

当 A. L. R. Limberg 将这个观察提供给 C. B. Patel 的时候，Patel 博士认识到将 PN1023 序列的内部周期环回到其本身允许利用 PN1023 自相关滤波器的核心的圆周卷积，用于在接近 95 微秒宽度的回波范围上明确地检测回波，只要在 ECR 信号中存在至少两个周期的 PN1023 序列。

发明内容

本发明的各方面涉及将回波抵消基准（ECR）信号并入具有大约每秒 10.76 百万采样的码元率的 DTV 信号中，其中每个 ECR 信号包括或必要地包含一个具有+5 或-5 值的波特率码元的重复 PN1023 序列，这个重复 PN1023 序列包括多个连续数据段同步信号。本发明的其他方面涉及用于这种信号的发射机和接收机。

附图说明

图 1A 和 1B 一同作为在产生按照本发明的一个方面发送的广播数字电视信号中使用的重复 PN1023 序列中的码元的逐行和从左到右的列表。

图 2 是按照本发明的一个方面改进的 ATSC 数字电视信号数据帧的图，

所作出的改进使得在它的两个数据场中的每个的终端包括三个额外的数据段, 所述额外的段包括用于自适应滤波的重复 PN1023 序列训练信号, 所述自适应滤波提供信道均衡和回波抵消。

图 3A、3B、3C、3D、3E、3F、3G、3H、3I、3J、3K 和 3L 是描述在按照本发明的一个方面发送的广播数字电视信号中的各个数据段的码元内容的时序图。

图 4 是用于按照本发明的一个方面发送广播数字电视信号的发射机的方框原理图。

图 5 是用于广播数字电视信号的接收机部分的原理图, 所述接收机部分包括一个用于提供在基带上的信道均衡和回波抑制的自适应滤波器, 按照本发明的另一个方面的接收机部分包括在用于计算自适应滤波器的加权系数的 DFT 计算中利用图 3A、3B、3C、3D、3E、3F、3G、3H、3I、3J、3K 和 3L 的信号的装置。

图 6 是用于广播数字电视信号的另一个接收机部分的原理图, 所述接收机部分包括一个用于提供在基带上的信道均衡和回波抑制的自适应滤波器, 按照本发明的另一个方面的接收机部分包括能够在用于计算自适应滤波器的加权系数的自相关滤波步骤中利用图 3A、3B、3C、3D、3E、3F、3G、3H、3I、3J、3K 和 3L 的信号的结构。

图 7 是用于广播数字电视信号的另一个接收机部分的原理图, 它可以跟随在图 5 和 6 之一所示的接收机部分后。

图 8A 是循环重复在多径接收条件下接收的信号的倒谱 (cepstrum) 的相对于时间的图, 所述倒谱在图 5 的接收机部分或图 6 的接收机部分中被确定。

图 8B、8C 和 8D 的每个是相对于与图 8A 相同的时间比例绘制的图, 示出了在展开图 8A 的循环重复倒谱以扩展一个延伸的倒谱中的连续步骤。

图 9 是可以在按照本发明的一个方面中使用并用于进一步分析所接收的 DTV 信号的倒谱的装置的方框原理图。

图 10A、10B 和 10C 是相对于相同的时间横坐标的、在用于进一步分析倒谱的前回波部分的图 9 装置中的电路中的点上的时域响应的图。

图 10D、10E 和 10F 是相对于相同的时间横坐标的、在用于进一步分析倒谱的后回波部分的图 9 装置中的附加电路中的点上的时域响应的图。

图 11 是按照本发明的一个方面改进的 ATSC 数字电视信号数据帧的图,

所述改进使得在它的两个数据场的每个中包括 315 个数据段、省略在每个数据场的第一数据段中的 A/53 数据场同步信号、并在每个数据场中包括一个用于提供信道均衡和回波抵消的自适应滤波的训练信号，所述训练信号是一个也用作数据场同步信号的重复 PN1023 序列。

图 12A、12B、12C、12D、12E、12F、12G、12H、12I 和 12J 是描述在图 11 所示类型的广播数字电视信号中的各个数据段的码元内容的时序图。

具体实施方式

图 1A 和 1B 一同提供在实现本发明的不同方面中使用的 2507 码元重复 PN1023 序列中的连续码元的逐行、从左到右的列表。在 2507 码元重复 PN1023 序列的 1 对应于在数字电视信号中的+5 载波调制值，在 2507 码元重复 PN1023 序列的 0 对应于在数字电视信号中的-5 载波调制值。重复 PN1023 序列用于调制在终止每个数据场的第 314、315 和 316 数据段期间和在下一个数据场的初始数据段中的第一个 11 码元期间的残留边带载波。重复 PN1023 序列以调制作为数据场同步（DSS）信号的残留边带载波的 1001 序列开始，并具有在后面的其他序列 832、1664 和 2496 码元出现时间。除了这些 DSS 信号，按照重复 PN1023 序列的残留边带载波的调制不另外包括在 832 码元数据段的类似位置的+5、-5、+5、-5 序列。如果在图 1 重复 PN1023 序列中的码元的顺序相反，则仍然可以获得这些有益的属性。除了这两个 PN1023 序列外还有更多的序列具有所述的所期望的属性，J. D. McDonald 发现了它们中的两个族。在图 1A 和 1B 所示的特定重复 PN1023 序列是优选的，因为它以 7 个码元出现时间覆盖了在初始数据段中的 PN511 序列，这是在任何已知的重复 PN1023 序列中的最长的覆盖。

图 2 是被改进以包括在它的两个数据场的每个的结尾的三个额外数据段的 ATSC 数字电视信号数据帧的图。在每个数据场中的初始数据段与 A/53 规定的相同，来自每个数据场的第 313 个数据段的最后 12 个码元被用于形成终止下一个数据场的第一数据段的前置码。用于均衡和回波抵消滤波的重复 PN1023 序列训练信号被包括在每个数据场中的三个附加数据段中，并在本发明的几个实施例中包括在下一个数据场的第一数据段的一部分中。在上述的本发明的实施例中，重复 PN1023 序列以 7 个码元出现时间覆盖在初始数据段中的 PN511 序列。在本发明的其他实施例中，训练信号的结尾替代在每

个数据场的第一数据段中的一个或多个伪随机噪声 (PN) 序列。

在 DTV 发射机中, 交织器和网格编码器的运行在加到每个数据场的第 314、315 和 316 个数据段的发送期间以及在每个数据场的初始数据段期间被暂停。在这些时间, 在特别被设计用于接收图 2 广播数字电视信号的 DTV 接收机中的网格解码器和去交织器的运行也被暂停。被设计来接收按照 1995 ATSC 标准广播的 DTV 信号的 DTV 接收机不太可能被设计使得在加到每个数据场的第 314、315 和 316 个数据段期间网格解码器和去交织器的运行被暂停。如果网格解码器和去交织器的运行不被如此暂停, 则去交织的数据将包括不能由在去交织器后面的里德-索罗蒙纠错电路纠正的错误。

图 3A、3B、3C 和 3D 描述在按照本发明广播的图 2 中的 DTV 信号中的前一个数据帧的偶数数据场的第 313、314、315 和 316 个数据段的码元内容。图 3E 和 3F 图解在当前数据帧中的后续奇数数据场的初始和第二数据段的码元内容。图 3G、3H、3I 和 3J 描述所述后续奇数数据场的第 313、314、315 和 316 个数据段的码元内容。图 3K 和 3L 图解了下一个数据帧的偶数数据场的初始和第二数据段的码元内容。

数据场的第 2 到第 313 数据段可以与 A/53 中规定的相同。当前帧的奇数场的第 3 到第 312 数据段为了减少附图的原因而被从附图省略, 所述当前帧的奇数场的第 3 到第 312 数据段出现在图 3F 所示的第二数据段的结尾和图 3G 所示的第 313 数据段的开始之间的时间间隔中。

终止每个数据场的第 314、315 和 316 数据段包括重复 PN1023 序列 ECR 信号的第一个 2496 码元, 它接续到后续数据场的初始数据段中。图 3B、3C 和 3D 示出插入到在图 3E、3F、3G、3H、3I 和 3J 描述的当前数据帧之前的数据帧的偶数数据场的第 314、315 和 316 数据段中的重复 PN1023 序列 ECR 信号的第一个 2496 码元。图 3H、3I 和 3J 示出插入到当前数据帧的奇数数据场的第 314、315 和 316 数据段中的重复 PN1023 序列 ECR 信号的第一个 2496 码元。每个数据场的第 314、315 和 316 数据段的数据段同步 (DSS) 信号被并入在这些数据段期间发送的重复 PN1023 序列 ECR 信号中。对于在后续场的初始数据段的开始处的 DSS 信号也是如此, 对于这个初始数据段的 PN511 分量的第一个 7 码元也是如此, 如图 3E 和 3K 所示。

图 3B、3C、3D 和 3E 的重复 PN1023 序列在 8-VSB 信号中的-5 和+5 调制电平之间变化, 正如 A/53 规定的这些调制电平那样。图 3H、3I、3J 和 3K

的重复 PN1023 序列也在-5 和+5 调制电平之间变化。这些用于重复 PN1023 序列的调制电平便利了 4 码元 DSS 序列被并入这些重复 PN1023 序列中。

图 3E 所示的奇数数据场的初始数据段和图 3K 所示的后续偶数数据场的初始数据段，每个都以 4 码元数据段同步（DSS）序列开始并被 A/53 规定的 PN511 序列跟随。重复 PN1023 序列的结尾被 1 一个 89 码元三重 PN63 序列、一个 24 码元模式码和一个 104 码元保留部分跟随，所述 104 码元保留部分终止了数据段。在图 3K 中，PN511 序列被一个 189 码元三重 PN63 序列跟随，这个 189 码元三重 PN63 与图 3E 中的不同之处在于在三重 PN63 序列中的中间 PN63 序列与其他的 PN63 序列的极性相反。

图 4 示出用于按照本发明的一个方面发送广播数字电视信号的数字电视发射机 01。发射机 01 包括：传统类型的分组组合器 02，用于将 MPEG-2 标准视频数据的分组、AC-3 标准音频数据的分组和其他数据的分组组合为一个数据流。分组组合器 02 有时被称为“传输流复用器”。分组组合器 02 被连接来将它组合的数据流提供给在 A/53 附录 D 的 4.2.2 部分中规定的类型的数据随机化器 03。数据随机化器 03 用一个 $(2^{17}-1)$ 码元最大长度 PN 序列来异或所有的输入数据，所述 $(2^{17}-1)$ 码元最大长度 PN 序列在每个数据场的开始被初始化。数据随机化器 03 被连接来向字节组合器 04 提供随机化的数据。字节组合器 04 被连接来向在 A/53 附录 D 的 4.2.2 部分中规定的 $(207, 187)$ 类型的里德-索罗蒙编码器 05 提供以 8 比特的字节的随机化的数据。里德-索罗蒙编码器 05 连接到卷积交织器 06，用于向它提供插入有前向纠错码的随机化数据的字节。卷积交织器 06 提供将被发送的每个交织数据场的数据段 2 至 313 的交织数据描述的字节。

卷积交织器 06 被连接来向字节到半字节转换器 07 提供这些交织数据的字节，字节到半字节转换器 07 将这些字节转换为两比特的半字节流。字节到半字节转换器 07 被连接来向网格编码器 08 提供这个半字节流，网格编码器 08 执行在 A/53 中规定的类型的 $2/3$ 率网格编码。网格编码器 08 被连接来向 A/53 中规定的类型的 8 电平码元映像器 09 提供它的网格编码的输出信号。产生自交织数据场的数据段 313 的最后 12 个码元被暂时存储在暂时存储寄存器 10 中，以便被后续用作在下一个数据场的初始数据段的结尾处的前置编码。

时分复用器 11 被连接来从 8 电平码元映像器 09 接收码元。在每个发送

的数据场的数据段 2 之前,时分复用器 11 向网格编码的信号插入一个数据场同步(DFS)信号。复用器 11 被连接来从 DFS 信号组合器 12 接收 DFS 信号。DFS 信号组合器 12 组合在 DFS 信号的开始处的从只读存储器 13 读取的 PN511 和三重 PN63 序列、从 VSB 模式编码发生器 14 提供或永久连接的 VSB 模式码、“保留”信号(如果有的话)、和存储在暂时存储寄存器 10 中的前置编码。

时分复用器 11 被连接来向另一个时分复用器 15 提供它的输出信号。时分复用器 15 在每个发送的数据场的每个数据段的开始处插入数据场同步(DSS)信号。如图 4 所示,DSS 信号可以通过示例被从在适当时间读取的只读存储器 16 提供到复用器 15。

在图 4 中,时分复用器 15 被连接来向另一个时分复用器 17 提供它的输出信号。所述时分复用器 17 被设计使得它的输出信号再现具有下列改进的时分复用器 15 的输出信号。从只读存储器 18 读取的 ECR 信号被插入到跟随每个发送数据场的数据段 313 的复用器 17 输出信号中。

图 4 示出了导频插入电路 19,它被连接来接收时分复用器 17 的输出信号。导频插入电路 19 向复用器 17 输出信号加上一个直接分量以产生对于残留边带调制器 20 的调制信号输入,残留边带调制器 20 的结构中包括平衡调制器。所述直接分量使得平衡调制器不平衡,因此 VSB 调制器 20 的输出信号包括具有载波频率的导频载波。或者,可以在调制后进行导频插入。在大多数商用 DTV 发射机设计中,VSB 调制器 20 的输出信号是中频信号。射频上变换器 21 将这个 VSB 调制器 20 输出信号频率向上地转换至 VHF 或 UHF 频带中的分配的射频发送信道,并放大施加到发送天线 22 的射频信号的功率。

图 4 的配置最简单地以波特率定时,以字节到半字节转换器 07 输出信号开始,向卷积交织器 06 输出信号的适当部分引入 0 以便容纳时分复用器 11、15、17 的插入。电子设计领域的技术人员可以容易地意识到,除了利用按照图 4 连接的复用器 11、15 和 17 的之外的时分复用器电路可以被用于通过向每个发送的数据场的网格编码信号插入数据场同步信号而产生调制信号,被用于向每个发送的数据场的每个数据段插入数据段同步信号,并被用于向每个发送的数据场的规定部分插入描述重复 PN1023 序列的非网格编码信号。可以改进 ROM 18 来存储除了 DSS 序列的重复 PN1023 序列 ECR 信号,并反

转例如时分复用器 15 和 17 的级联顺序。这便利了从公共地址计数器对 ROM 13 和 18 寻址。另一种设计可能是，在时分复用器 17 插入从 ROM 18 定期读取的重复 PN1023 序列 ECR 信号之前，独立地向码元映射器 09 和 DFS 信号组合器 12 的输出信号插入 DSS 信号。

图 5 示出了能够利用包括在那些广播 DTV 信号中的重复 PN1023 序列训练信号的用于广播的 DTV 信号的接收机。射频残留边带 DTV 信号的来源 30，如接收天线，向包括调谐器和中频 (I-F) 放大器级的 DTV 接收机前端 31 提供所述 VSB 数字电视 RF 信号。DTV 接收机前端 31 向解调器和模数转换电路 32 提供放大的 I-F 信号。电路 32 可以采取多种公知形式之一。优选使用这样的电路 32 的形式，即其中在数字范围进行解调之前放大的中频信号被模数转换器数字化。或者，替代使用这样的电路 32 的形式，即其中在模拟范围进行解调，并且模拟基带解调结果后来被模数转换器数字化。模数转换被以高于波特率的速率执行，以便可以跟踪在动态多径接收期间发生的所接收的信号相位调制。

以波特率的倍数执行模数转换是有利的，因为每个码元出现时间具有整数数量的样值简化了在接收机中的数字滤波器的设计。例如便利了在数据限幅之前的至波特率的抽选过滤。进一步举例，可以构造 PN 序列的自相关滤波器而不需要数字复用器。同时也便利了执行部分均衡 (fractional equalization) 的自适应滤波。

解调器和模数转换电路 32 提供数字化的基带 DTV 信号。虽然图 5 未明显地将其示出，按照传统的实践，这个数字化的基带 DTV 信号在作为用于信道均衡和回波抵消的自适应滤波的输入信号之前进行包括 Nyquist 斜率滤波 (slope filtering) 的频带整形滤波，所述自适应滤波可以采用多种公知形式。图 5 示出了自适应滤波的代表形式，它包括一个具有可调整加权系数的第一有限脉冲响应 (FIR) 滤波器 33，其后续级联跟随着一个包括部件 34-38 的无限脉冲响应 (IIR) 滤波器。第一 FIR 滤波器 33 的响应被提供作为 IIR 滤波器输入信号，它作为被减数输入信号被施加到在 IIR 滤波器中的减法器 34。到减法器 34 的减数输入信号是具有可调整加权系数的第二 FIR 滤波器 35 的响应。减法器 34 将它的差输出信号作为 IIR 滤波器输出信号，这个信号按照传统的实践，被作为输入信号提供到 DTV 接收机的其余部分 39。在本说明书中，进一步参照图 7 来详细说明 DTV 接收机的其余部分 39。

IIR 滤波器输出信号被处理以作为输入信号施加到第二 FIR 滤波器 35，完成了通过第二 FIR 滤波器 35、减法器 34 和插入的部件 36-38 的负反馈环路。这个反馈环路提供累接滤波 (iterative filtering)，这个累接滤波产生“无限”脉冲响应。或者，可以通过直接从减法器 34 向第二 FIR 滤波器 35 施加所述差输出信号作为它的输入信号来获得“无限”脉冲响应。但是，通过将滤波的接收信号替换为基于滤波的接收信号的实际发送的信号的估计值而便利了经由数据定向方法的 FIR 滤波器 33 和 35 的加权系数的调整。以高于波特率、最好是波特率的倍数的速率采样用于执行均衡和回波抵消的自适应滤波的输出信号，所述输出信号是从减法器 34 作为差输出信号提供的。抽选过滤器 36 响应于从减法器 34 输出的差信号而向量化器 37 以波特率提供输入信号。量化器 37 以波特率产生实际发送的码元的估计值。这些估计值被作为输入信号施加到内插滤波器 38，内插滤波器 38 对它们进行重采样至与来自减法器 34 的差输出信号相同的采样率。内插滤波器 38 的响应被施加到第二 FIR 滤波器 35 作为它的输入信号。

小型专用计算机 40 计算提供给 FIR 滤波器 33 和 35 的加权系数寄存器的加权系数。(图 5 未单独示出这些加权系数寄存器)。每当 DTV 接收机在一段时间中未接收能量之后的时候，每当改变接收频道的时候或每当纠错电路指示当前的一组加权系数严重错误的时候，向计算机 40 装载已经从重复 PN1023 序列训练信号推出的一组加权系数。这组加权系数然后被提供到 FIR 滤波器 33 和 35 的加权系数寄存器，并为计算机 40 提供了利用由数字减法器 41 作为它的差输出信号产生的判定反馈误差信号通过数据定向 (data-directed) 方法进一步调整加权系数的基础。数字减法器 41 通过将用于执行均衡和回波抵消的自适应滤波的输出信号与被内插滤波器 38 重采样的实际发送的信号的估计值相比较而产生判定反馈误差信号。具体而言，内插滤波器 38 的响应被提供到减法器 41 来作为它的减数输入信号，来自减法器 34 的差输出信号在被施加到减法器 41 作为它的被减数输入信号之前被数字延迟线 42 延迟。延迟线 42 足够大地延迟减法器 34 的差输出信号以补偿通过抽选过滤器 36、量化器 37 和内插滤波器 38 的组合的潜在延迟。减法器 41 产生作为它的差输出信号的判定反馈误差信号的采样率对应于 FIR 滤波器 33 和 35 的加权系数的部分码元分接间隔 (fractional-symbol tap spacing)。

本发明的具体关注点在于从图 3B、3C、3D、3H、3I、3J 和 3K 中描述

的重复 PN1023 序列训练信号中确定一组加权系数的方法。解调器和模数转换电路 32 向门电路 43 提供数字化的基带 DTV 信号, 类似于提供到用于信道均衡和回波抵消的自适应滤波的数字化的基带 DTV 信号。门电路 43 为计算机 44 从每个数据场的第 314、315 和 316 数据段选择数字化的基带 DTV 信号的一个 1023 码元出现时间部分。这个 1023 码元出现时间部分被选择在第 310 个段中的数据的最长延迟后回波消失之后、但是在后续数据场的初始数据段中 DFS 信号的最早前回波的出现之前出现。开始在第 312 数据段中的 1023 码元出现时间部分意味着被延迟少于 78.3 微秒的第 310 段中的数据的数据的后回波全部通过。在第 312 数据段的起始处开始 1023 码元出现时间部分将要求在后继数据场的初始数据段中的 DFS 信号的前回波被提前超过 59.5 微秒一点, 以便覆盖这样的 1023 码元出现时间部分。刚刚在第 312 数据段中的 DSS 序列之后开始 1023 码元出现时间部分是优选的, 因为它便利了使用于对选择的 1023 码元出现时间部分的选通定时的计数器有效的 DSS 序列进入在计算机 44 中的输入存储寄存器中。

计算机 44 是一个小型计算机, 专用于计算门电路 43 为计算机 44 选择的数字化基带 DTV 信号的 1023 码元出现时间部分的 DFT 功率谱。在对选择的信号重采样之后执行这些功率谱计算, 因此为 DFT 计算提供的所述一组样值包括 2 的整数幂的多个样值。DFT 计算通过将其基于时域信号的两个样值的整数幂而被简化。由计算机 44 计算的 DFT 功率谱的样值被连续施加到线性到对数转换只读存储器 45。ROM 45 向数字减法器 46 提供它的对数样值作为其减数输入信号。

只读存储器 47 连续产生对于传输信道的理想 DFT 功率谱的对数样值, 并向减法器 46 提供那些对数样值作为它的被减数输入信号。存储在 ROM 47 中的对于传输信道的理想 DFT 功率谱对应于 PN1023 序列的功率谱的低通滤波的结果, 所述 PN1023 序列被重采样以包括与在对门电路 43 选择的信号的重采样响应中相同数量的样值, 所述数量的样值是 2 的整数幂。低通滤波被执行, 其具有 Nyquist 斜率滚降的理想低通滤波特性, 所述 Nyquist 斜率滚降使得码元之间的干扰最小化。

来自减法器 46 的差输出信号被提供到存储反对数查找表的只读存储器 48。ROM 48 的响应被提供到计算机 49, 计算机 49 计算所述响应的离散傅立叶逆变换 (I-DFT) 以产生对脉冲的发送/接收信道系统响应的时域描述。这

个在时域的“信道脉冲响应”或“CIR”被称为“倒谱(cepstrum)”，这个词(cepstrum)是描述在频率域中的发送/接收信道系统响应的词“频谱(spectrum)”的变移字母位置的构字。倒谱的形式是具有指示各个多径分量的相对延迟的时间间隔的、具有指示那些多径分量的相对幅度的幅度的连续脉冲。这个时域描述被提供到计算机 40，它由此产生一组用于自适应滤波的初始加权系数，所述自适应滤波用于均衡发送/接收信道和抑制回波。

用于从倒谱计算初始加权系数的方法是本领域所公知的。通过简单地从在倒谱的对应项换算来产生用于抑制更长延迟的后回波的第二 FIR 滤波器 35 的加权系数。对于第一 FIR 滤波器 33 的加权系数的计算可以通过从描述第一 FIR 滤波器 33 要抑制的前回波和短后回波的倒谱部分的逐项复倒数的逆 DFT 来换算 (scaling)。

在 DTV 接收机被通电后、或在 DTV 接收机调谐来接收不同的频道之后首先产生的加权系数组被用于初始化自适应滤波的系数。其后，计算机 40 利用判定反馈技术来适应加权系数增量。每次从自新数据场的最后数据段提取的 ECR 信号中产生一组新的加权系数的时候，计算机 40 将所述组系数与利用判定反馈技术调整的那组加权系数相比较。当比较显示利用判定反馈技术调整的那组加权系数是错误的时候，自适应滤波系数被利用最新从 ECR 信号中产生的加权系数组重新初始化。

通过将门电路 43 向用于计算 44 的 DFT 功率谱的专用计算机 44 选择的数字化基带 DTV 信号的 1023 码元出现时间部分重采样，将 PN 序列信息的一个周期映射为 DFT 的一个周期，因此在理论上所有时间扩展的模信号中存在从所述周期的结尾处向它的开始处的无缝转换。使用类似的采样步骤将理想信道响应的 DFT 功率谱限定为 Nyquist 有限 PN1023 序列。这些步骤使得在时域中的这些信号的周期到周期的混叠(aliasing)是这样的，即每个显示正确的环绕，以便混叠不影响在 Nyquist 有限频率域中的去卷积步骤。当然，这些重采样步骤在外部实时执行更容易。

或者，DTV 计算机可以被设计使得解调器和模数转换电路 32 提供以波特率的 1024/1023 倍的整数倍取样的基带 DTV 信号。这个时钟速率简化了 DFT 计算，但是使得抽选滤波器 36、内插滤波器 38 和 DTV 接收机的其余部分的设计复杂化。

发明人已经鉴别了避免很多相乘步骤的实际设计，所述步骤与用于重采

样 PN 序列的内插滤波相关, 发明人相信所述设计相对于以前的设计更有创造性, 以前的设计更接近美国专利第 5,065,242 号的思想。这些实际设计以足够的精确度接近发送/接收信道的特性, 使得可以对于用于信道均衡和回波抵消的自适应滤波计算初始滤波系数, 所述初始滤波系数将足够地打开 DTV 信号的视觉特性, 使得可以产生对于那些已经被发送到 DTV 接收机的多电平数据码元的估计。判定误差反馈方法可以随后被用于纠正自适应滤波的滤波系数。

下面的设计是可能的, 其中 PN1023 函数被以空样值扩展到包括数量上为 2 的整数幂的样值的各个信号, 每个扩展的信号具有等于至少两个的 1024 个码元出现时间的相同整数倍的持续时间。这些扩展的 PN1023 函数的 DFT 可以随后被差分组合以产生去卷积结果的 DFT。这个 DFT 可以被逆变换以获得所述去卷积结果, 它使得发送/接收信道特性化。

下面的设计是可能的, 其中重复和附加的空样值将 PN1023 函数扩展到包括数量上为 2 的整数幂的样值的各个信号, 每个扩展的信号具有等于至少两个的 1024 个码元出现时间的相同整数倍的持续时间。这些扩展的 PN1023 函数的 DFT 可以随后被差分组合以产生去卷积结果的 DFT。这个 DFT 可以被逆变换以获得所述去卷积结果, 这是发送/接收信道特性化的倒谱。

这些对去卷积的近似趋向于具有进一步提前的前回波的噪声测量和进一步延迟的后回波的噪声测量。因为 PN1023 函数的归一正交, 因此存在用于初始化滤波系数的实际设计, 它们更好地使用在 DFT 域中 PN1023 函数的互相关性而不是它们的去卷积来防止进一步提前的前回波的噪声测量和进一步延迟的后回波的噪声测量。在这些设计中, 由门电路 43 向专用计算机 44 选择的数字化基带 DTV 信号的 1023 码元出现时间部分的 N 个连续周期当将其环回用于后续的 DFT 计算的时候被连续的空样值填充。这些空样值扩展那个 1023 码元出现时间部分的连续周期以产生包括数量上为 2 的整数幂的样值的第一信号, 它的 DFT 被计算作为第一 DFT。Nyquist 滤波的 PN1023 序列的 M 个连续周期形成一个样值块, 这个样值块在时间顺序上反转并被填充连续的空样值以产生包括数量上为 2 的相同的整数幂的样值的第二信号, 它的 DFT 被计算作为第二 DFT。第一和第二 DFT 被卷积以产生一个第三 DFT。这个第三 DFT 的逆 DFT 描述以已知已经发送的 Nyquist 滤波的 PN1023 序列与实际接收的 Nyquist 滤波的 PN1023 序列的互相关性。如果 M 和 N 不同,

则第三 DFT 的环绕部分不重叠。因此,如果 M 和 N 不同,则逆 DFT 不混合时间上不相邻的各个 PN1023 序列的不同周期的后回波和前回波分量。

J. D. McDnald 已经调查了可以从向通过门电路 43 选择的数字化基带 DTV 信号的 1023 码元出现时间的两个连续周期填充空样值、以将完整信号的持续时间扩展为 2048 个码元出现时间而获得的结果。这个模信号的 DFT 被以第二信号的 DFT 来卷积,所述第二信号的 DFT 是通过将以适当的时间顺序排列的 Nyquist 滤波的 PN1023 序列的单个周期扩展为 2048 个码元出现时间而形成,所述扩展是通过空样值产生的。从卷积结果的逆 DFT 的结果计算的初始滤波系数足够打开 DTV 信号的视觉特性,足够产生已经被发送到 DTV 接收机的多电平数据码元的可行估计。更大的 M 和 N 将改进初始滤波系数的准确性。

图 6 示出了用于广播数字电视信号的另一个接收机部分,能够利用图 3B、3C、3D、3E、3H、3I、3J 和 3K 的优选的重复 PN1023 信号。包括在图 5 的 DTV 接收机中的、并连接以形成用于利用 DFT 计算倒谱的装置的计算机 44 和 49、减法器 46 和 ROM45、47 和 48 不包括在图 6 的 DTV 接收机中。取而代之的是,利用 PN1023 自相关滤波技术来产生倒谱。

时分复用器 50 被连接和运行以便再现从移位寄存器 51 接收的输入信号或者再现从解调器和模数转换电路 32 接收的输入信号来作为它的输出信号。复用器 50 选择被解调器和模数转换电路 32 提供包括 Nyquist 斜率滤波的适当频带整形的数字化基带 DTV 信号的 1023 码元出现时间部分。数字化基带 DTV 信号的选择部分随后被环回到其本身以形成要进行 PN1023 自相关滤波的扩展的信号。复用器 50 从每个数据场的第 312 和 313 个数据段选择这个 1023 码元出现时间部分以便在第 310 个段中的数据的最长延迟后回波消失之后、但是在后续数据场的初始数据段中 DFS 信号的最早前回波的出现之前出现。这个选择类似于门电路 43 在图 5 的 DTV 接收机中执行的数字化基带 DTV 信号的 1023 码元出现时间部分的选择。复用器 50 从每个数据场的第 312 和 313 个数据段选择的数字化基带 DTV 信号的 1023 码元出现时间部分在施加到 1023 级移位寄存器 51 作为移位输入信号的它的输出信号中被再现。在复用器 50 选择用于施加到移位寄存器 51 作为移位输入信号的数字化基带 DTV 信号的 1023 码元出现时间部分之后,由复用器 50 选择来自移位寄存器 51 的移位输出信号来用于在施加到移位寄存器 51 作为移位输入信号的它的输出

信号中的再现。因此，在 1023 码元出现时间延迟之后，移位寄存器 51 在它的移位输出信号中再现先前由复用器 50 选择的数字化基带 DTV 信号的 1023 码元出现时间部分。移位寄存器 51 继续一次又一次地在它的移位输出信号中再现那个 1023 码元出现时间部分，直到这样的时间，即一个数据场之后，复用器 50 接着选择另一个数字化基带 DTV 信号的 1023 码元出现时间部分。

作为移位输出信号的从移位寄存器 51 的输出的周期重复的 PN1023 序列和它的伴随的回波信息被滤波以消除一个伴随的直接分量，所述直接分量是从在解调器和模数转换电路 32 中导频载波信号的同步解调中产生。在消除伴随的直接分量之后，周期重复的 PN1023 序列和它的伴随的回波信息被作为输入信号提供到 PN1023 自相关匹配滤波器 52。PN1023 匹配滤波器 52 作为响应向滤波系数计算机 40 提供倒谱信号，滤波系数计算机 40 产生一组加权系数用于自此的自适应滤波。在 DTV 接收机被通电之后或 DTV 接收机调谐到一个不同频道之后首先产生的这组加权系数用于初始化自适应滤波的系数。其后，计算机 40 利用判定反馈技术来逐渐适应加权系数。每次从自新数据场的最后数据段提取的 ECR 信号中产生一组新的加权系数的时候，计算机 40 将所述系数组与利用判定反馈技术调整的那组加权系数相比较。当比较显示利用判定反馈技术调整的那组加权系数错误的时候，利用最新从 ECR 信号产生的加权系数组重新初始化自适应滤波系数。

有多种方法来消除与来自移位寄存器 51 的移位输出信号相伴随的直接分量，以便仅仅向 PN1023 匹配滤波器 52 提供周期重复的 PN1023 序列和它的伴随的回波信息来作为输入信号。图 6 示出了施加到移位寄存器 51 作为移位输入信号的复用器 50 输出信号，它也作为向累加器 53 的输入信号，累加器 53 累加复用器 50 从解调器和模数转换电路 32 选择的对于每个数据场的数字化基带 DTV 信号的 1023 码元出现时间部分中的样值。来自移位寄存器 51 的移位输出信号被作为被乘数提供到数字乘法器 54，用于与其值等于 R 乘以 1027 的固定乘数信号相乘，R 是在数字化基带 DTV 信号中的每个码元出现时间的样值的数量。由于相乘是通过一个固定乘数，因此数字乘法器 54 在由自移位寄存器 51 的移位输出信号定址的只读存储器中得到最好的实现，乘积信号的产生具有很少的延迟。数字减法器 55 接收这个乘积信号作为它的被减数输入信号，并接收来自累加器 53 的输出信号作为它的减数输入信号。在连接中有一个二进制小数点左移器 56，将来自数字减法器 55 的差输出信号施

加到 PN1023 匹配滤波器 52 作为它的输入信号。

对于从导频载波的同步检测产生的数字化基带 DTV 信号的脉冲基底电平 (pedestral) 分量的抑制是特别被关心的, 因为这个技术与以往用于抑制在 NTSC 模拟电视中 GCR 信号的脉冲基底电平的很不同。用于图 6 DTV 接收机中的脉冲基底电平的抑制技术避免了用于从连续场差分地组合相反的 PN 序列 (oppositely poled PN sequence) 以消除直接脉冲基底电平分量的需要。原则上, 在 PN1023 序列中的 1023R 个样值被平均以确定那些样值的直接分量, 所述分量随后在那些样值被施加到 PN1023 匹配滤波器 52 作为它的输入信号之前被与那些样值差分组合。乘数 R 是每个码元出现时间的样值的数量。由于它是回波到主信号的定比 (scaling), 而不是这些信号的绝对电平, 因此配置图 6 所示的脉冲基底电平的抑制滤波使得避免被 1023R 除——这是用于在 PN1023 序列中的 1023R 样值的直接平均需要的, 其中主信号主要是在回波测量中的关心信息。

累加器 53 将具有一项, 作为它的响应的一个分量, 所述一项即 1023R 乘以在由复用器 50 选择的 PN1023 序列的一个周期中的 1023R 样值的每个中的直接分量, 所述直接分量产生自理想地具有 +1.25 正规化的调制电平的导频载波的同步检测中。累加器 53 将具有一项作为它的响应的另一个分量, 所述一项产生自 PN1023 序列对于正规化的调制电平 +5 和 -5 之一比对于其他正规化的调制电平多一个码元的事实。这个累加器 53 响应的另一个分量将近似于一个电平, 即 4R 乘以在 PN1023 的一个周期中的 1023R 样值的每个中的直接分量。在图 6 的 DTV 接收机中, 这个累加器 53 响应的另一个分量被假定为与从导频载波的同步检测产生的直接分量具有相同的极性。即, 由复用器 50 选择的重复 PN1023 序列的单一周期假定具有 512 个码元具有 +5 调制电平, 而仅仅 511 个码元具有 -5 调制电平。因此在跨越 PN1023 序列的一个周期的累加期间的结尾的总的累加器 53 的响应将接近于一个值, 即 1027R 乘以那个序列的一个周期中的 1023R 个样值的每个中的直接分量。数字减法器 55 接收由基本等于 1027R 的常数因子相乘的来自移位寄存器 51 响应的移位输出信号的样值作为它的被减数输入信号。数字减法器 55 接收累加器 53 输出信号作为它的减数输入信号, 所述累加器 53 输出信号基本具有一个值, 即 1027R 乘以 PN1023 序列的一个周期中的 1023R 个样值的每个中的直接分量。数字减法器 55 以一个差输出信号来响应这些减数和被减数输入信号, 所述差输出信号对

应于由基本等于 $1027R$ 的常数因子相乘的来自移位寄存器 51 响应的移位输出信号,但是实质上不具有伴随的直接脉冲基底电平项。连接 56 将这个差输出信号的二进制小数点向左移位几个二进制位以将其除以接近 $1027R$ 的一个因子。每个产生的商样值的较小有效位可以在将其施加到 PN1023 自相关滤波器 52 作为它的输入信号之前被丢弃。这样的四舍五入步骤降低了用于构造 PN1023 匹配滤波器 52 的数字延迟级的比特宽度要求。

由于被接收机的有限带宽影响的信号转换的原因,由假定具有 512 个+5 调制电平的码元和仅仅 511 个-5 调制电平的码元的 PN1023 序列引起的累加器 53 响应的分量的电平可能会略微小于 $4R$ 乘以在 PN1023 序列的一个周期中的 511R 个样值的每个中的直接分量。这可以通过略微改变数字乘法器 54 与来自移位寄存器 51 的移位输出信号的样值相乘的常数而得到补偿。

PN1023 自相关匹配滤波器 52 是一个有限脉冲响应 (FIR) 数字滤波器,具有对应于 PN1023 的核心 (kernel) 系数。即,假定采样率是波特率的倍数,对于在 PN1023 序列的具体相位的+5 的调制电平期间发生的样值,核心系数是+1,对于在 PN1023 序列的具体相位-5 的调制电平期间发生的样值,核心系数是-1。因此 PN1023 自相关匹配滤波器 52 可以从一串定时 (clock) 的数字加法器和减法器构造,假定采样率是波特率的倍数。如果采样率不是波特率的倍数,则匹配滤波器将在它的构造中需要数字乘法器。通过在 5.38MHz 进行滚降的升根余弦低通滤波的 PN1023 序列的具体相位来限定加权系数。

即使采样率是波特率的倍数,也可以使用另一种结构,并且这种结构可以提供略微更准确的回波定位信息,因为抑制了码元之间的干扰。但是,PN 序列的强的自相关性趋向于防止码元之间的干扰的问题。

通过将具有固定乘数信号 $1027R$ 的数字乘法器 54 替换为具有固定乘数信号 $1019R$ 的数字乘法器可以改进图 6 的 DTV 接收机,以便容纳由复用器 50 选择的重复 PN1023 序列的单个周期,所述复用器 50 具有 512 个-5 调制电平的码元和仅仅 511 个+5 调制电平的码元。

相对于图 5 的 DTV 接收机和它的变化形式,发明人当前优选图 6 的 DTV 接收机和它的变化形式。由于图 6 的 DTV 接收机和它的变化形式不需要 DFT 计算来使得发送/接收信道特性化,因此这些 DTV 接收机避免了对于再采样重复 PN1023 序列以便加速 DFT 的计算的需要。这导致计算上的大量节省。利用简单的暂时存储寄存器和树相加电路 (tree-addition circuitry) 可以容易

地实现在图 6 的 DTV 接收机和它的变化形式中使用的重复 PN 序列匹配的滤波，而不需要复杂的数字乘法器结构。

图 7 详细示出了 DTV 接收机的其余部分 39，它在图 5 和 6 的方框原理图中作为一个单独的方框示出。DTV 接收机的其余部分 39 的大部分是传统的设计。

同步信号提取电路 57 被连接来从数字减法器 34 接收均衡的数字基带信号。同步信号提取电路 57 从均衡的数字基带信号提取同步信息，并向接收机时钟和定时电路 58 提供同步信息。举例来说，同步信号提取电路 57 包括一个窄带带通滤波器，用于从自数字减法器 34 提供的均衡的数字基带信号提取 5.38 MHz 的分量。窄带带通滤波器响应是方形的，并且从成为方形的步骤中产生的 10.76 MHz 分量被用作展开对于主时钟振荡器的自动频率和相位控制的基准。这个主时钟振荡器（图 7 中未示出）被包括在用于以波特率的倍数定时接收机的运行的接收机时钟和定时电路 58 中。

接收机时钟和定时电路 58 通常包括计数器电路，用于控制全部每个数据帧的接收机运行。这个计数器电路（在图 7 中未示出）对主时钟振荡器的振荡计数，并且计数的输出信号被同步信号提取电路 57 从由数字减法器 34 提供的均衡的数字基带信号提取的信号同步到数据帧。计数器电路一般包括一个计数器，用于对主时钟振荡器的振荡计数以产生描述每个数据段的码元数量的计数。在每个数据段的开始位置这个计数器被复位，因此它的计数被初始化。这个复位的作出是响应于用于检测数据段同步（DSS）信号的发生的电路的，这个电路（在图 7 中未示出）包括在同步信号提取电路 57 中。所述用于检测 DSS 信号的电路可以是 1997 年 1 月 14 日授权给 J. Yang 的题目为“LINE SYNC DETECTOR FOR DIGITAL TELEVISION RECEIVER（用于数字电视接收机的行同步检测器）”的美国专利第 5,594,506 号中所述的类型。在接收机时钟和定时电路 58 中的计数器电路一般包括数据段计数器，它对被检测的 DSS 信号计数。在它的一般运行中，在每个数据场的初始数据段期间应该翻转而未出现翻转时，数据段计数器翻转到初始条件，并且在每个数据场的初始数据段期间，数据段计数器要被复位到初始条件。为了实现复位，同步信号提取电路 57 包括一个匹配滤波器（在图 7 中未示出），它检测在每个数据场的初始数据场中 PN511 序列的出现。针对在数据场的初始数据段中的 PN511 序列的出现，匹配滤波器的脉冲输出被用于将数据段计数器复

位为它的初始条件。

码元同步器或相位跟踪器 59 被连接来从数字减法器 34 接收均衡的数字基带信号，并将它的响应提供到网格解码器 60，网格解码器 60 一般是象在 ATSC 文件 A/54 的 10.2.3.9 部分中所述的 12 相 (phase) 设计形式。在用于包含重复 PN1023 训练信号的加到每个数据场的数据段期间，以及在每个数据场的第一数据段期间，所述网格解码器被禁止。码元同步或相位跟踪器 59 可以具有在 ATSC 文件 A/54 的 10.2.3.8 部分中所述的设计形式还包括一个判定反馈环路，用于抑制从相网格解码器 60 提供的均衡数字基带信号的相位噪声。当 DTV 信号不被网格编码的时候，网格解码器 60 当然可以被不同类型的一个适当的码元解码器替换。例如 DTV 传输可以是没有进行网格编码的 2-VSB 信号。

网格解码器 60 (或替代的码元解码器) 被连接来向字节组合器 61 提供码元解码结果，字节组合器 61 将码元解码结果组合为用于施加到卷积去交织器 62 的 8 比特字节。卷积去交织器 62 反转由在图 4 的发射机中的卷积交织器 06 引入的卷积交织。卷积去交织器 62 的运行与在 A/53 DTV 接收机中有所不同。卷积去交织器 62 的运行跳跃了用于包含重复 PN1023 训练信号的加到数据场的数据段，并跳跃了第一数据段。

里德-索罗蒙解码器 63 被连接来接收来自卷积去交织器 62 的去交织数据。里德-索罗蒙解码器 63 响应于包括在那个去交织数据中的里德-索罗蒙前向纠错编码而纠正少于特定数量字节的突发差错，并检测比所纠正的更长期间的差错。差错检测和纠正在那个去交织的数据被施加到数据去随机化器 64 之前对于那个去交织的数据进行，以便数据去随机化器 64 更好地能够再现从图 4 发射机中的分组组合器 02 向数据随机化器 03 提供的分组数据。数据去随机化器 64 以指定的去随机化信号数据来异或已经纠错的去交织数据，以便再现提供到分组分类器 65 的分组数据，分组分类器 65 响应于它们的首标信息而分类分组。

分组分类器 65 也被称为“传输流去复用器”。分组分类器 65 选择包括压缩的视频信息的分组来施加到 MPEG-2 视频解压缩电路 66，并选择包括压缩的音频信息的分组来施加到 AC-3 音频解压缩电路 67。在一个完整的 DTV 接收机系统中，MPEG-2 视频解压缩电路 66 向 DTV 接收机显示系统 68 转发解压缩的视频信号，AC-3 音频解压缩电路 67 向 DTV 接收机声音系统 69 转

发解压缩的音频信号。

除了需要有所不同地定时以将它们的运行局限于每个数据场的第 2 到第 313 数据段的网格解码器 60 和卷积去交织器 62 之外，还有一种方法，其中 DTV 接收机的其余部分 39 的运行在一定程度上受到影响。在第 2 到第 313 数据段期间，发送到 DTV 接收机的码元的估计值被从由网格解码器 60 或另一种码元解码器产生的码元解码结果中提取，其中滤波系数计算机 40 使用所述发送到 DTV 接收机的码元的估计值来用于在跟踪的基础上自适应改变 FIR 滤波器 33 和 35 的系数。通常，跟随在第一数据段中的 DSS 序列的第一个 700 码元的估计值不从被来自网格解码器 60 或另一种码元解码器的码元解码结果中提取，而是取代为被从在计算机 40 中的只读存储器中读取。在从 ROM 提供的估计值中的更高的可信度便利了跟踪错误的降低。在接收机时钟和定时电路 58 内产生对于这个 ROM 的寻址。当包括重复 PN1023 训练信号的额外的数据段被附加到每个数据场的时候，在 ROM 中的可寻址的位置可以被增加以存储在这些额外的数据段中的码元的高可信度估计值。接收机时钟和定时电路 58 被改进以产生对于增加的 ROM 的增加的寻址。

前面的说明书部分参照附图的图 5 和 6 描述了这样的 DTV 接收机，其中自适应滤波器利用真实信号的部分均衡而提供在基带的信道均衡和回波抵消。体现本发明的其他方面的其他的 DTV 接收机使用提供复合信号的均衡的自适应滤波器。这样的均衡可以利用波特率样值而被容易地执行；如果对于复合信号执行均衡则更少地需要过采样(oversample)。在另外的其他 DTV 接收机中(它们可以被改进以体现本发明的其他方面)，I-F 数字电视信号被数字化以施加到一个自适应滤波器，所述自适应滤波器提供在 I-F 通带中的信道均衡和回波抵消。自适应滤波器的响应随后被解调以获得基带信号以用于施加到网格解码装置。通过熟悉本说明书和附图，均衡器设计领域的技术人员将能够将本发明应用到用于信道均衡和回波抵消的许多公知的自适应滤波方案中。

在图 5 或图 6 DTV 接收机中的计算机 40 的操作步骤可以采用在本领域中公知的多种形式。从在图 5 的 DTV 接收机中的计算机 49 和从图 6 的 DTV 接收机中的 PN1023 自相关滤波器 52 向计算机 40 提供的倒谱将被不同地用在运行计算机 40 的这些不同方式中。在图 5 的 DTV 接收机中的计算机 49 或在图 6 的 DTV 接收机中的 PN1023 自相关滤波器 52 提供的需要的时域滤波

器的倒谱是自适应滤波器的有效的整个核心在所述核心中改变的“活动图象”的开始处的一个“快照 (snapshot)”，所述改变要在跟踪动态多径变化的时候发生。这提供了用于大大简化计算机 40 执行的任务的基础。

这是因为许多动态多径失真本质上是连续的，从每个码元出现时间到下一个期间发生发送/接收信道特性改变是极少的。因此，从 ECR 信号确定的初始自适应滤波系数提供了一个基础，从所述基础，基于判定反馈方法的跟踪步骤不需要在开始跟踪在信道特性中的改变之前过多地搜寻收敛，所述信道特性的改变是由于逐渐地改变多径失真而产生。本质上连续的动态多径失真的一个例外是公知的突然透露的射线例外，其中对接收关闭的一个路径被突然打开来接收。另一个例外是公知的突然屏蔽射线例外，其中打开用于接收的一个路径突然对于接收被关闭。当这些例外之一发生的时候，通过自适应滤波的动态多径的跟踪被中断，并且自适应滤波系数的迅速重新初始化变得立刻急切起来。从 ECR 信号直接确定初始自适应滤波系数而不依赖于判定反馈保证了每当发生这些例外之一的时候接收可以在少于大约 25 毫秒之内被恢复。

存在多种方法来用于确定是否这样的例外在数据场的结尾保持没有被纠正。一种方法将在数据场的结尾的自适应滤波的加权系数（它们已经被判定反馈调整）与从重复 PN1023 序列计算的自适应滤波的加权系数相比较。在两组系数之间的实际差异证明在前一个数据场中没有被纠正的动态多径失真显示出严重的不连续，并证明自适应滤波优选地应当使用从重复 PN1023 序列计算的加权系数来进行。在另一种用于确定是否在一个数据场结尾没有被纠正的动态多径失真显示出严重的不连续的方法中，在每个数据场的结尾附近的判定反馈样值的幅度被测量，并且将测量值平均。高的平均值证明在前一个数据场中动态多径失真显示出严重的不连续——它没有被纠正，并证明自适应滤波优选地应当使用从重复 PN1023 序列计算的加权系数来进行。

在运行计算机 40 的许多不同方式中，估测倒谱的一个初始考虑是确定当获得多径接收的时候什么将被作为接收的 DTV 信号的主或“光标 (cursor)”分量。这个光标分量被用作当获得多径接收的时候确定接收的 DTV 信号的每个其他的分量（它相对于光标分量被不同地延迟）是否被作为前回波或后回波的参考。接收的 DTV 信号的每个晚到的分量被作为“后回波”，它的到达时间被相对于这个光标分量测量，一般被测量为正的延迟（或替代为负的提

前)。所接收的 DTV 信号的每个早到达的分量被当作“前回波”，它的到达时间被相对于这个光标分量测量，一般被测量为负的延迟(或替代为正的提前)。

在计算机 40 的一些运行步骤中，接收的 DTV 信号的不同延迟的最大分量被选择作为光标分量。这个步骤允许在光标分量前面的实质能量的前回波的存在。实质能量的前回波的存在提高了在 FIR 滤波器 33 中需要的核心宽度以容纳这些前回波中的大多数提前。而且，通过还没有进行回波抑制的信号样值的加权和，来完成在前馈 FIR 滤波器 33 中回波的抑制。这与通过包括反馈 FIR 滤波器 35 的 IIR 滤波器的回波的抑制相反，后者是通过已经进行回波抑制的信号样值的加权和来完成的。通过 IIR 滤波器的回波抑制，抑制了回波分量而不引入附加的回波分量。通过前馈 FIR 滤波器 33 的回波的抑制导致引入具有相对于信号的光标分量的两倍的不同延迟的回波重复分量，这个回波重复分量的幅度与前馈 FIR 滤波器 33 响应中抑制的原回波分量相比较被降低。这些单一重复的回波重复分量的幅度的降低对于发送/接收信道是重要的，在所述发送/接收信道中，倒谱的光标分量比其他分量显著大。所述降低通常足够使得这些回波重复分量在数字信号量化中被丢失。但是，对于其中倒谱的光标分量不显著大于其他分量的发送/接收信道，单一重复的回波重复分量具有充分足够的幅度，即使多次重复的回波重复分量在一些情况下具有充分足够的幅度。

当适用判定反馈方法的时候，作为后回波的回波重复分量可以通过与前馈 FIR 滤波器 33 级联的 IIR 滤波器来消除。因此，FIR 滤波器 33 核心不需要在时间滞后方向上足够扩展以提供抑制可以在 IIR 滤波器中被消除的后回波重复的能力。但是，IIR 滤波器没有能力消除或抑制作为前回波的回波重复分量，因此当采用判定反馈方法的时候，FIR 滤波器 33 的核心宽度需要在时间提前方向上足够地扩展以提供将这些前回波的所有重复的幅度降低为不显著的值的能力，以便这些前回波重复将在数字信号量化中被丢失。

在计算机 40 的替代运行步骤中，更早接收的具有显著能量的不同延迟的 DTV 信号之一被选择作为光标分量。这个步骤可以消除在光标 DTV 信号前面的实质能量的前回波，并因此降低在 FIR 滤波器 33 中需要的核心宽度。但是，除非被选择作为光标分量的接收的 DTV 信号与最强的接收的 DTV 信号分量充分地一样强，自适应滤波响应的 C/N 比被选择作为光标分量的最强的接收的 DTV 信号分量的时候是显著要低的。一般优选的是，当接收的 DTV

信号伴随有实质噪声的时候，DTV 接收机被设计为选择最强的接收的 DTV 信号分量作为光标分量。从重复 PN1023 序列的一个周期产生的倒谱的可获得性提供了信息，该信息可以提供用于确定哪个接收的 DTV 信号分量最好被选择作为光标分量的基础。

所期望的是，因为在自适应滤波内样值的延迟，所以要避免在数据场期间改变光标分量。在每个 DTV 数据场的结尾处的时域滤波器的倒谱的可获得性便利了计算机 40 选择接收的 DTV 信号的不同延迟的分量之一作为对于下一个数据场的全部的光标分量。在某些接收条件下，被选择作为光标分量的一个分量可以充分地数据场期间降低能量，这使得选择具有更大能量的分量作为下一个数据场的光标分量合乎需要。这样的能量上的充分降低通过判定反馈步骤以信号表示，所述判定反馈步骤使得与光标分量相关的滤波器系数大大提高。自适应滤波器 33 和 35 使用来加权不同延迟的 DTV 信号的数字复用器必须具有足够的动态范围来容纳具有几倍幅度的加权系数。一般，优选的是，只要判定反馈步骤显示出合理小的跟踪差错，则计算机 40 从一个数据场到下一个保持相同的光标分量。因此，如果判定反馈步骤一直在显示合理小的跟踪差错，则重复 PN1023 序列不用于在数据场的开始产生自适应滤波系数的完全修正。但是，如果判定反馈步骤一直显示出合理小的跟踪差错，则有吸引力的是，将在在接收机上存储的——而不是来自接收的 DTV 信号——重复 PN1023 序列上的每个数据场的最后三个数据段期间的所发送的信号估计值作为基础。这提高了在每个数据场的最后三个数据段的重复 PN1023 序列期间以及在每个数据场的初始数据段中的 PN511 序列和三重 PN63 序列期间由判定反馈步骤产生的校正的可信度。高的可信度便利了在这些时间期间对自适应滤波系数作出的逐步校正中的更大的获益，增进了跟踪精确度。

体现本发明的一些方面的 DTV 接收机的许多设计将提供在适用于信道均衡和回波抵消中使用的自适应滤波的各种步骤之间的时间上的缓冲。提供这个时间缓冲的装置在图 5 和 6 中未示出，但是一般被数字随机存取存储器（RAM）提供。被特别关心的是数字存储器的特殊用途，它被配置来向从解调器和模数转换电路 32 向前馈 FIR 滤波器 33 提供的输入信号的施加中引入先入先出（FIFO）缓冲延迟。FIFO 缓冲进行得足够长以允许用于处理从电路 32 输出信号提取的重复 PN1023 序列所需要的时间，以便产生 FIR 滤波器 33

和 35 的初始加权系数,以便发生在从内插滤波器 38 向减法器 41 开始提供前一个数据场的第 311 个数据段之前。然后,替代图 5 和 6 所隐含的、作为从来自内插滤波器 38 的响应的补偿延迟 41 提供的自适应滤波响应的差被产生的判定反馈差错信号,判定反馈差错信号被产生作为从来自 Nyquist 滤波器的响应的补偿延迟 41 提供到重复 PN1023 序列的自适应滤波响应的差,保证了 PN511 序列和保证了在 DTV 接收机的公知为先验的 PN63 序列。这个替代判定反馈差错信号的高可信度便利了在这些时间期间对自适应滤波系数作出的逐步校正中的更大的获益,改进了在抑制初始化后的任何系数差错剩余物中判定反馈适应的速度。

虽然在图 5 和 6 中未示出,但是在用于体现本发明的一些方面的 DTV 接收机的一些设计中,存在数字存储器,用于缓冲将 FIR 滤波器 33 和 35 的加权系数的逐步更新施加到这些滤波器的系数寄存器,所述逐步更新是通过判定反馈步骤而产生。这样的缓冲存储器便利了通过例如块-LMS 算法对这些更新的实时反向(reversal-of-real-time)计算。

虽然在图 5 和 6 中未示出,但是在一些 DTV 接收机设计中,用于时间上缓冲的装置也将包括数字存储器。所述数字存储器被配置使得向从减法器 34 向 DTV 接收机的其余部分 39 施加的差输出信号中引入 FIFO 缓冲延迟。包括这样的 FIFO 数字存储器、用于控制从电路 32 向前馈 FIR 滤波器 33 提供的输入信号的施加的 FIFO 数字存储器和用于控制将逐步更新施加到 FIR 滤波器 33 和 35 的加权系数的数字缓冲存储器的设计允许自适应滤波的运行与接收的信号波特率异步。例如,所期望的是,如果在试图跟踪动态回波分量的时候重新计算加权系数是必要的,则允许以提高的速率定时用于适用滤波器 33 和 35 的系数自适应的数据定向随机步骤。虽然自适应滤波本身(即使有时被短暂地停止)可以改变,但是通过在自适应滤波本身前后的 FIFO 存储器产生具有统一延迟的整体系统功能,速率数据被提高。

除了具有图 5 和 6 所示的结构之外,自适应滤波可以被构造成使用单一的 FIR 滤波器用于信道均衡和回波抵消。举例来说,这样的一种替换结构的说明见 1997 年 7 月 15 日授权给 J. Yang、C. B. Patel、T. Liu 和 A. L. R. Limberg 的题目为“RAPID-UPDATE ADAPTIVE CHANNEL-EQUALIZATION FILTERING FOR DIGITAL RADIO RECEIVERS, SUCH AS HDTV RECEIVERS”(用于诸如高清晰度电视接收机的数字无线接收机的快速更新自

适应信道均衡滤波)”的美国专利第 5,648,987 号。Yang 等人使用另一种 FIR 滤波器来实现块-LMS 算法，用以更新用于信道均衡和回波抵消的自适应 FIR 滤波器的系数。如果一个单一的自适应 FIR 滤波器被用于信道均衡和回波抵消，则在“快照”被提取时间的那个自适应 FIR 滤波器的核心可以通过下列步骤从如在图 5 的 DTV 接收机中的计算机 49 或在图 6 的 DTV 接收机中的 PN1023 自相关滤波器 52 所需的时域滤波器的倒谱中被近似。除了被选择作为“光标”的之外的倒谱的分量将把它们的极性相对于光标而改变，其中所述被选择作为“光标”是在 DTV 信号的主多径分量被认为接收到的时候出现的。这种近似方法对于 Ricean 发送/接收信道是相当令人满意的，对于 Ricean 发送/接收信道，倒谱的光标分量比其他分量实质更大，并且对于 Ricean 发送/接收信道，与 FIR 滤波器的核心宽度相比，回波显示出距离光标分量短的不同延迟。但是，当几个分量具有光标分量的能量的百分之几的能量的时候，这种近似方法不准确。如果自适应滤波要校正这样的发送/接收信道，则与倒谱卷积以产生 Nyquist 信道响应的滤波器特性最好通过更精确的手段来计算。自适应滤波加权系数被正规化，因此自适应滤波响应的动态范围适合于量化器 37 的输入信号。

使用用于信道均衡和包括更长延迟的后回波的所有回波的抵消的单一 FIR 滤波器不是优选的实际处理方式。发送/接收信道理论上被建模为具有不同加权系数的 FIR 滤波器，所述不同加权系数用于具有不同的各自的延迟的不同传播路径。在实际处理中，这个模型在静态多径接收条件下也是正确的。如果自适应滤波器总体上具有一个无限脉冲响应——即，具有大量时间滞后的系数的时域响应，则对于后回波的信道的均衡会是精确的。用于信道均衡和包括更长延迟的后回波的所有回波的抵消的单一 FIR 滤波器的响应趋向于具有充分少的时间滞后的系数，因此更长延迟的后回波的抵消不是最佳的。这个趋势产生于必须将通过单一 FIR 滤波器的延迟保持为不多于最长延迟的具有显著能量的后回波的几倍的实际设计。因此，对于后回波的用于信道均衡的精确系统功能可以仅仅在单一 FIR 滤波器设计中被近似，即使假设滤波系数随后被数据定向方法进行自适应处理。所述近似步骤抑制回波，但是不受欢迎地产生了回波的重复。这些重复相对于被抑制的回波被削弱，并相对于为抑制的回波的整数倍的接收的 DTV 信号的光标分量显示不同延迟。因此，与使用 IIR 滤波器的设计相比，在单一 FIR 滤波器设计中需要更大数量

的非 0 加权系数以及不受欢迎的数量增加的数字乘法。不仅更多的非 0 数字乘法在以硬件实现的它们的集成电路设计中需要更多的模具 (die) 区域; 它们不受欢迎地提高了对于量化噪声和随机抖动的影响。因此, 包括一个 IIR 部分的自适应滤波结构——如图 5 和 6 所描述的类型——是优选的。

在图 5 或 6 的自适应滤波结构中, FIR 滤波器 33 的核心包括在与 DTV 信号的主多径分量被认为接收到的时候相对应的“光标”位置的加权系数。滤波器 33 核心还包括系数的一个子集, 它对应于在 DTV 信号的主多径分量被接收到时的“光标”之前的所需要的时域滤波器的倒谱部分。滤波器 33 核心还包括系数的一个子集, 它对应于以比在 IIR 滤波器中的可能的最小延迟小的延迟跟随“光标”时间的倒谱部分, 所述 IIR 滤波器在反馈环路中包括 FIR 滤波器 35。DTV 接收机设计被公知为提供在前馈 FIR 滤波器 33 的加权系数和在滤波器 33 后级联的 IIR 滤波器的反馈 FIR 滤波器 35 中的加权系数之间。一种对于 Ricean 发送/接收信道令人满意的快速近似方法——Ricean 发送/接收信道中的倒谱的光标分量显著大于其他分量——通过改变除了光标分量之外的倒谱的所有分量的极性而从倒谱的对应部分产生滤波器 33 核心。滤波器 35 核心是从倒谱的更长延迟部分产生而没有极性的改变。当几个分量具有光标分量的百分之几的能量的时候, 这个近似方法是不准确的。如果自适应滤波要校正这样的发送/接收信道, 则与倒谱卷积以产生 Nyquist 信道响应的滤波器特性必须通过更精确的手段被计算。自适应加权系数被正规化, 因此自适应滤波响应的动态范围适合于量化器 37 的输入信号。

自适应滤波的加权系数的更精确的计算的进行源于对完整自适应滤波结构的时域响应应当对应于由在图 5 的 DTV 接收机中的计算机 49 或由在图 6 的 DTV 接收机中的 PN1023 自相关滤波器 52 提供的倒谱的观测。完整自适应滤波结构的时域响应产生自在反馈环路中的 FIR 滤波器 33 的时域响应的卷积和包括 FIR 滤波器 35 的后续 IIR 滤波器的卷积。作为 DTV 接收机设计处理的一部分, 与任何特定长度的倒谱卷积以产生用于自适应滤波器结构的 Nyquist 信道响应的自适应滤波系统特性一般可以利用 Z 变换多项式来计算。从这种计算产生的代数方程可以存储在 DTV 接收机中的滤波系数计算机 40, 用于从由图 5 的 DTV 接收机的计算机 49 或由在图 6 的 DTV 接收机的 PN1023 自相关滤波器 52 提供的具体倒谱计算自适应滤波系数。这些代数方程以倒谱值的形式定义了自适应加权系数。使用这些代数方程的子程序也可以在用于

完成跟踪动态多径失真的判定定向步骤的程序中使用。

在运行计算机 40 的各种方法中,在估测倒谱中的另一个重要考虑是确定自适应滤波器的增益如何与倒谱的分量项的能量相关。从倒谱产生的加权系数的正规化使得主 DTV 信号的自适应滤波器的增益总是实质相同,而不管它的加权系数是如何从重复 PN1023 序列的 ECR 信号计算出来的。如果紧接着量化器 37 进行的对判定电平作出实质的自动调整之后,立即进行判定反馈步骤的跟踪多径接收条件,将不会平滑,其中判定电平用于量化器 37 的输入信号以产生被发送码元的估计值。在调整那些判定电平的同时在量化器 37 产生的估计值中易于存在误差,判定反馈步骤依赖于这些估计值在多数时间正确以便正确地调整自适应滤波的加权系数。相对于被选择作为光标分量的倒谱的分量进行正规化,因为这个分量是在自适应滤波响应中唯一存在的。为了使得提供到量化器 37 的自适应滤波响应的 C/N 实质上尽可能好,所述光标分量(如果不是最高能量的一个)应当是倒谱的较高的能量分量之一。在图 5 的 DTV 接收机中,正规化自动进行,假设在 ROM 47 中存储的 DFT 是相对于量化器 37 的输入信号的正确“增益”的 Nyquist 滤波的 PN1023 序列的 DFT。

在图 6 的 DTV 接收机中正规化也很简单。光标分量被公知为以标准化幅度的调制信号调制的信号的 1023 码元出现时间的和,因此通过 1023 因子在每个倒谱分量的增益的降低将减少为单位增益的增益系数中的光标分量。通过将每个倒谱分量的二进制小数点在降低分量的有效值的方向上移动 10 个位,这些除法 (division) 可以相近地近似。实际中,在系统的其他地方可以考虑 10 位的二进制小数点移动。

图 8A 示出了在多径接收条件下接收的信号周期重复的倒谱,这个倒谱通过在图 5 的接收机部分中的计算机 49 或在图 6 的接收机部分的循环 PN713 匹配滤波器 52 被确定。在每个周期中的分量 70 响应于主信号而产生。在每个周期中在分量 70 前面的分量 71 响应于提前了少于 47.5 微秒的前回波而产生,并且在每个周期中在分量 70 后面的分量 72 响应于延迟了少于 47.5 微秒的后回波而产生。

在每个周期中的分量 73 的产生响应于延迟多于 47.5 微秒但少于 95 微秒的后回波而产生。分量 73——虽然响应于在每个周期中分量 70 前的后回波而产生——归因于在图 5 的接收机部分中的 DFT 的环绕 (wrap-around) 或在

图 6 的接收机部分中的周期 PN713 匹配滤波器 52 的环绕。如果分量 73 不在每个周期中的分量 70 的前面足够多，以至它已经在前回波的范围之外，则存在它被误任为前回波的可能。

在每个周期中的分量 74 的产生响应于多于 95 微秒延迟的后回波。归因于在图 5 的接收机部分中的 DFT 的环绕或在图 6 的接收机部分中的周期 PN713 匹配滤波器 52 的环绕，分量 74 易于与具有相对于主信号的少于 95 微秒的延迟的后回波混淆。

DTV 接收机的设计可以假定长于 64 微秒的后回波来从不具有足够的强度以使得数据限幅误差经常出现，从而接收机的纠错能力被倾覆，并假定在主信号前不超过 30 微秒的倒谱的任何分量都归因于前回波。这样的 DTV 接收机或其小的变化形式应当在大多数接收地点令人满意地工作。如果要从被前回波或从更少延迟的后回波中更好地区别特别长的延迟的后回波，则必须进一步分析在图 5 或图 6 的接收机部分产生的倒谱，这个进一步分析可以利用以下参照附图 9 所述的装置来进行。

滤波器系数计算机 40 能够使用图 8A 所示类型的循环重复倒谱开始，并对其进行处理以产生其中抑制了许多时间伪信号 (alias) 以及重复的扩展倒谱。图 8B 示出了在图 8A 中对循环重复倒谱处理中初始步骤的时域响应，在初始步骤中，响应于主信号产生的分量 70 的重复被抑制。图 8C 示出了处理的中间步骤，在中间步骤中，前回波的环绕被抑制。图 8D 示出了最后的处理步骤，在最后的处理步骤中，后回波的环绕被抑制。中间和最后的处理步骤将在下文详细描述。

图 9 示出可以用于进一步分析所接收和解调的 DTV 信号的倒谱的装置，用于完成产生图 8C 和 8D 的时域响应的中间和最后处理步骤。图 9 的装置的输入信号是来自图 5 或图 6 接收机部分的解调器和模数转换电路 32 的解调的只读基带 DTV 信号，它被提供作为直接分量抑制滤波器 75 的输入信号。滤波器 75 可以例如是这样的类型，它通过将它本身减去只读基带 DTV 信号的许多码元出现时间的平均值而产生它的响应。或者，举另一个例子，滤波器 75 可以是这样的类型，它对于只读基带 DTV 信号执行数字微分，并随后对数字微分的只读基带 DTV 信号执行数字积分以还原只读基带 DTV 信号而不伴有直接分量。

数字滤波器 76 被连接来接收直接分量抑制滤波器 75 的响应来作为它的

输入信号。数字滤波器 76 具有与重复 PN1023 序列的最后 1023 码元相对应的核心，其用作用于信道均衡和回波抑制的自适应滤波的训练信号。数字滤波器 76 作为用于开始重复 PN1023 序列的最后相位 PN1023 序列的自相关匹配滤波器，并产生包括接收信道的重复的倒谱的响应。数字滤波器 76 的响应被不延迟地施加到数字减法器 77 作为减数输入信号和施加到数字延迟线 78 作为输入信号，数字延迟线 78 以 1023 码元出现时间延迟来响应于它的输入信号。数字延迟线 78 的响应被无延迟地施加到数字减法器 77 作为被减数输入信号。减法器 77 和延迟线 78 形成一个梳状滤波器，它响应于接收信道的重复的倒谱而产生被那个倒谱的负值提前一段时间的接收信道的倒谱。在数字减法器 77 的差信号中的时间上落后的倒谱被写入扩展范围的倒谱寄存器 79 以暂时存储。滤波系数计算机 40 被连接用于读取扩展范围的倒谱寄存器 79 的内容，并用于校正那些内容。当重复 PN1023 序列训练信号下次出现的时候，寄存器 79 内容被覆写。

数字滤波器 80 被连接来接收直接分量抑制滤波器 75 的响应作为它的输入信号。数字滤波器 80 具有对应于重复 PN1023 序列的初始 1023 码元的核心，其用作用于信道均衡和回波抑制的自适应滤波的训练信号。数字滤波器 80 作为用于终止重复 PN1023 序列的初始相位 PN1023 序列的自相关匹配滤波器，并产生包含接收信道的重复倒谱的响应。数字滤波器 80 的响应被不延迟地施加到数字减法器 81 作为被减数输入信号和施加到数字延迟线 82 作为输入信号，数字延迟线 82 以 1023 码元出现时间延迟来响应它的输入信号。数字延迟线 82 的响应被无延迟地施加到数字减法器 81 作为减数输入信号。减法器 81 和延迟线 82 形成一个梳状滤波器，它响应于接收信道的重复的倒谱而产生被那个倒谱的负值延迟一段时间的接收信道的倒谱。在数字减法器 81 的差信号中的时间上提前的倒谱被写入扩展范围的倒谱寄存器 83 以暂时存储。滤波系数计算机 40 被连接用于读取扩展范围的倒谱寄存器 83 的内容，并用于校正那些内容。当重复 PN1023 序列训练信号下次出现的时候，寄存器 83 内容被覆写。

图 10A、10B、10C、10D、10E 和 10F 示出了在当重复 PN1023 序列训练信号发生时的时间间隔中在图 9 的装置中的各种连接处的时域响应。图 10A、10B 和 10C 示出了自相关匹配滤波器 76 的响应——这个响应作为由数字延迟线 78 延迟的 1023 码元——和在这些响应之间的差，这个差被数字减

法器 77 提供作为它的输出信号。图 10D、10E 和 10F 示出了自相关匹配滤波器 80 的响应——这个响应作为由数字延迟线 82 延迟的 1023 码元——和在这些响应之间的差，这个差被数字减法器 81 提供作为它的输出信号。

在图 10A 的 PN1023 匹配滤波器 76 的时域响应中的分量 71' 被周期地产生以响应于与重复 PN1023 序列的初始 1023 码元对应的重复 PN1023 序列的前回波的当前相位。在图 10A 时域响应中的分量 72' 被周期地产生以响应于与重复 PN1023 序列的初始 1023 码元的当前相位对应的重复 PN1023 序列的最小延迟的后回波的当前相位。在图 10A 时域响应中的分量 73' 被周期地产生以响应于被延迟多于 47.5 微秒但少于 95 微秒的重复 PN1023 序列的后回波的当前相位。它对应于重复 PN1023 序列的初始 1023 码元的相位。在图 10A 时域响应中的分量 74' 被周期地产生以响应于被延迟多于 95 微秒的重复 PN1023 序列的后回波的当前相位，它对应于重复 PN1023 序列的最后 1023 码元的相位。

图 10A 示出了杂波分量 84。这个杂波分量 84 的一部分产生自对于在重复 PN1023 序列之前的数据和它的回波的 PN1023 匹配滤波器 76 的响应，杂波分量 84 的这个部分不能在接收机中被预测。这个杂波分量 84 的另一部分产生自对于在重复 PN1023 序列的开始显示出的边缘效应的非周期的 PN1023 匹配滤波器 76 的响应，杂波分量 84 的所述的另一部分能够在接收机中被预测。

图 10A 示出了另一个杂波分量 85，它产生自对在重复 PN1023 序列和它的回波之后的 DFS 信号的非周期的 PN1023 匹配滤波器 76 的响应。杂波分量 85 的初始几百个码元出现时间大部分可以在接收机中被预测。在 PN1023 匹配滤波器 76 的响应显示的重复 PN1023 序列的结尾的边缘效是容易被预测的。对在重复 PN1023 序列后面的 DFS 信号的第一个 700 码元出现时间的 PN1023 匹配滤波器 76 的响应也容易被预测。这些可容易预测的 PN1023 匹配滤波器 76 的响应的分量可以被从在计算机 40 中的只读存储器提取的先验内容补偿。对在重复 PN1023 序列后面的 DFS 信号的第一个 700 码元出现时间的回波的 PN1023 匹配滤波器 76 的响应不是同样容易可预测的。

为了说明，在图 10A、10B 和 10C 中杂波分量 84 和 85 的纵坐标标度相对于主响应 70' 被扩展。回波分量 71'、72'、73' 和 74' 相对于主响应 70' 在幅度上比对于接收机的良好质量传输信道的情况时要略大。PN1023 匹配滤

波器 76 有自相关功能,它具有相对于 PN1023 序列的除了最后相位的相位的 60dB 增益和相对于非 PN1023 信号分量的 30 dB 增益。

图 10B 示出了数字减法器 77 的被减数信号,它被数字延迟线 78 响应于数字减法器 77 的减数输入信号而提供,所述数字减法器 77 的减数输入信号延迟重复 PN1023 序列的一个周期——即延迟 1023 码元出现时间。

图 10C 示出了从数字减法器 77 提供的差输出信号。注意在从数字减法器 77 提供的差输出信号中,来自被减数信号的 PN1023 序列的最后一个周期的倒谱被从任何在前的 PN1023 序列的倒谱分离,并且不被杂波分量 84 的分量重叠。寄存器 79 暂时存储这个来自被减数信号的 PN1023 序列的最后周期的分离的倒谱,并被连接使得它的内容可被滤波系数计算机 40 获得。如前所述,滤波系数计算机 40 可以利用从只读存储器提取的先验内容补偿杂波分量 85 的容易预测的分量。假定进行这样的处理,在寄存器 79 中暂时存储的扩展范围的倒谱中对前回波的响应被其他时域响应分量影响很小。即使对在扩展范围的倒谱中最多达到的大约 64 微秒的后回波的响应也不被其他时域响应分量很大地影响。

滤波系数计算机 40 可以随后分离要用于进一步处理按照图 8B 改进的循环重复倒谱中的前回波的时域响应。对前回波的分离的时域响应可以于循环重复的倒谱的对应部分相关。相关步骤被用于消除对前回波的响应的重复和消除后回波的伪信号,所述后回波的伪信号在当对前回波的分离的时域响应不显示实质的能量的时候作为前回波出现。

图 8C 示出了循环重复倒谱的这个进一步的剪除的结果。有效的前回波保持作为在对于在图 8C 的改进的倒谱中主接收分量 70 的剩余响应之前的唯一分量。图 8C 的倒谱的改进是通过消除或降低时间分量进行的,所述时间分量是从基于 PN1023 序列的循环倒谱产生的,所述 PN1023 序列没有受到来自边缘效应、在重复 PN1023 序列之前的数据或在重复 PN1023 序列之后的 DFS 信号产生的影响。由于图 8C 的改进是剪除步骤的结果,因此在寄存器 79 中存储的扩展范围的倒谱中的这样的影响不被以可感知的程度带入到图 8C 的循环重复的倒谱的改进中。

滤波系数计算机 40 可以随后使用对最多达到大约 64 微秒后回波的时域响应,作为进一步剪除按照图 8C 剪除的循环重复倒谱的基础。即,对这些后回波的分离的时域响应可以与循环重复倒谱的对应部分进行相关。相关步骤

将随后被用于消除对后回波的响应的重复和用于消除延迟多于 95 微秒的后回波的伪信号,所述延迟多于 95 微秒的后回波出现作为较少延迟的后回波。图 8D 示出了循环重复倒谱的这些进一步剪除的结果。

在一种用于提取扩展范围的倒谱的替代方法的基础上可以进行循环重复倒谱的剪除以消除对后回波的响应的重复和消除延迟多于 95 微秒的后回波的伪信号。这种替代的方法可以降低在扩展范围的倒谱中对更长延迟的后回波的响应的影响,所述影响由其他时域响应分量引起。

图 10D 示出了自相关数字滤波器 80 的时域响应,所述响应被施加到数字延迟线 82 作为输入信号并被施加到数字减法器 81 作为它的被减数输入信号。在图 10D 的时域响应中的分量 70' 是响应于与重复 PN1023 序列的初始 1023 码元的相位对应的重复 PN1023 序列的当前相位而循环产生的。在图 10D 的时域响应中的分量 71' 是响应于与重复 PN1023 序列的初始 1023 码元的相位对应的重复 PN1023 序列的前回波的当前相位而循环产生的。在图 10D 的时域响应中的分量 72' 是响应于与重复 PN1023 序列的初始 1023 码元的相位对应的重复 PN1023 序列的最少延迟的后回波的当前相位而循环产生的。在图 10D 的时域响应中的分量 73' 是响应于被延迟大于 47.5 微秒但小于 95 微秒的重复 PN1023 序列的后回波的当前相位而循环产生的。在图 10D 的时域响应中的分量 74' 是响应于被延迟大于 95 微秒的重复 PN1023 序列的后回波的当前相位而循环产生的,所述相位对应于重复 PN1023 序列的初始 1023 码元的相位。

图 10D 示出了杂波分量 86。这个杂波分量 86 的一部分产生自对在重复 PN1023 序列之前的数据和它的回波的 PN1023 匹配滤波器 80 的响应,这个杂波分量 86 部分不能在接收机中被预测。这个杂波分量 86 的另一个部分产生自非循环 PN1023 匹配滤波器 80 的响应。所述响应在重复 PN1023 序列的开始显示出边缘效应,其中该杂波分量 86 的另一个部分可在接收机中预测。这个杂波分量 86 的另一个部分由于边缘效应不影响重复 PN1023 序列的初始 1023 码元的后回波,这将是当数字减法器 81 的差输出信号的分析结束时候的主要关心之处。

图 10 D 示出了杂波分量 87,它产生自对在重复 PN1023 序列之后的 DFS 信号和它的回波的 PN1023 匹配滤波器 80 的响应。杂波分量 87 大部分可以在接收机中被预测。在 PN1023 匹配滤波器 80 的响应显示的重复 PN1023 序

列的结尾的边缘效是容易被预测的。对于在重复 PN1023 序列之后的 DFS 信号的第一个 700 码元出现时间的 PN1023 匹配滤波器 80 的响应也容易被预测。对于在重复 PN1023 序列之后的 DFS 信号的第一个 700 码元出现时间的回波的 PN1023 匹配滤波器 80 的响应不容易同样被预测。但是，通过接收机的杂波 87 的预测不是在用于提取扩展范围的倒谱的替代方法中被很关心的事情。这是因为在这个替代方法中提取的扩展范围的倒谱主要被杂波分量 86 影响，被杂波分量 87（如果有的话）的影响很小。

为了说明，在图 10D、10E 和 10F 中杂波分量 86 和 87 的纵坐标标度相对于主响应 70'' 被扩展。回波分量 71''、72''、73'' 和 74'' 相对于主响应 70'' 在幅度上比对于接收机的良好质量传输信道的情况要略大。PN1023 匹配滤波器 80 有自相关功能，它具有相对于 PN1023 序列的除了初始相位的相位的 60dB 增益和相对于非 PN1023 信号分量的 30 dB 增益。

图 10E 示出了数字减法器 81 的被减数信号，它被数字延迟线 82 响应于数字减法器 81 的减数输入信号而提供，所述数字减法器 81 的减数输入信号被延迟重复 PN1023 序列的一个周期——即延迟 1023 码元出现时间。

图 10F 示出了从数字减法器 81 提供的差输出信号。注意 PN1023 序列的初始周期的倒谱在从数字减法器 81 提供的差输出信号中被从任何跟随的 PN1023 序列的倒谱分离，并且通常不被杂波分量 88 的分量重叠。寄存器 83 暂时存储这个来自被减数信号的 PN1023 序列的初始周期的分离的倒谱，并被连接使得它的内容可被滤波系数计算机 40 获得。滤波系数计算机 40 可以利用从只读存储器提取的先验内容补偿杂波分量 87 的可容易预测的分量。但是仅仅延迟大于大约 150 微秒的后回波有可能经受由杂波分量 87 的产生的相应数量的影响。假定这样的处理被进行，对在寄存器 83 中暂时存储的扩展范围的倒谱中前回波的响应被 PN1023 匹配滤波的前沿效应影响，但是包括仅仅对后回波的响应的这个倒谱的部分不被 PN1023 匹配滤波的前沿效应影响。

涉及延迟大于 65 微秒的后回波的在寄存器 83 中存储的扩展倒谱的部分受到对未知数据的、以及对对回波的响应的 PN1023 匹配滤波器 76 的响应影响。涉及延迟大于 65 微秒的后回波的在寄存器 83 中存储的扩展倒谱的部分仅仅受到对在重复 PN1023 序列之前的数据的后回波的自相关数字滤波器 80 响应的影响。因此，在大多数情况下，延迟大于 65 微秒的回波的影响在存储在寄存器 83 中的扩展倒谱要比在存储在寄存器 79 中的扩展倒谱中要小。因

此, 将对在存储在寄存器 83 中的扩展倒谱中的延迟大于 65 微秒的后回波的分离的时域响应与按照图 8C 剪除的循环重复倒谱的对应部分进行相关是用于进一步剪除那个循环重复的倒谱的更为可靠的基础。这些相关步骤提供了一个更为可靠的基础, 在这个基础上来消除对后回波的响应的重复和消除延迟多于 95 微秒的后回波的伪信号, 所述延迟多于 95 微秒的后回波作为更少延迟的后回波出现。

图 8D 描述了通过这种替代方法的消除结果以及通过基于存储在寄存器 79 中的扩展倒谱的方法的消除结果。利用这些方法中的任一个, 图 8D 的倒谱的改进是通过消除或降低自循环倒谱产生的时间分量而进行的, 所述循环倒谱基于没有受到边缘效应、在重复 PN1023 序列之前的数据或在重复 PN1023 序列之后的 DFS 信号的影响的 PN1023 序列。因此在对延迟超过 65 微秒的后回波的分离的时域响应中的这样的影响不被以可感知的程度带入到图 8D 的循环重复的倒谱的改进中。基于在寄存器 83 中存储的扩展倒谱的替代方法便利了剪除对后回波的响应的重复和具有更小能量的延迟大于 95 微秒的后回波的伪信号, 因为引起这些分量的后回波可以从杂波中更好地被区别。

循环重复的倒谱的周期变为在图 8D 中没有环绕或至少具有减少的环绕的循环重复的倒谱的半周期。这个未环绕的倒谱的一个周期提供了改进的基础, 在此基础上, 滤波系数计算机 40 可以计算用于信道均衡和回波抵消的滤波分量 FIR 滤波器 33 和 35 的滤波系数。

分布有自相关数字滤波器 80、数字减法器 81、数字延迟线 82 和扩展范围的倒谱寄存器 83 的接收机设计相信是实用的。从后回波中分离的前回波比剪除更弱能量的伪后回波更重要, 因为弱能量后回波容易被自适应滤波的数据驱动方法, 如判定反馈梯度方法, 所抑制。后回波被自适应信道均衡和回波抵消滤波的 IIR 滤波器部分消除而不略微提高滤波器响应中的噪声。前回波能量被自适应滤波的 FIR 滤波器 33 部分降低, 它在其响应中以时间上更提前的更低幅度的前回波替代在它的输入信号中的前回波。这个步骤也提高了在自适应滤波响应中的噪声。将长延迟的后回波误识别为前回波不合需要地使得自适应滤波的 FIR 滤波器 33 部分在自适应滤波响应中插入伪 (spurious) 前回波, 这个插入步骤也提高了在那个响应中的噪声。

更好地限定静态回波条件的、将来自几个数据场的匹配滤波响应平均的

接收机设计也被考虑。

特别是在能够处理从时间最提前的前回波到时间最延迟的后回波扩展的更大的回波范围的接收机设计中，有一个担心：在自适应滤波中可能需要数量增加的乘法器。除了硬件上的成本，这趋向于加剧由于随机抖动的 C/N 的降低。不足的均衡方法已经被用于降低乘法器的要求和减少由于随机抖动的 C/N 的降低。在这些方法中，自适应大量延迟确定了在具有非 0 加权系数并因此连接到数字乘法器以提供它们的被乘数信号的自适应滤波器的某些核心抽头之间的不同延迟。在这样的接收机中，从图 5 的 DTV 接收机中的计算机 49 和从图 6 的 DTV 接收机中的 PN1023 自相关滤波器 52 向计算机 40 提供的倒谱建立了用于分配自适应大量延迟的基础。计算机 40 可以被编程以分析所述倒谱来选择时间间隔的最佳边界，在这个时间间隔上 FIR 滤波器 33 时域核心进行扩展以抑制后回波。

图 11 是改进的 ATSC 数字电视信号数据帧的图，所述改进使得在它的两个数据场的每个的结尾包括两个额外的数据段，它们包括重复 PN1023 序列的开始，其被用作提供信道均衡和回波抵消的自适应滤波的训练信号。在每个数据场中的初始的第一数据段不同于由 A/53 规定的，改进之处在于 PN511 序列被省略，并且三重 PN63 序列的至少一部分被省略。重复 PN1023 序列结束在因此腾出的初始数据段的部分。重复 PN1023 序列可以是图 1A 和 1B 中所示的被截短版本，在它的结束端被缩短。在截短的重复 PN1023 序列中的 1 将仍然对应于在数字电视信号中的+5 载波调制值，在截短的重复 PN1023 序列中的 0 仍然对应于-5 载波调制值。

图 12A、12B 和 12C 描述了按照本发明广播的图 11 的 DTV 信号中前一个数据帧的偶数数据场的第 313、314 和 315 数据段的码元内容。12D 和 12E 图解了在当前数据帧中的接续奇数数据场的初始和第二数据场的码元内容。图 12F、12G 和 12H 描述了接续的奇数数据场的第 313、314 和 315 数据段的码元内容。图 12I 和 12J 图解了在下一个数据帧的偶数数据段的初始和第二数据段的码元内容。

数据场的第 2 到第 313 个数据段可以与在 A/53 中规定的那些相同。当前帧的奇数场的第 3 到第 312 个数据段——它们出现在图 12E 所示的第二数据段的结尾和图 12F 中所示的第 313 个数据段的开始之间的时间间隔中——为了节省附图被从附图中省略。

结束每个数据场的第 314 和 315 个数据段包括 2368 重复 PN1023 序列 ECR 信号的第一 1664 个码元, 它继续到后续数据场的初始数据段。图 12B 和 12C 示出了在重复 PN1023 序列 ECR 信号的第一 1664 个码元, 它们被插入到在图 12D、12E、12F、12G 和 12H 中描述的当前数据帧之前的数据帧的偶数数据场的第 314 和 315 数据段。图 12G 和 12H 示出了插入到当前数据帧的奇数数据场的第 314 和 315 数据段中的重复 PN1023 序列 ECR 信号的第一 1664 个码元。每个数据场的第 314 和 315 数据段的数据段同步 (DSS) 信号被并入到在那些数据段期间发送的重复 PN1023 序列 ECR 信号中。图 12D 和 12I 中描述的在后续场的初始数据段的开始处的 DSS 信号也是如此。

图 12B、12C 和 12D 的重复 PN1023 序列在 8-VSB 信号中的-5 和+5 调制电平之间变化, 就象 A/53 指定的这样的调制电平一样。图 12G、12H 和 12I 的重复 PN1023 序列也在-5 和+5 调制电平之间变化。对于重复 PN1023 序列的这些调制电平便利了 4 码元 DSS 序列被并入这些重复 PN1023 序列中。

图 12D 所示的奇数数据场的初始数据段和图 12I 所示的后续偶数数据场的初始数据段, 每个都以并入到 2368 码元重复 PN1023 序列之一的一部分中的 4 码元数据段同步 (DSS) 序列开始, 后面跟随着那个序列的结束的 700 个码元。重复 PN1023 序列的结尾跟随着一个 24 码元模式码以及结束所述数据段的 104 码元保留部分。

因为对于图 12A、12B、12C、12D、12E、12F、12G、12H、12I 和 12J 的信号, 每个数据场仅仅有 315 个数据段而不是每个数据场 316 个数据段, 因此 用于这个信号的发射机与图 4 的发射机有所不同。除了在一般定时中的改变之外, 用于这个每场 315 个数据段的信号的发射机将不包括用于存储 PN511 和三重 PN63 序列的 ROM13。可以以对在数字通信系统设计领域中的一个普通技术人员显而易见的方式来处理 DFS 组合器 12、用于插入 DFS 信号的复用器 11 和用于插入训练信号的复用器 17 的定时。可以以对在数字通信系统设计领域中的一个普通技术人员显而易见的方式来处理对产生重复 PN1023 训练信号的 ROM 18 的寻址。

对于图 12A、12B、12C、12D、12E、12F、12G、12H、12I 和 12J 的每数据场 315 个数据段的信号的接收机与图 3A、3B、3C、3D、3E、3F、3G、3H、3I、3J、3K 和 3L 的每数据场 316 个数据段的信号的接收机有所不同。图 5 的接收机部分改进了门 43 的定时以便从由用于计算 DFT 功率谱的计算

机 44 使用的每个训练信号中选择重复 PN1023 序列的一个周期。图 6 的接收机部分改进了复用器 50 的定时以便从施加到移位寄存器 51 以在整个接续的数据场中循环的每个训练信号中选择重复 PN1023 序列的一个周期。在图 5 和图 6 的接收机部分中需要进行的将倒谱施加到滤波系数计算机 52 的过程中的最小改进。

图 7 的接收机部分将相对于同步信号提取电路 57、以及接收机时钟和定时电路 58 进行改进。与 DSS 信号的提取有关的同步信号提取电路 57 的部分保持不变，但是与 DFS 信号的提取有关的部分必须被改变，因为 A/53 标准的 PN51 序列和三重 PN63 序列不再能被获得。数据场同步信号可以响应于例如在晚于 DSS 序列的出现的预定时间在基带 DTV 信号中特定相位的 PN1023 序列的一个周期的出现而被产生。接收机时钟和定时电路 58 被改进使得包括一个计数器，它计数数据段，对每 315 个数据段，由改进的同步信号提取电路 57 产生的数据场同步信号来复位数据段的计数。

图 3A、3B、3C、3D、3E、3F、3G、3H、3I、3J、3K 和 3L 的每场 316 个数据段的信号的一种变化形式是将重复 PN1023 序列训练信号开始于在每个数据场的第 314 个数据段中的 28 个码元出现时间之后，以便允许 24 个码元的发送，它在网格编码于训练信号开始时被停止之前以一组在网格解码器中的标准状态终止网格编码格子。网格编码随后从在每个数据场的第二个数据段中的这组标准状态重新开始，并且在第一数据段的结尾不包括 12 个码元的前置编码。如果这个变化形式被发送，则图 4 的发射机被改进以省略用于在先的数据场的第 313 个数据段的最后 12 个码元的暂时存储器 10，并且改进 DFS 信号组合器 12。并且进行规定以终止仅仅在每个数据场的第 314 个数据段的第 101 个码元之前的网格编码格子。由在位于发射机的网格解码器中的第 313 个数据段的结尾处存储的所述格子状态来寻址的只读存储器可以用于例如终止网格编码格子。在定时网格解码器中的变化对在数字通信系统设计领域中的一个普通技术人员是显而易见的。

对于图 12A、12B、12C、12D、12E、12F、12G、12H、12I 和 12J 的每数据场 315 个数据段的信号的一种变化形式也是可能的，所述变化形式将重复 PN1023 序列训练信号开始于每个数据场的第 314 个数据段中的 28 个码元出现时间之后，以便允许码元的发送，它在网格编码在训练信号开始时被不连续之前以一组在网格解码器中的标准状态终止网格编码格子。

在本发明的另一个训练信号具体化方面，重复 PN1023 序列的开始可以被延期几个码元出现时间，以容纳包含宣告重复 PN1023 序列的后续到达的、规定的报警（annunciator）序列。

产业上的应用

在前面的应用中所述的训练信号便利了在 DTV 接收机中的自适应均衡以补偿在经由有线传输和经由卫星传输的 DTV 信号以及经由地面通过空中广播接收的 DTV 信号中的缺点。

1001110001101000111111111011111110100111101
11010101000110101111111100011111001110110001
00101011010001001111110101011101101000010111
11010000110111101111001010010000011001100111
00110010000110001101110111110001001100110101
10011110010010100001000111010111100110001000
11011011111101100111010100100110110010111010
00000011110000110100101111110000011100100110
00001011010010001111001111010001010111110010
0011000011110101101101100110110100111011110
10010010111001000000000110000001110100011001
11111100101111000000010010000101001101001101
11110111001101000001111110011011100011100001
11000101100011000101111011000010101010100101
01011000101001011001100001001101010101111010
10001011011110001100100111100010101001100101
10110000011010100111110110101101011100111000
00010001000101110111000001000010010110101000
01110111011001000101000111001111100001011001
010001000011110110110110101101110100110001110
110111001011100000000101000001001110010101000
00010111000100000011011000111101011101011000
01100101011100001000001010110010010010001001
00111010010100111000110100011111111110111111
10100111101110101010001101011111111000111110
01110110001001010110100010011111101010111011
01000010111110100001101111011110010100100000
11001100111001100100001100011011101111100010
011001101011001111001001001000010001110101111

图 1A

00110001000110110111111011001110101001001101
10010111010000000111100001101001011111100000
11100100110000010110100100011110011110100010
10111110010001100001111101011011011001101101
00111011110100100101110010000000001100000011
10100011001111111001011110000000100100001010
01101001101111101110011010000011111100110111
00011100001110001011000110001011110110000101
01010100101010110001010010110011000010011010
10101111010100010110111100011001001111000101
01001100101101100000110101001111101101011010
11100111000000100010001011101110000010000100
10110101000011101110110010001010001110011111
00001011001010001000011110110110101011011101
00110001110110111001011000000001010000010011
10010101000000101110001000000110110001111010
11101011000011001010111000010000010101100100
10010001001001110100101001110001101000111111
11110111111101001111011101010100011010111111
11000111110011101100010010101101000100111111
01010111011010000101111101000011011110111100
10100100000110011001110011001000011000110111
01111100010011001101011001111001001010000100
01110101111001100010001101101111110110011101
01001001101100101110100000001111000011010010
11111100000111001001100000101101001000111100
11110100010101111100100011000011111010110110
1100110110100111011110100100101110010000000

图 1B

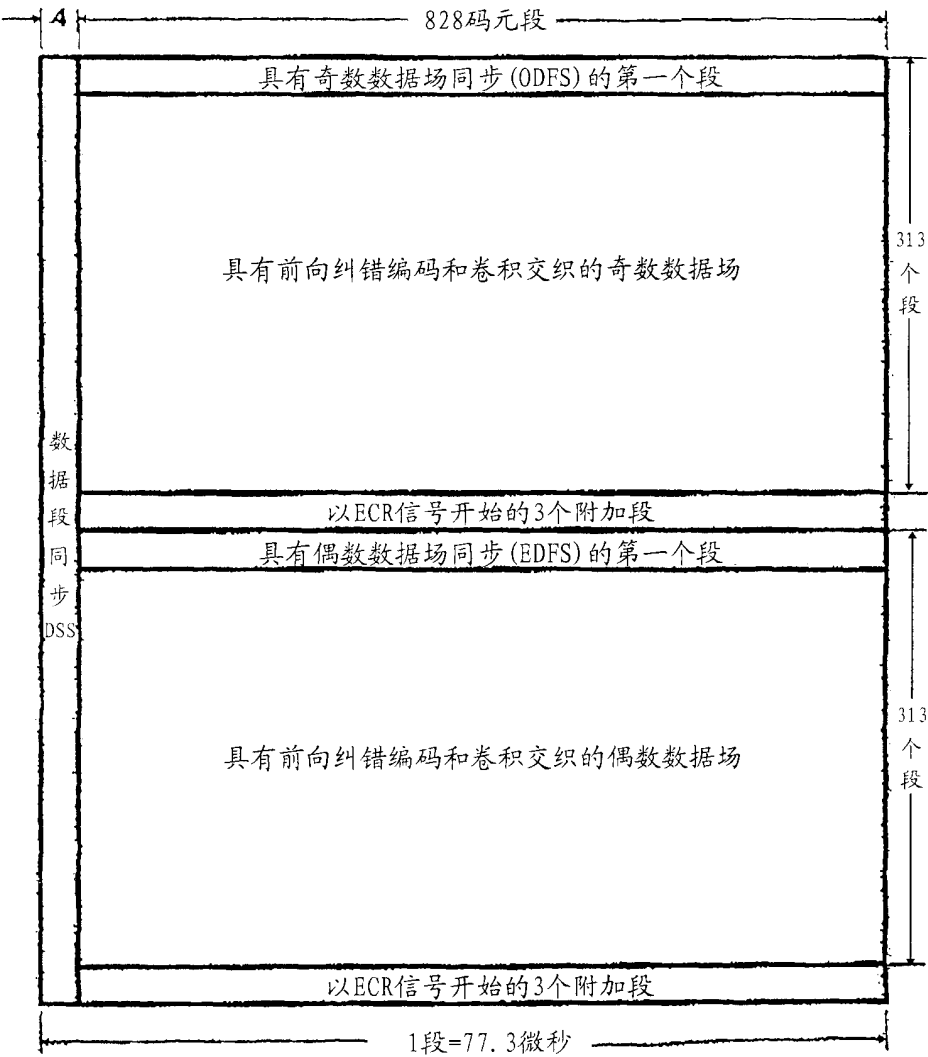


图 2

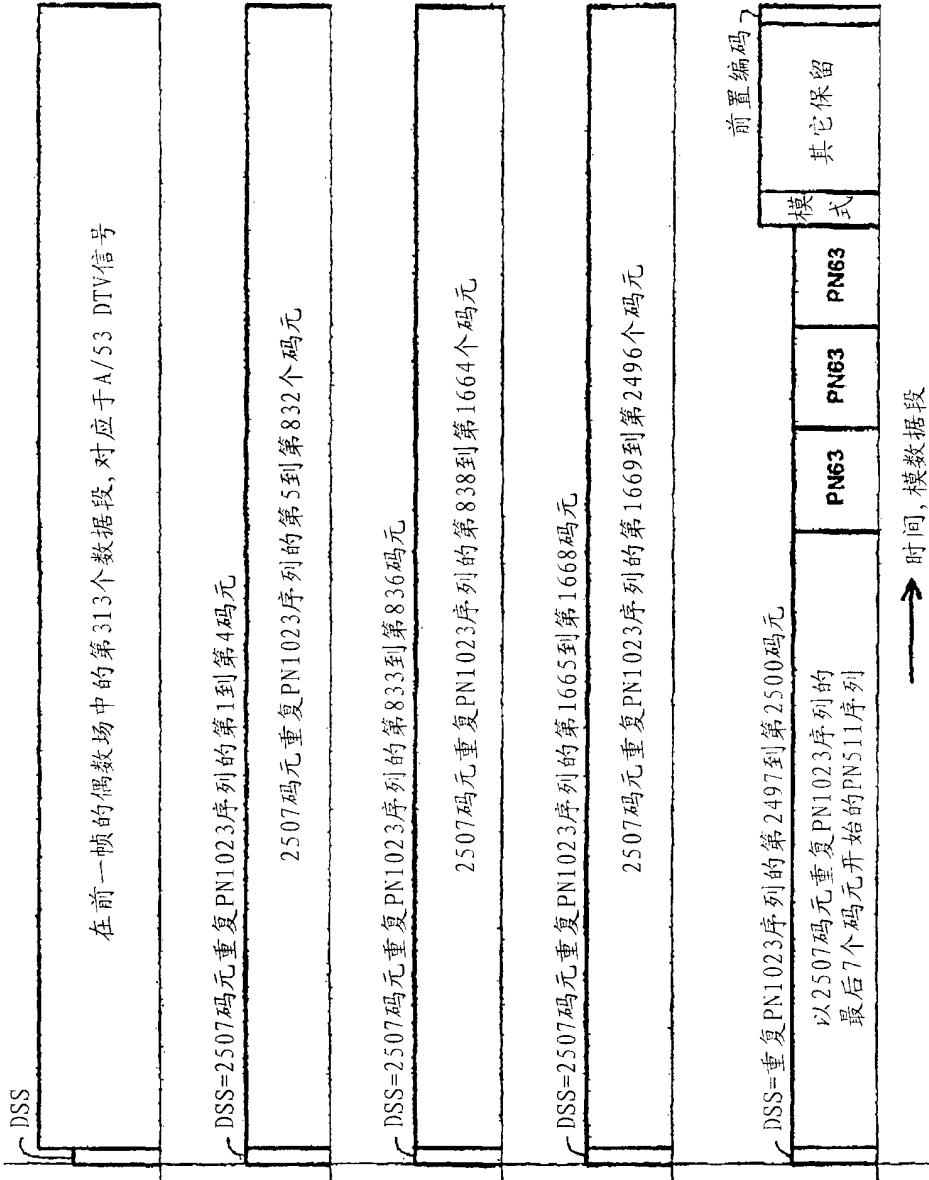


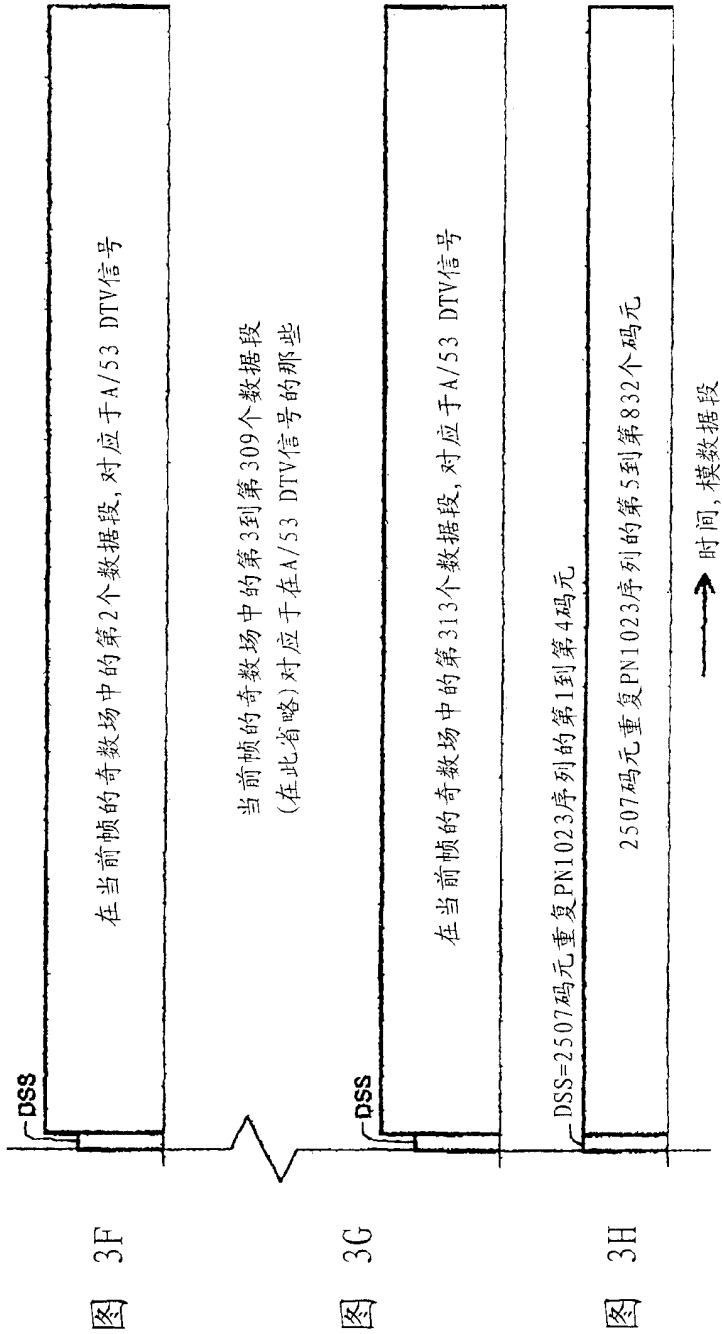
图 3A

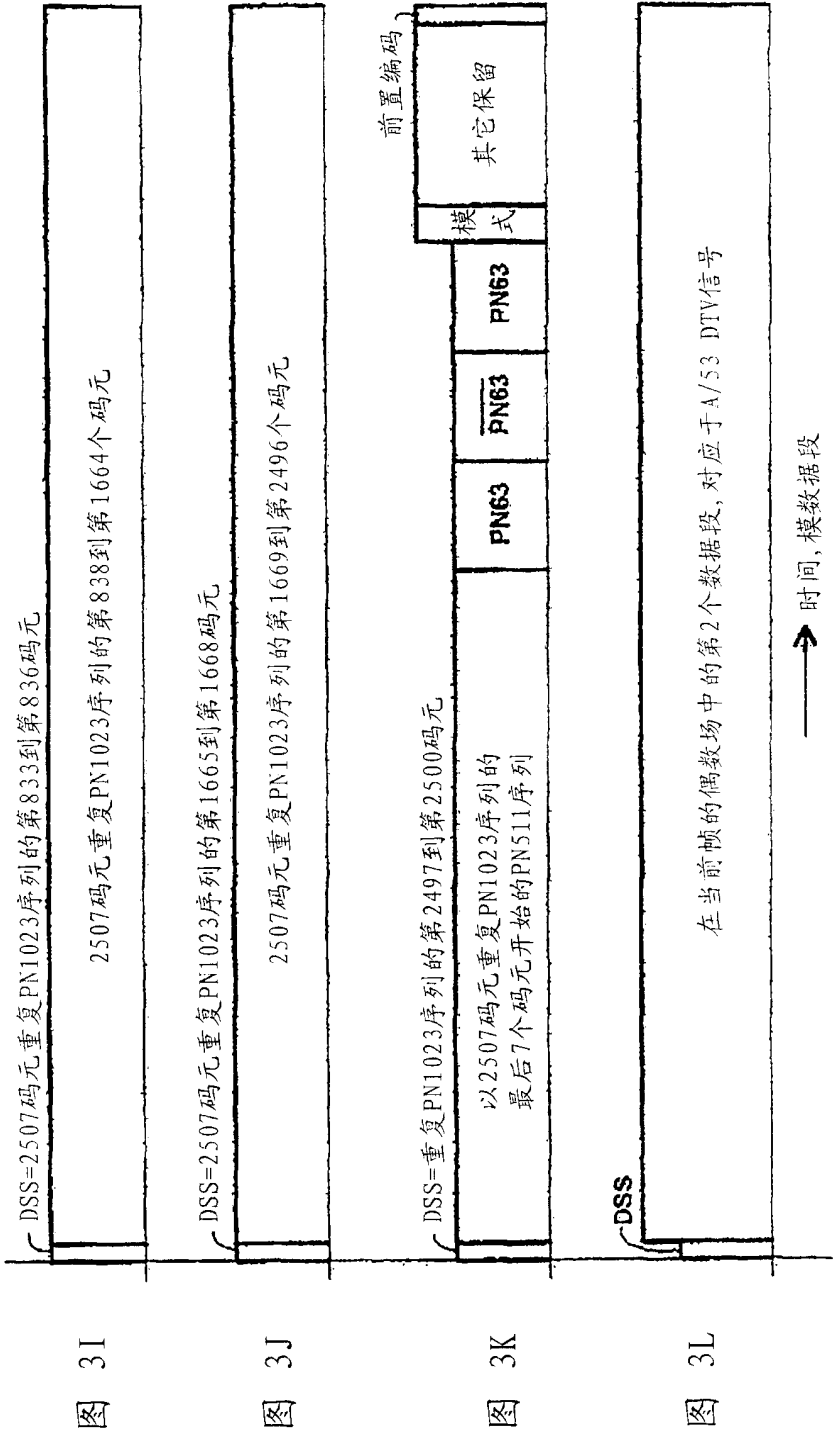
图 3B

图 3C

图 3D

图 3E





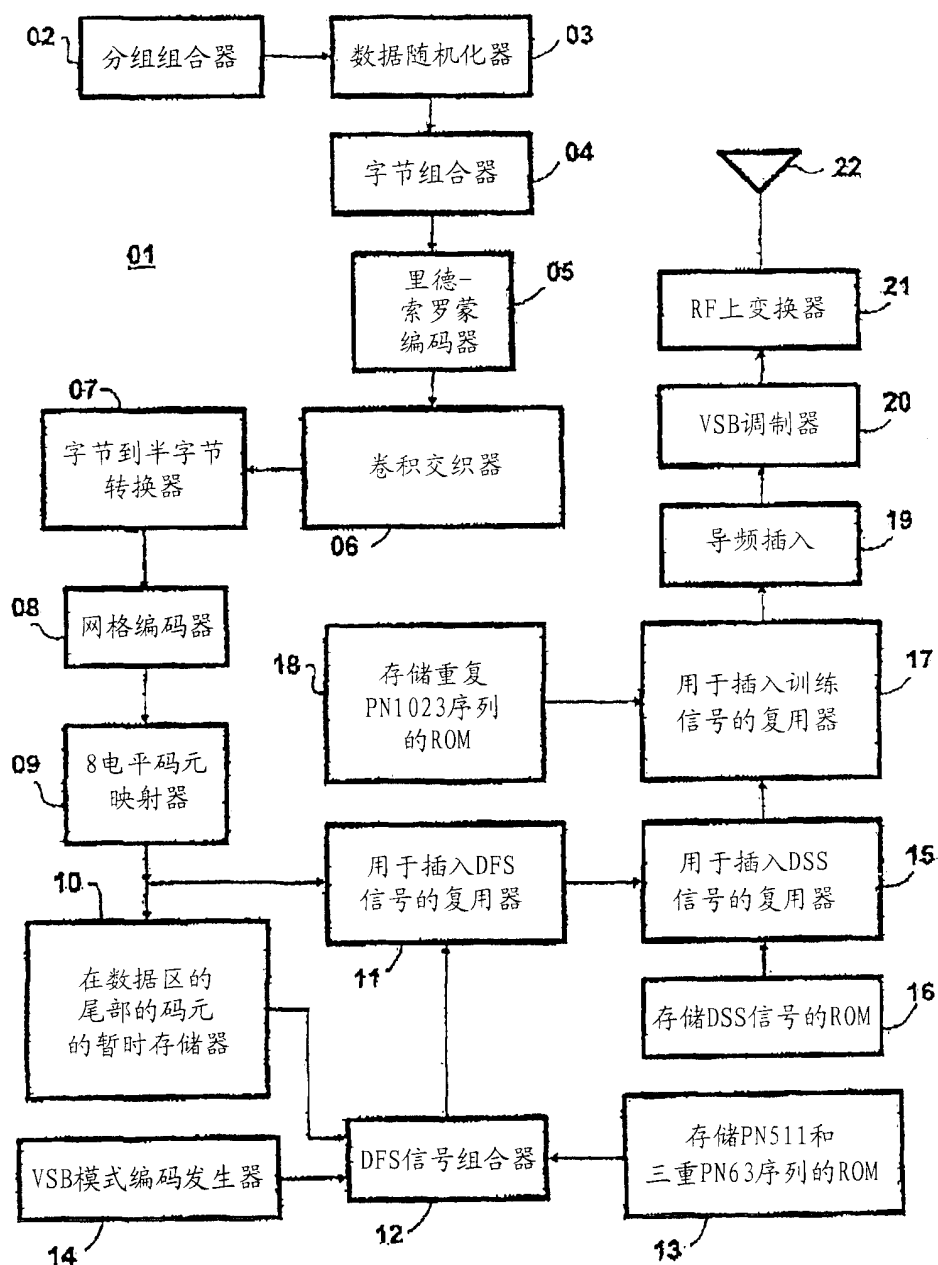


图 4

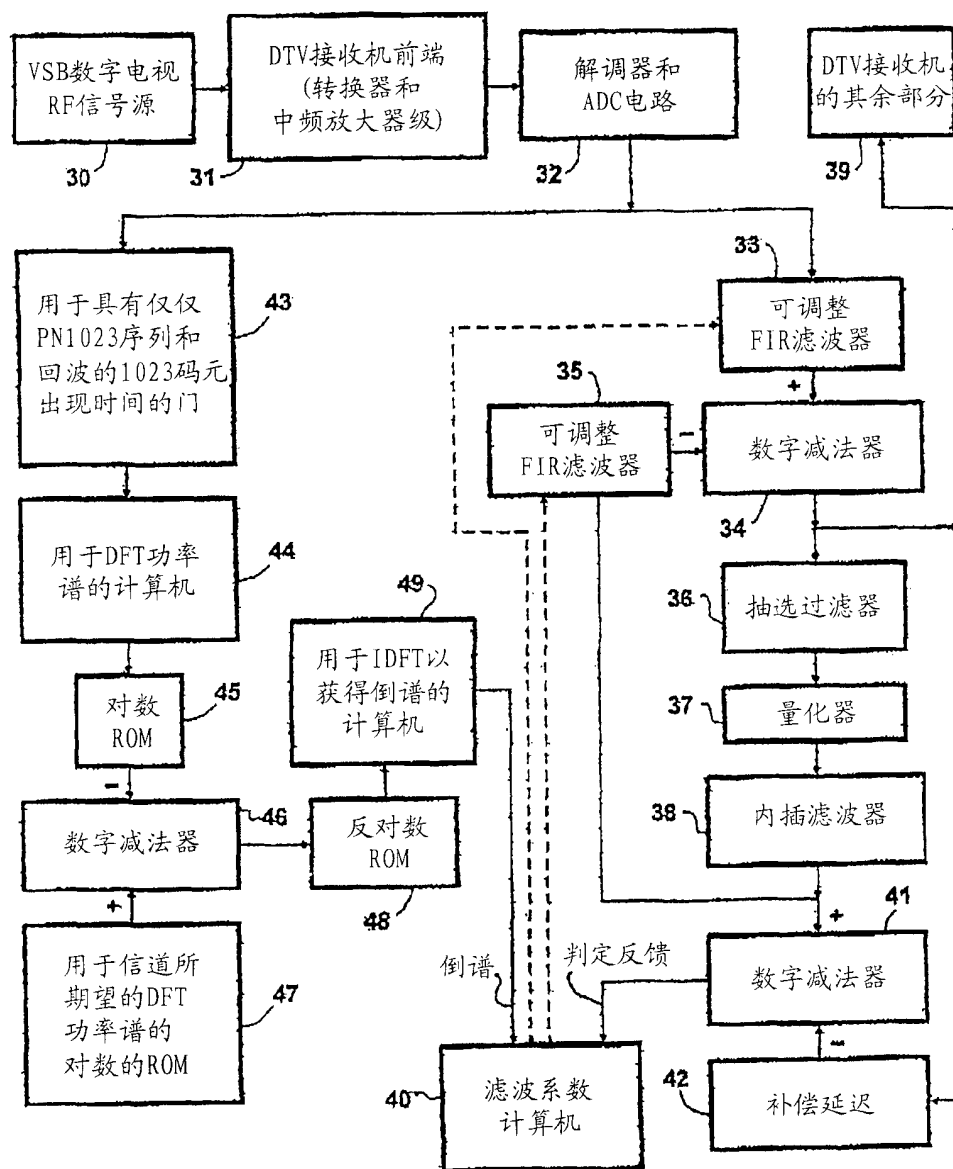


图 5

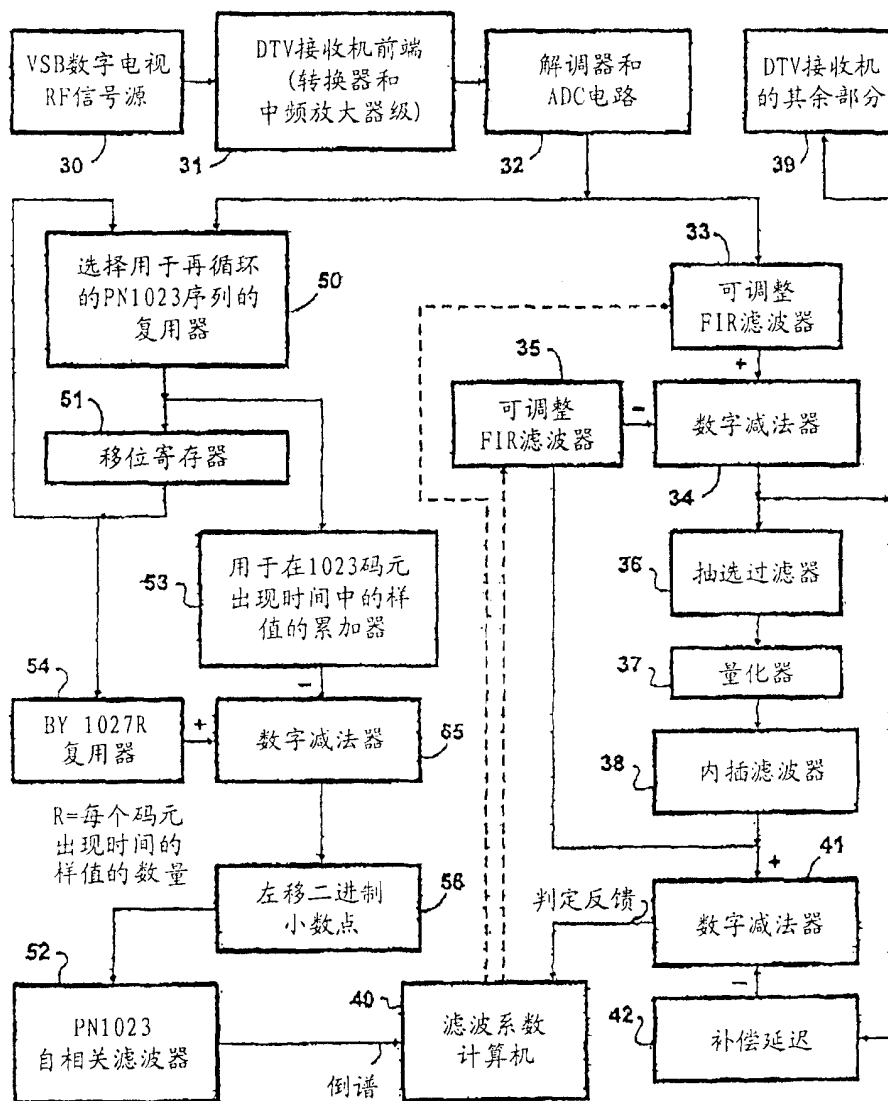


图 6

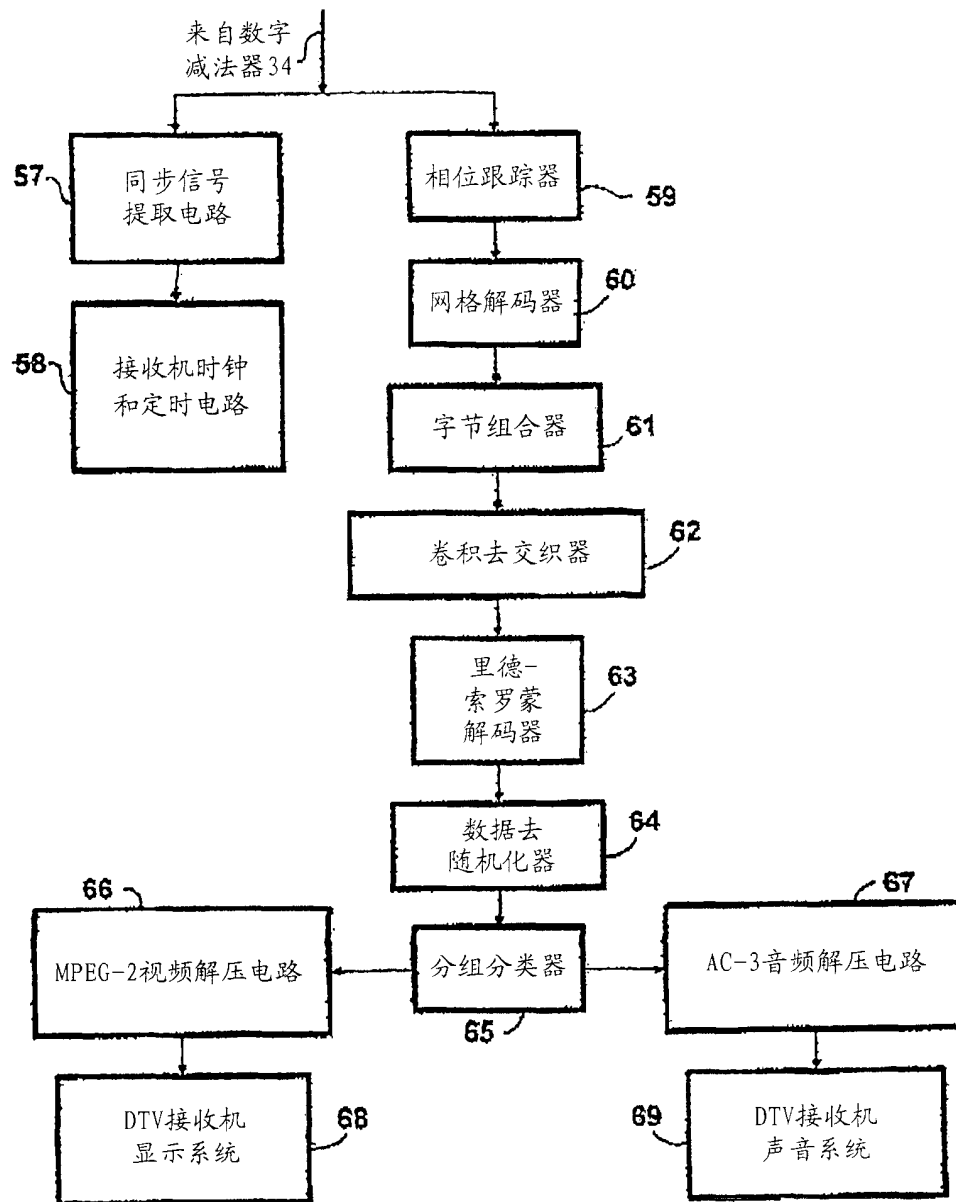


图 7

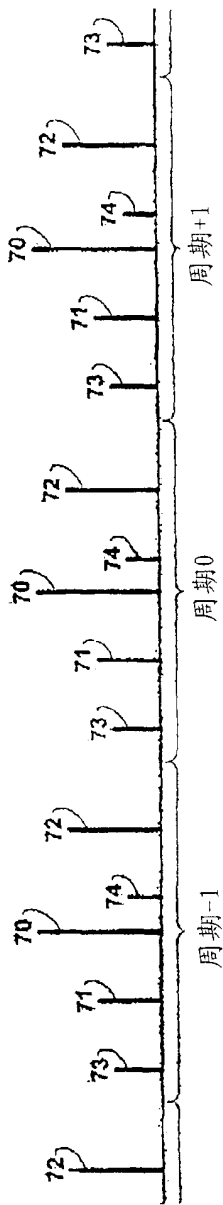


图 8A

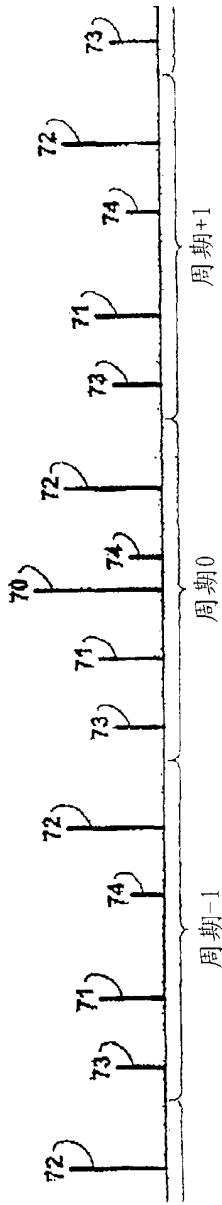


图 8B

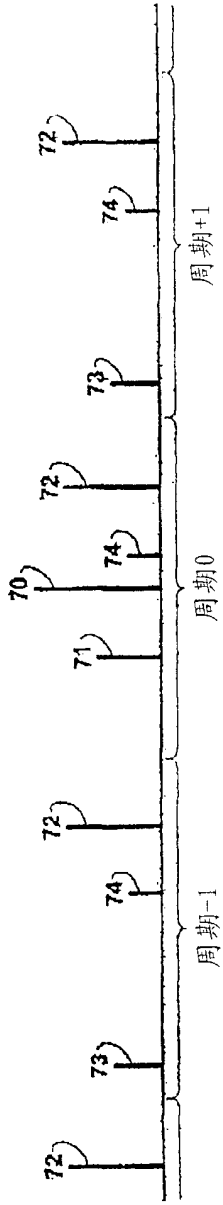


图 8C

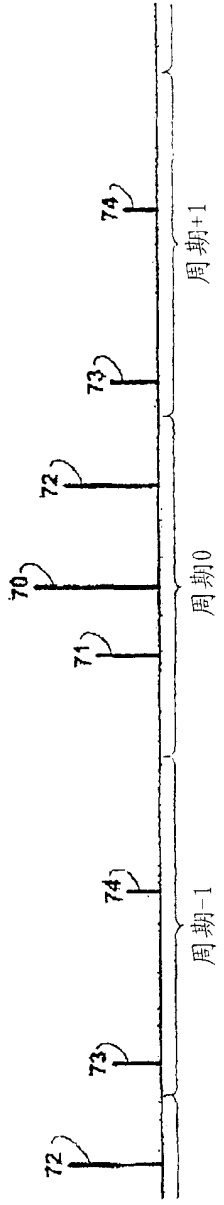


图 8D

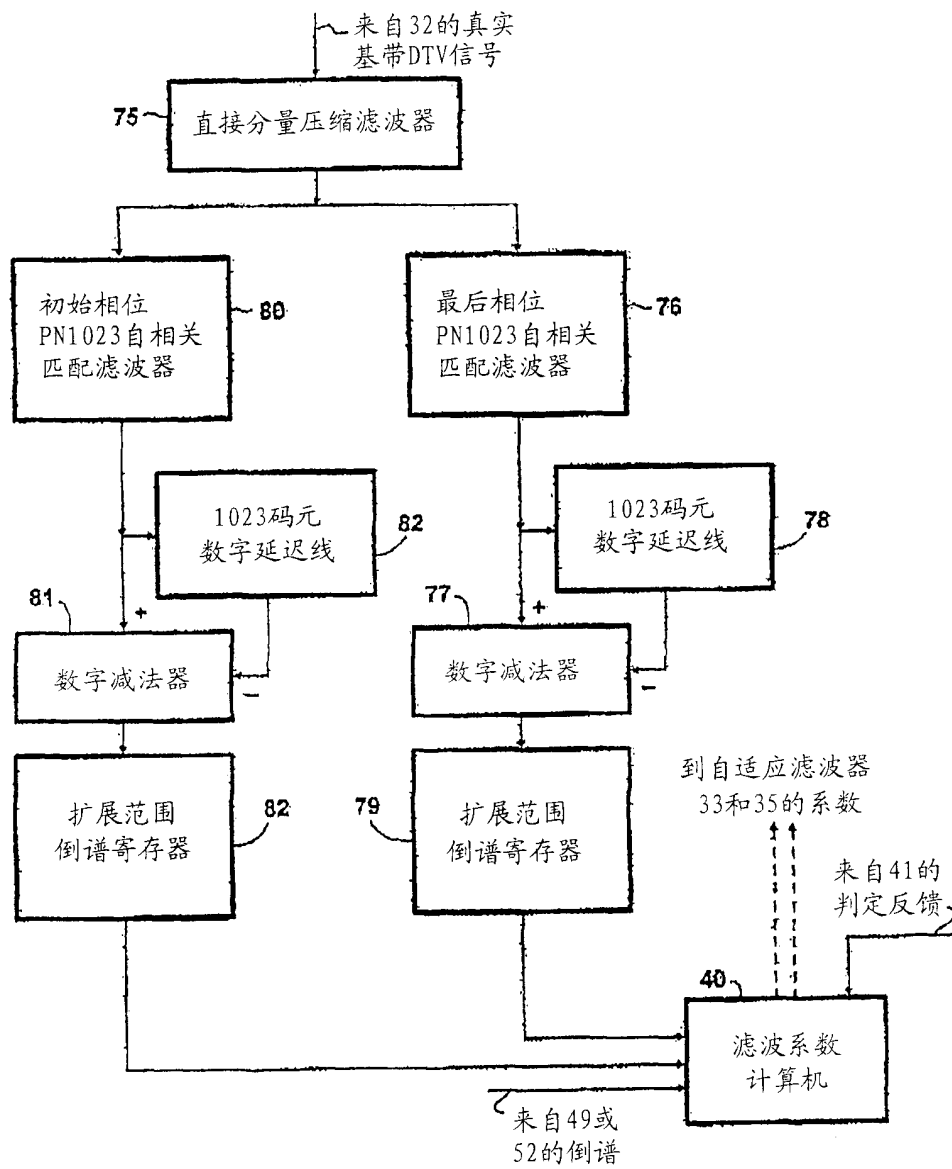


图 9

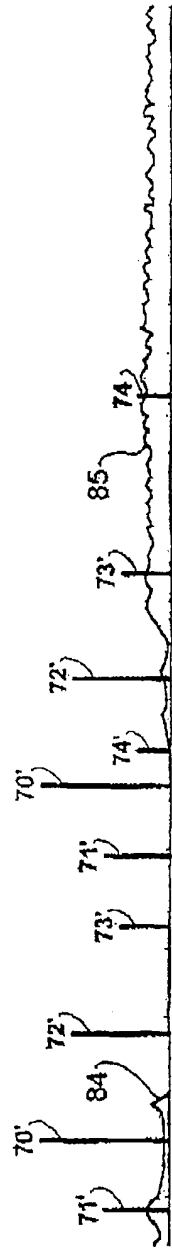


图 10A

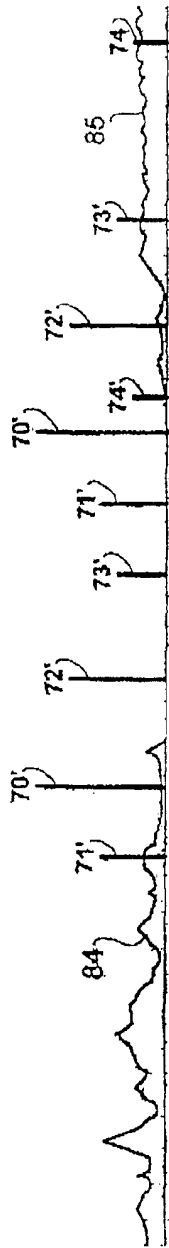


图 10B

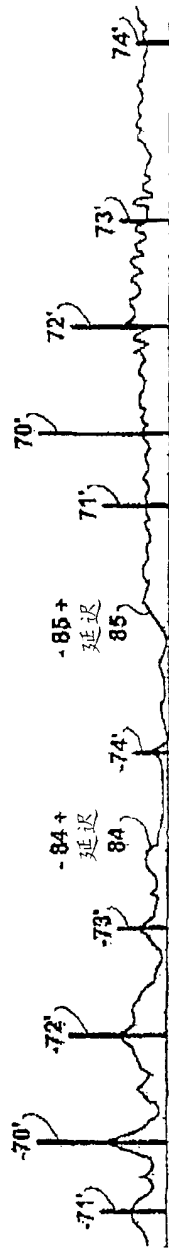


图 10C

时间
→

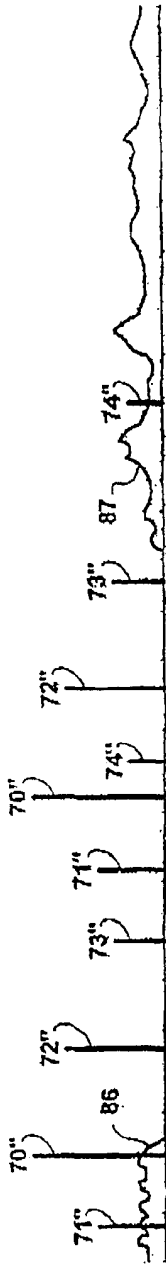


图 10D

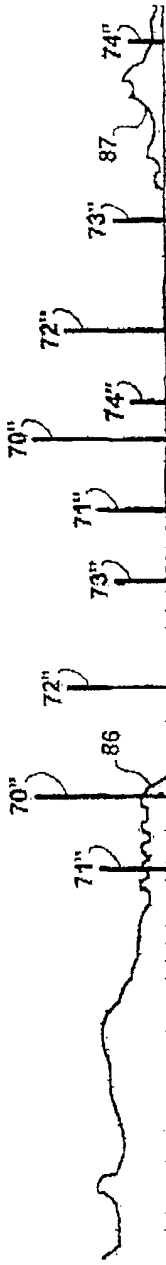


图 10E

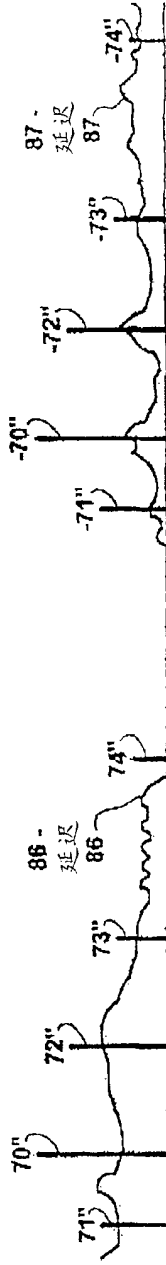


图 10F

时间

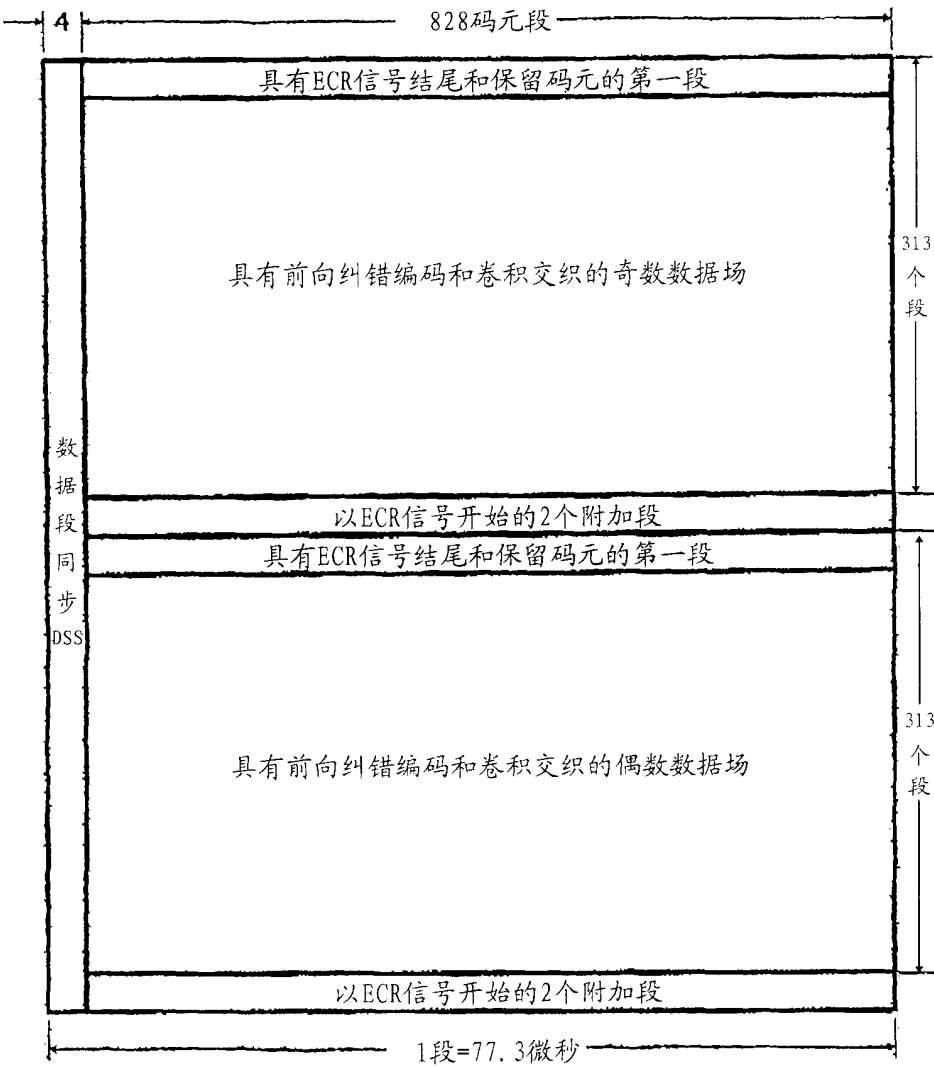


图 11

