(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 1846370 B
(45)授权公告日 2012.07.18

(21)申请号 200480025161.0

(22)申请日 2004.08.24

(30)优先权数据
03103281.6 2003.09.03 EP

(85)PCT申请进入国家阶段日
2006.03.02

(86)PCT申请的申请数据
PCT/IB2004/051554 2004.08.24

(87)PCT申请的公布数据
WO2005/022778 EN 2005.03.10

(73)专利权人 皇家飞利浦电子股份有限公司
地址 荷兰艾恩德霍芬

(72)发明人 J·P·M·G·林纳特兹

(74)专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001
代理人 李亚非 陈景峻

(51)Int.Cl.
H04B 7/08(2006.01)
H04L 1/06(2006.01)

(56)对比文件
US 4969211 A,1990.11.06, 第2栏第20-26行,第3栏第40行-第4栏第36行、图1.
EP 0718986 A2,1996.06.26, 全文.
EP 0767554 A2,1997.04.09, 全文.
CN 1190827 A,1998.08.19, 说明书第5页第27行-第7页第7行、图1,2A-2F.
Okada M., Wada T.,Yamamoto H..Array Antenna Assisted Adaptive Modulation inaFastFadingChannel.Vehicular Technology Conference 2001. VTC 2001 Spring2.2001, 第1249-1253页, 正文第I-III部分、图1.

审查员 于志辉

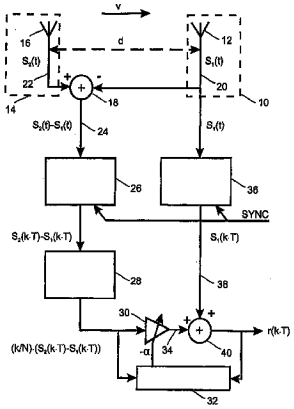
权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 4 页

(54)发明名称

分集接收机

(57)摘要

本发明涉及在接收机以高速运动时(例如在小轿车中或随小轿车一起)对高速率无线电信号(例如DVB-T信号)的接收。两个或更多个天线(12,16)是紧密隔开的,并且在运动方向(v)上相互背对地排列以用于接收无线电信号。经由第一天线(12)获得的信号($S_1(t)$)和经由第二天线(16)获得的信号($S_2(t)$)的差($S_2(t)-S_1(t)$)用作对接收信道传递函数的空间导数的估计。该空间导数被解析为时间导数,并被利用以消除或者至少降低由快速的接收信道变化引起的失真(例如ICI)。



CN 1846370 B

1. 一种分集接收机，包括第一接收支路和第二接收支路，所述第一接收支路具有与其相关联的第一天线元件，所述第二接收支路具有与其相关联的第二天线元件，第一天线元件和第二天线元件被间隔开小于 λ/2 的距离并且被安排在该分集接收机的运动方向上，所述分集接收机包括第一装置，用于从第一接收支路上的第一信号和第二接收支路上的第二信号获得第三信号，所述第三信号表示接收信道参数的空间导数的估计，其中所述第三信号用于消除或降低由于所述接收信道的时间变化而出现的信号失真，其中所述第三信号为所述第一信号与所述第二信号之间的差，以及其中所述接收信道参数是信道传递函数。

2. 根据权利要求 1 所述的分集接收机，其中在移动该分集接收机时，接收信道参数的空间导数包含关于所述接收信道参数的时间导数的信息。

3. 根据权利要求 1 所述的分集接收机，还包括：

- 第二装置，用于处理所述第三信号以获得第四信号；
- 第三装置，用于处理所述第一信号以获得第五信号；以及
- 第四装置，用于组合所述第四信号和所述第五信号以获得输出信号。

4. 根据权利要求 3 所述的分集接收机，其中所述第二装置执行一个或多个以下功能：滤波；采样；A/D 转换；串并转换；与斜坡函数相乘；快速傅里叶变换；与串扰矩阵相乘；以及信号加权。

5. 根据权利要求 3 所述的分集接收机，其中所述第二装置执行包括与加权因子进行的乘法的信号加权功能，所述加权因子被控制以最小化信号失真。

6. 根据权利要求 3 所述的分集接收机，其中所述第三装置执行一个或多个以下功能：滤波；采样；A/D 转换；串并转换；以及快速傅里叶变换。

7. 根据权利要求 1 所述的分集接收机，其中为了创建虚拟的第三天线元件，提供用于从所述第一接收支路上的信号切换到所述第二接收支路上的相应信号的切换装置。

8. 根据权利要求 1 所述的分集接收机，其中所述第一天线元件和第二天线元件平行地排列。

9. 根据权利要求 1 所述的分集接收机，其中所述分集接收机适合用于一个或多个以下系统中：正交频分复用系统；数字音频广播系统；数字视频宽带系统；数字地面电视广播系统；码分多址系统；通用移动电信系统；全球移动通信系统；数字增强无绳电信系统；无线局域网系统。

10. 一种用于消除或降低由根据权利要求 1 至 9 之一的分集接收机所接收的无线电信号的信号失真的方法，其中所述信号失真是由于无线电系统中接收信道的时间变化而出现的，所述方法包括以下步骤：

- 接收位于在运动方向上不同的两个间隔开的位置上的无线电信号；
- 基于在所述两个位置上接收的无线电信号，估计接收信道参数的空间导数；
- 将所述接收信道参数的空间导数解析为接收信道参数的时间导数；以及
- 利用所述接收信道参数的所述时间导数来消除或降低信号失真。

11. 一种用于利用根据权利要求 1 至 9 之一的分集接收机来接收位于在运动方向上不同的两个间隔开的位置上的无线电信号的天线系统，其中所述天线系统包括第一天线元件和第二天线元件，其中第一天线元件和第二天线元件被排列以使辐射图的相互作用是小的。

分集接收机

[0001] 本发明一般而言涉及一种具有多个接收支路的分集接收机，更具体地，涉及一种适合于在接收机高速运动时接收高速率无线电信号的分集接收机。此外，本发明涉及一种用于消除或至少降低由运动的分集接收机接收的无线电信号的信号失真的方法，还涉及一种存储在记录载体上或能够下载的计算机程序，所述计算机程序适于执行一种用于消除或至少降低由运动的分集接收机接收的无线电信号的信号失真的方法，以及涉及一种天线系统。

[0002] 在移动接收中，无线电信号经受随时间（常常是快速地）变化的信道条件。这主要是由多径无线电信号传播引起的，其中反射波可能在一个位置相互抵消，而可能在别处相互增强。描述该效应的公知模型被称为“衰落”，它是假设所接收的信号由多个反射波构成，每个从不同角度到达运动的接收天线。这导致每个波的轻微不同的多谱勒频移。多普勒频移的集合被称为信号的多普勒展宽。

[0003] 通常，运动的接收机的衰落效应被看作是无线电信道的时间变化。

[0004] 分集是一种改善无线电信号接收可靠性的已知方法。在分集系统中，至少两个天线用于接收无线电信号。组合来自至少两个天线的信号，以改善接收的可靠性。如果信道正在衰落，则使用自适应方法来持续地确保来自多个天线的信号被以相长的 (constructive) 方式进行组合。

[0005] JP-A-04-185130 公开了上述类型的分集接收机。为了降低多径影响并获得稳定的发送接收，提供了相对于第一天线空间分离的第二天线。两个天线之间的距离以 λ/3（其中 λ 是载波的波长）或以上进行空间分离，以使来自一个天线的接收信号与来自另一个天线的接收信号几乎是不相关的。

[0006] 另一种用于改善接收可靠性的方法是处理所接收的信号，以便减轻信道变化的影响。特别是对于正交频分复用 (OFDM) 调制方法，已知的是快速的信道变化导致了无线电链路可靠性的降低。OFDM 是一种在其中使用不同的副载波并行传输多个用户码元的调制方法。该 OFDM 接收机结构允许相对直接的信号处理。

[0007] OFDM 调制方法的实际实施典型地涉及在无线电传输之前及之后的用户比特的（快速）傅里叶变换。因此，数据被分成许多并行流。每个流均在不同的副载波频率上进行调制。通常，设计 OFDM 系统以使当在（适度地）频率选择性信道上接收信号时，每个数据码元波形均位于特定副载波频率附近，并且其带宽小得足以经受频率平坦性衰落。调制的副载波包括重叠的旁瓣。在许多现有系统中，矩形脉冲形状根据 sinc 函数产生频谱。这些信号波形在频率上被细致地隔开，并由此被设计为正交的，即互相不干扰。例如由衰落产生的多普勒展宽对于 OFDM 副载波信号的此正交性是有害的，因为到达波将干扰具有不同频率偏移的其它波。这被称为载波间干扰 (ICI)。

[0008] 尽管对于例如 JP-A-04-185130 中所公开类型的分集接收机而言，与只包括一个天线的系统相比，接收的可靠性可以被改善，但是仍存在一个问题，即信道条件随时间的快速变化引起了失真，例如由于 ICI，特别是在高速率无线电信号的接收和以高速运动的接收机的情况下。

[0009] 因此本发明的目的是提供一种分集接收机、一种方法和一种计算机程序，其能够消除或至少降低由（快速的）信道变化引起的信号失真。此外，本发明的目的是提供一种适于与根据本发明的分集接收机和方法一起使用的天线系统。

[0010] 上述目的是由独立权利要求的特征来解决的。本发明的进一步发展和优选实施例在从属权利要求中进行了概述。

[0011] 根据本发明的第一方面，上述第一目的是由一种分集接收机来解决的，所述分集接收机包括第一接收支路和至少第二接收支路，所述第一接收支路具有与其相关联的第一天线元件，所述第二接收支路具有与其相关联的第二天线元件，所述分集接收机包括用于从第一接收支路的第一信号和第二接收支路的第二信号获得第三信号的第一装置，所述第三信号表示至少一个接收信道参数的空间导数的估计，其中所述第三信号用于消除或至少降低由于接收信道的时间变化而出现的信号失真。

[0012] 根据本发明的第二方面，上述第一目的是由一种方法来解决的，所述方法用于消除或至少降低由运动的分集接收机、尤其是根据本发明的运动的分集接收机接收的无线电信号的信号失真，其中信号失真是由于无线电系统中接收信道的时间变化而出现的，所述方法包括以下步骤：接收位于在运动方向上不同的两个紧密间隔的（closelyspaced）位置上的无线电信号；基于在两个位置上接收的无线电信号，估计至少一个接收信道参数的空间导数；将至少一个接收信道参数的空间导数解析（interpret）为至少一个接收信道参数的时间导数；并且利用至少一个接收信道参数的时间导数来消除或至少降低信号失真。

[0013] 根据本发明的第三方面，上述第一目的是由一种存储在记录载体上或可下载的计算机程序来解决的，所述计算机程序适于执行用于消除或至少降低由运动的分集接收机接收的无线电信号的信号失真的以下方法：基于在运动方向上不同的两个紧密间隔的位置上接收的无线电信号，估计至少一个接收信道参数的空间导数；将至少一个接收信道参数的空间导数解析为至少一个接收信道参数的时间导数；并且利用至少一个接收信道参数的时间导数来消除或至少降低信号失真。

[0014] 根据本发明的第四方面，上述第二目的是由一种天线系统来解决的，所述天线系统用于接收位于在运动方向上不同的至少两个紧密间隔的位置上的无线电信号，其中所述天线系统包括至少第一天线元件和第二天线元件，其被排列以使辐射图的相互作用是小的。就此而言，第一和第二天线优选是平行排列的垂直鞭状天线（whip），优选是从共同的基础（basis）开始在相反方向上延伸。

[0015] 本发明的上述方面是基于下述发现，即通过估计和利用至少一个接收信道参数、尤其是接收信道传递函数的空间导数，除了简化跟踪和估计的优点以外，还可以实现失真的有效消除或至少降低失真。这尤其归因于下述事实，即对于移动的接收机而言，空间导数包含关于时间导数的信息。例如，在 ICI 的对策方面，存在基于对需要的和不需要的信号分量进行分离的解决方案。这可涉及各个频移分量的分离、或者（正交）副载波幅度和幅度导数（干扰和 / 或串扰）的分离。用于消除或至少降低 ICI 的技术的重要部分基于下述思想，即副载波的幅度描述了接收信道参数，尤其是需要的信号的传递函数，而这些幅度的时间导数（即变化）造成了 ICI。

[0016] 尽管下述特征的大部分仅仅在分集接收机方面提出了权利要求，但应该注意到，本领域技术人员可以毫无问题地适当地修改（adapt）这些特征，以使它们也可以有利地用

于根据本发明的方法和 / 或计算机程序。

[0017] 第一天线元件和第二天线元件优选是紧密间隔的，并且在分集接收机的运动方向上相互背对地进行排列。运动方向尤其可以是包含该接收机的车辆的运动方向。优选的是将第一天线元件看作接收主信号分量的主天线，其中第二天线元件沿着与第一天线元件至少基本上相同的空间路径，但具有轻微的时间滞后。

[0018] 此外，第一装置优选地获得第三信号以作为第一信号与第二信号之间的差。这归因于下述事实，即接收信道参数的空间导数，尤其是信道传递函数的空间导数可以被估计为（紧密）间隔的天线之间的差。对于许多实施例，优选的是该差信号紧密地接近由信号的用户数据所调制的空间导数。在这种情况下，进一步优选的是，该调制的导数被直接用于减轻主信号中的 ICI。然而，利用空间导数的基本思想也可以应用于更复杂的接收机体系结构，由此根据所述差信号来估计干净的 (clean) 导数，即没有调制，并且该干净的导数可以用来增强信道估计、同步和 / 或 ICI 减轻算法的性能。

[0019] 同样优选的是，至少在分集接收机运动的时候，将第三信号（优选是没有进一步处理）解析为至少一个接收信道参数的时间导数。

[0020] 对于多个优选实施例，根据本发明的分集接收机还包括 :第二装置，用于处理第三信号以获得第四信号 ;第三装置，用于处理第一信号以获得第五信号 ;以及第四装置，用于组合第四信号和第五信号。第四信号和第五信号的组合可以但不限于通过加法器来实现。

[0021] 在这种情况下进一步优选的是，第一装置、第二装置、第三装置和第四装置中的一个或多个完全地或部分地通过与软件相互配合 (interact) 的硬件和 / 或通过分立部件来实现。不限于此，优选的是，第一、第二、第三和第四装置至少部分地通过软件控制的微处理器来实现。

[0022] 同样优选的是，第二装置执行一个或多个下列功能 :滤波，采样，A/D 转换，串并转换，与斜坡函数相乘，（快速）傅里叶变换，与串扰矩阵相乘，以及信号加权。

[0023] 在这种情况下，如果第二装置执行包括乘以加权因子的信号加权功能则是尤其有利的，其中控制所述加权因子以最小化信号失真。例如，自适应控制回路可以用来设置加权因子，以确保所得到的输出信号与相应的导数之间的相关为零。

[0024] 根据相应的实施例，第三装置优选地执行一个或多个下列功能 :滤波，采样，A/D 转换，串并转换，以及（快速）傅里叶变换。

[0025] 不限于此，对于本发明的所有实施例优选的是，至少一个接收信道参数是接收信道传递函数。然而，也可以考虑不同或相关的参数，例如衰减、增益、相移等。

[0026] 根据本发明的又一发展，为了创建虚拟的第三天线，提供了用于从第一接收支路上的信号切换到第二接收支路上相应信号的切换装置。该切换优选是线性且平滑地进行。通过适当地选择转变速率，虚拟天线的位置可以在空间上固定，而不管第一和第二天线如何运动。

[0027] 第一天线元件和第二天线元件可以平行地排列，但在不同的方向上延伸。对于多个优选实施例，天线从共同的基础延伸。通常，专用的结构有可能创建下述天线系统，其在两个紧密间隔的位置上接收信号，同时辐射图的相互作用是小的。

[0028] 不限于此，本发明可以被有利地用于一个或多个下列系统中 :正交频分复用 (OFDM) 系统，数字音频广播 (DAB) 系统，数字视频广播 (DVB) 系统（例如 DVB-T 系统），数

字地面电视广播 (DTTB) 系统，码分多址 (CDMA) 系统（例如蜂窝 CDMA 系统），通用移动电信系统 (UMTS)，全球移动通信系统 (GSM)，增强数字无绳电信 (DECT) 系统，无线局域网系统（例如根据标准 802.11a、802.11g 或 HIPERLAN II）。

[0029] 本发明的要旨在于认识到造成失真的时间导数（尤其是 ICI）对于移动的接收机实际上是空间导数。也就是，主要发生信号的时间变化，因为天线在空间上变化而时间上不变的环境中运动。因此，有可能将信道传递函数的空间导数估计为来自两个紧密间隔的天线的信号之间的差。对于移动的天线，有可能将时间导数估计为空间导数，因此是通过减去两个天线信号。条件是两个天线在与运动方向相同的方向上在空间上被分开。

[0030] 根据下文所述以及在附图中所示的实施例，本发明的上述及更多的方面和优点将是显而易见的，并将参考所述实施例对其进行阐明。

[0031] 图 1 示出依照本发明的分集接收机的第一实施例的简化示意框图；

[0032] 图 2 示出依照本发明的分集接收机的第一实施例的简化示意框图；

[0033] 图 3 示出说明一个依照本发明的方法的实施例以及还有一个可以利用依照本发明的计算机程序来执行的方法的实施例的流程图；以及

[0034] 图 4 示出依照本发明的天线排列以及用于创建虚拟天线的切换装置的使用的简化示意框图。

[0035] 图 1 示出依照本发明的分集接收机的第一实施例的简化示意框图。图 1 所示的分集接收机包括第一接收支路 10 和第二接收支路 14。第一接收支路 10 包括第一（前部）天线 12，以及第二接收支路 14 包括第二（后部）天线 16。第一天线元件 12 和第二天线元件 16 以距离 d 紧密间隔开，并且在该分集接收机的运动方向 v 上相互背对地进行排列。优选地，距离 d 将小于 $\lambda/2$（或者甚至小于 $\lambda/3$），因为对于超过 $\lambda/3$ 的间隔，仅考虑一阶导数的近似将变得较不精确，并且这可能降低本发明的有效性。例如，如稍后参考图 4 所描述的，第一天线元件 12 和第二天线元件 16 可以被安装到小汽车上，并且可以由依照本发明的天线系统来形成。优选地，用图中未示出的 RF 前置滤波器来限制天线信号的带宽。依照图 1，提供了第一装置 18，用于从第一接收支路 10 上的第一信号 20($S_1(t)$) 和第二接收支路 14 上的第二信号 22($S_2(t)$) 获得第三信号 24。在图 1 所示的实施例中，第一装置是由加法器 / 减法器 18 构成的，为了获得第三信号 24，所述加法器 / 减法器 18 计算第二信号 22 和第一信号 20 之间的差，即 $S_2(t)-S_1(t)$。第三信号 24，即第二信号 22 和第一信号 20 之间的差表示接收信道传递函数的空间导数的估计。本发明的基本思想是将接收信道参数、尤其是信道传递函数的空间导数解析为相应接收信道参数的时间导数，并且使用该时间导数来消除或至少降低 ICI 或其它失真。依照图 1 所示的实施例，提供了第二装置 26、28、30、32，用于从第三信号 24 获得第四信号 34，并提供了第三装置 36，用于从第一信号 20 获得第五信号 38。在本实施例中，第二装置 26、28、30、32 以及第三装置 36 分别包括采样和串并转换单元 26 和 36。框 26、36、28、38、30、40 之间的互连优选地传送数字的实向量或复向量信号。也就是，例如使用现有技术的总线技术来复用多个值，优选是 N 个值。这些单元 26 和 36 以速率 T 分别对第三信号 24 和第一信号 20 进行采样和数字化，并对相应于由分集接收机所用的典型数量的数据的多个采样 N 执行串并转换。例如，对于 DVB-T，采样数 N 将优选地对应于 OFDM 码元或帧。在图 1 所示的实施例中，来自接收机的时钟信号 SYNC 用于将所述串并转换与例如 N • T 周期的 OFDM 信号定时结构同步，并且优选地也与周期 T 同步。可

替换地，有可能获得必需的同步而不用来自主接收机的反馈 SYNC。例如，所述同步可以从第一自激振荡器和第二振荡器获得，第一自激振荡器在 $N \cdot T$ 的时刻提供脉冲，其中 $N = 0, 1, \ldots$，第二振荡器在 $N_a \cdot T$ 的时刻提供脉冲，其中 $N_a = 0.5, 1.5, 2.5, \ldots$。在这种情况下，优选地，复制连接至第一信号 20 即 S1(t) 的电路 36 以及连接至第三信号 24 即 S2(t)-S1(t) 的电路 26、28、40（下面将描述元件 28 和 40），以建立发送给第二接收机（未在附图中示出）的第二输出信号 $r_a(k \cdot T)$（也未在附图中示出）。因此，看到 $r(k \cdot T)$ 的主接收机和看到 $r_a(k \cdot T)$ 的第二接收机将在 $N \cdot T$ 和 $N_a T$ 的时刻分别经受同步中断以及因此的突发错误。由于在这种情况下 $N \cdot T$ 和 $N_a \cdot T$ 出现在不同的情况，因此两个接收支路的突发错误可以被组合成一个新数据流，而在切换情况期间没有过多的错误。依照图 1，数字化且串并转换的第三信号 24 包含在框 28 中乘以线性渐增斜坡函数 k/N 的采样 $S_2(k \cdot T)-S_1(k \cdot T)$ 以获得 $(k/N) \cdot (S_2(k \cdot T)-S_1(k \cdot T))$。随后在框 30 中执行与加权因子 $-\alpha$ 的乘法以获得 $-\alpha \cdot (k/N) \cdot (S_2(k \cdot T)-S_1(k \cdot T))$ 来作为第四信号 34。以图 1 的加法器 40 的形式示出的组合装置然后获得第四信号 34 和第五信号 38 的和，即 $S_1(k \cdot T)-\alpha \cdot (k/N) \cdot (S_2(k \cdot T)-S_1(k \cdot T))$，以作为由依照图 1 的分集接收机所处理的输出信号 $r(k \cdot T)$。优选地控制加权因子 α，以使接收信道的变化最小化。在 $\alpha = v/d$ 的实施例中，α 可以从测量例如小汽车速度 v 的速度计信号获得。然而，在图 1 的实施例中，自适应控制回路用来设置 α，以确保例如在 $r(t) = \alpha \cdot t \cdot S_1(t)+(1-\alpha \cdot t) \cdot S_2(t)$ 与导数 $[S_2(k \cdot T)-S_1(k \cdot T)]$ 之间的相关为零。可替换地，该控制回路能够解相关 $r(k \cdot T) = S_1(k \cdot T)-\alpha \cdot (k/N) \cdot (S_2(k \cdot T)-S_1(k \cdot T))$ 和 $(k/N) \cdot [S_2(k \cdot T)-S_1(k \cdot T)]$。图 1 所示的解相关器 32 计算被定义为相关 $= \Sigma_{k=1\ldots N}$ 输入$_1(k \cdot T) \cdot$ 输入$_2(k \cdot T)$ 的它两个输入之间的相关，并从这些相关值计算 α 值。优选地，在积分回路中，α 是在最后几个码元周期期间计算的相关值的累加。与第一信号 S1(t) 相比，输出信号 r(t) 包含至少降低的失真如 ICI。

[0036] 图 2 示出依照本发明的分集接收机的第二实施例的简化示意框图，其中该第二实施例执行频域的变换。由与第一接收支路 110 相关联的第一天线元件 112 和与第二接收支路 114 相关联的第二天线元件 116 接收无线电信号。由以加法器 / 减法器 118 形式的第一装置获得第三信号 124，以作为第二接收支路 114 上的第二信号 122 与第一接收支路 110 上的第一信号 120 之间的差。尽管在图 2 中未示出，但是这些信号由本领域已知的适当设备来馈送给 RF 前端、进行滤波、采样成为数字采样并进行串并转换，所述适当设备至少部分地被称作本发明用语的第二装置。例如作为 OFDM 接收机结构的一部分，在框 126（第二装置的部件）和 136（第三装置的部件）中分别执行快速傅里叶变换 (FFT)。在本领域已知的是，ICI 的效应能够被精确地描述为固定串扰矩阵 Ξ。对于图 2 所示的分集接收机，两个信号支路都根据通常的 OFDM 接收机设计进行处理。在处理第三信号 124 的信号支路中，在框 128（第二装置的部件）执行矩阵运算 Ξ。在框 130（第二装置的部件）用因子 $\alpha = -v/d$ 加权所得到的信号以生成第四信号 134。在图 1 的实施例中已经给出推导 α 的方法的例子。以加法器 140 形式的第四装置组合第四信号 134 和从框 136 输出的第五信号 138，以获得输出信号 H_0S。

[0037] 图 3 示出说明一个依照本发明的方法的实施例（步骤 S1 ～ S6）以及还有一个可以利用依照本发明的计算机程序来执行的方法的实施例（步骤 S2 ～ S6）的流程图。

[0038] 两种方法都打算用来消除或至少降低由运动的分集接收机接收的无线电信号的

信号失真，以及两种方法都可以用于例如上述分集接收机。在步骤 S1，通过前部天线获得第一信号 $S_1(t)$，以及通过后部天线获得第二信号 $S_2(t)$。前部天线例如可以被认为是接收主信号分量的主天线。后部天线沿着与前部天线相同的空间路径，但具有轻微的时间滞后。在步骤 S2，通过 $S_3(t) = S_2(t)-S_1(t)$ 得到第三信号 $S_3(t)$，该第三信号被解析为时间导数，并由以下步骤来利用以消除或至少降低例如由 ICI 造成的失真。在步骤 S3，以速率 T 对第一信号 $S_1(t)$ 和第三信号 $S_3(t)$ 进行采样、数字化，并且对多个采样 N 进行串并转换以获得第一采样 $S_1(k \cdot T)$ 和第二采样 $S_2(k \cdot T)$。在步骤 S4，将采样 $[S_2(k \cdot T)-S_1(k \cdot T)]$ 乘以（线性渐增）斜坡函数 k/N 以得到 $(k/N) \cdot [S_2(k \cdot T)-S_1(k \cdot T)]$。在步骤 S5，计算加权因子 α 以作为在最后几个码元周期期间计算的以下相关值 $\Sigma_{k=1...N}\{S_1(k \cdot t)-\alpha \cdot (k/N) \cdot [(S_2(k \cdot T)-S_1(kT)]\} \cdot \{(k/N) \cdot [S_2(k \cdot T)-S_1(k \cdot T)]\}$ 的累加。由此当在步骤 S6 中分别获得以下输出信号：$r(k \cdot T) = S_1(k \cdot T)-\alpha \cdot (k/N) \cdot [S_2(k \cdot T)-S_1(k \cdot T)]$ 和 $r(t) = \alpha \cdot t \cdot S_1(t)+(1-\alpha \cdot t) \cdot S_2(t)$ 时，控制加权因子 α 以最小化失真。

[0039] 图 4 示出依照本发明的天线排列以及用于创建虚拟天线的切换装置的使用的示意框图。图 4 所示的天线系统包括第一天线元件 12 和第二天线元件 16。第一天线元件 12 和第二天线元件 16 以距离 d 紧密间隔开，并且在运动方向 v 上相互背对地进行排列。第一天线元件 12 和第二天线元件 16 平行地排列，但是相对于共同的基础在相反方向上延伸。这导致了辐射图的小的相互作用。在图 4 中还示出切换装置 42，用于线性地、平滑地从第一接收支路 10 上的信号 $S_1(t)$ 切换到第二接收支路 14 上的信号 $S_2(t)$。在良好的近似下，这创建了位于第一天线元件 12 和第二天线元件 16 之间某处的虚拟第三天线。通过适当地选择转变速率，该虚拟天线元件的位置可以在空间上固定，而不管两个天线元件如何运动。

[0040] 利用以上描述的本发明，通过将空间导数解析为时间导数并利用该时间导数，有可能有效地消除或至少降低例如由 ICI 引起的信号失真。由此，例如有可能用以高速运动的接收机（例如位于小汽车中的接收机）来接收高速率无线电信号（例如速率为 5Mbit/sec 的视频信号）。

[0041] 在说明书和权利要求书中所提到的所有装置都可以根据特定实施例通过本领域已知的部件来实现。就此而言，分立部件和 / 或与软件相互配合的硬件可以部分地或全部地构成一个或多个所述装置。此外，权利要求书中所包含的任何参考标记均不应作为对所述范围的限制。

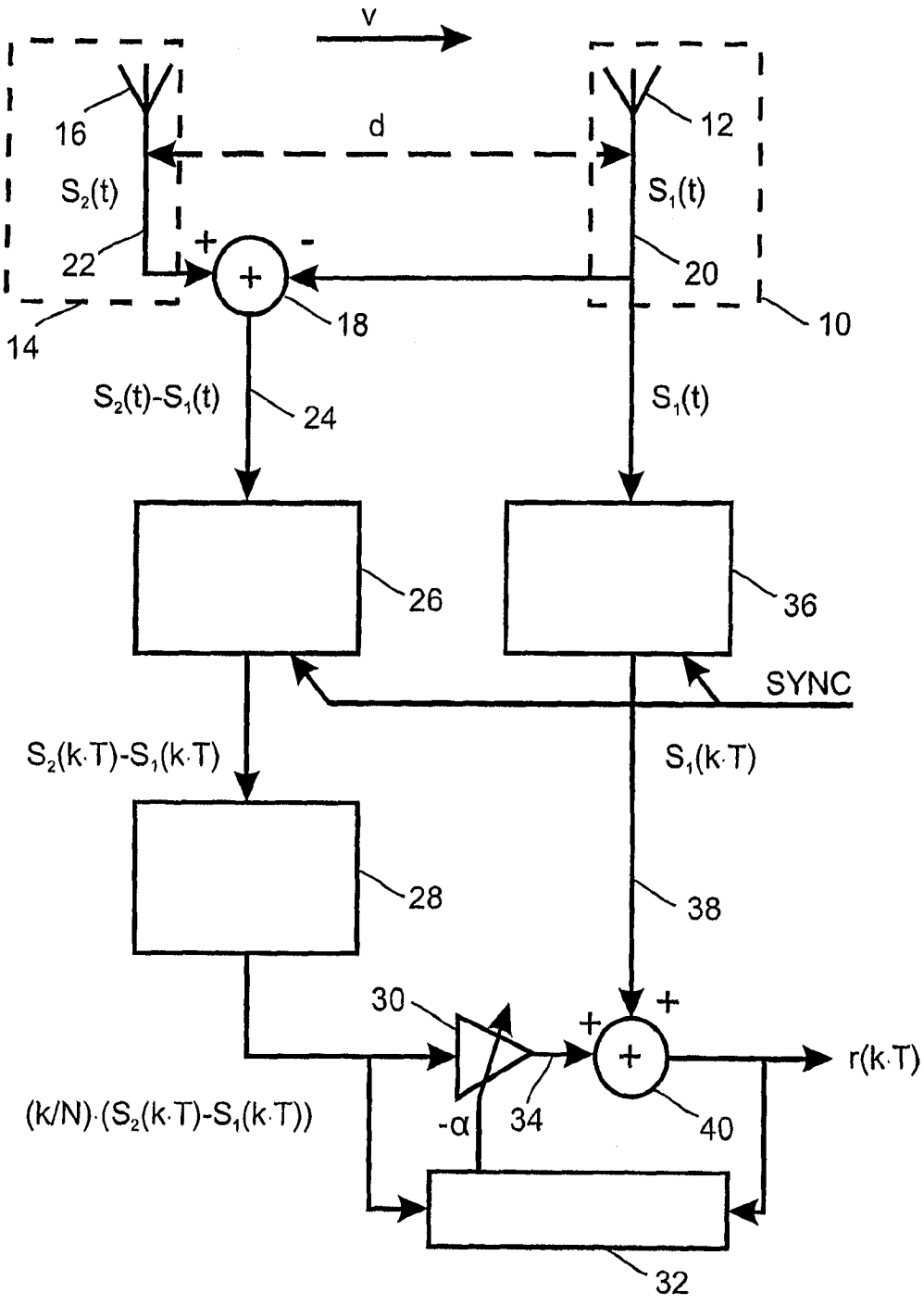

v
16
d
12
$S_2(t)$
$S_1(t)$
22
+
-
20
+
18
10
14
$S_2(t)-S_1(t)$
24
$S_1(t)$
26
36
SYNC
$S_2(k\cdot T)-S_1(k\cdot T)$
$S_1(k\cdot T)$
28
38
30
+
+
+
r(k·T)
$(k/N)\cdot(S_2(k\cdot T)-S_1(k\cdot T))$
-α
34
40
32

图 1

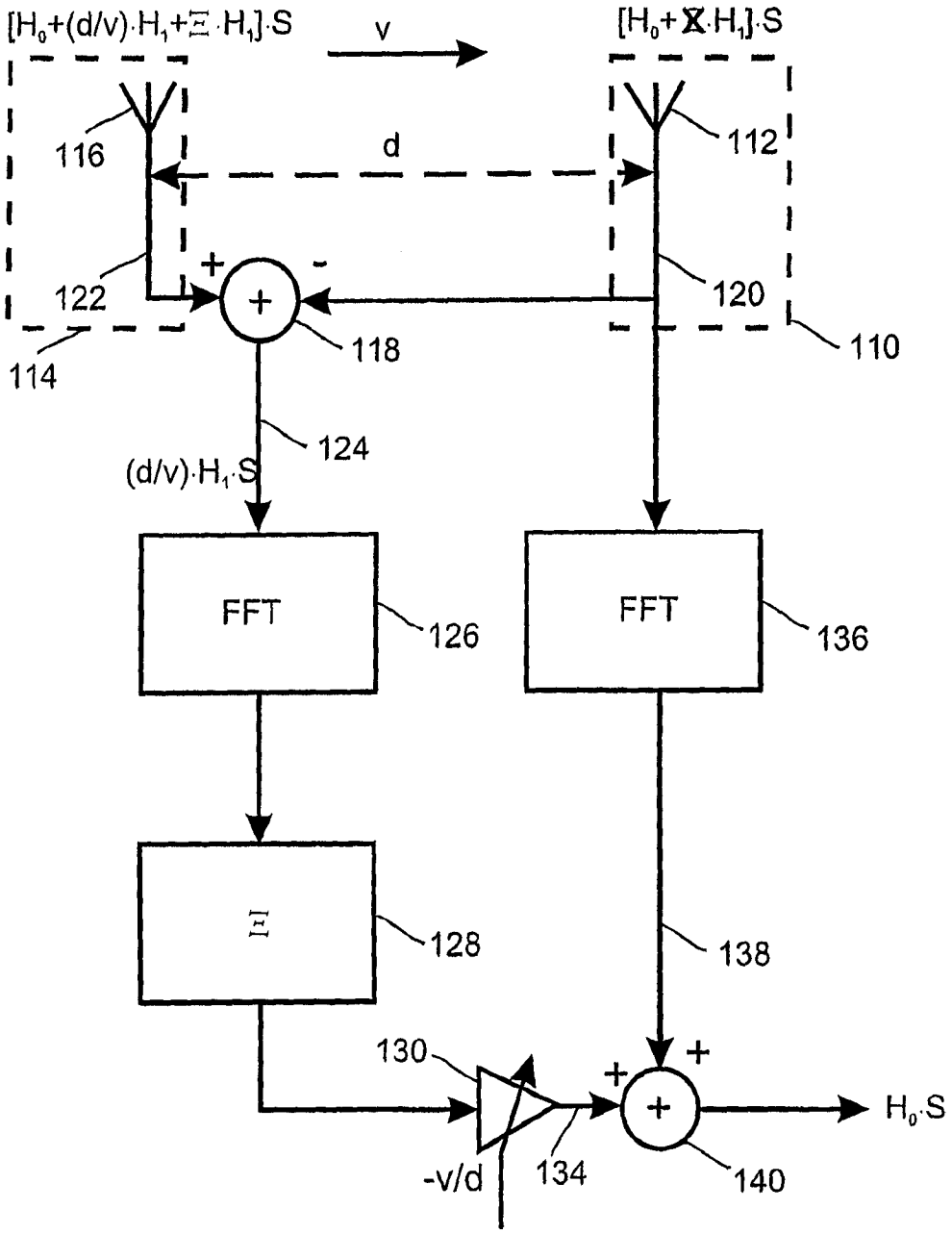

[H0+(d/v)·H1+Ξ·H1]·S
v
[H0+Ξ·H1]·S
116
d
112
122
+
-
120
+
118
114
110
124
(d/v)·H1·S
FFT
126
FFT
136
Ξ
128
138
130
+
+
+
H0·S
-v/d
134
140

图 2

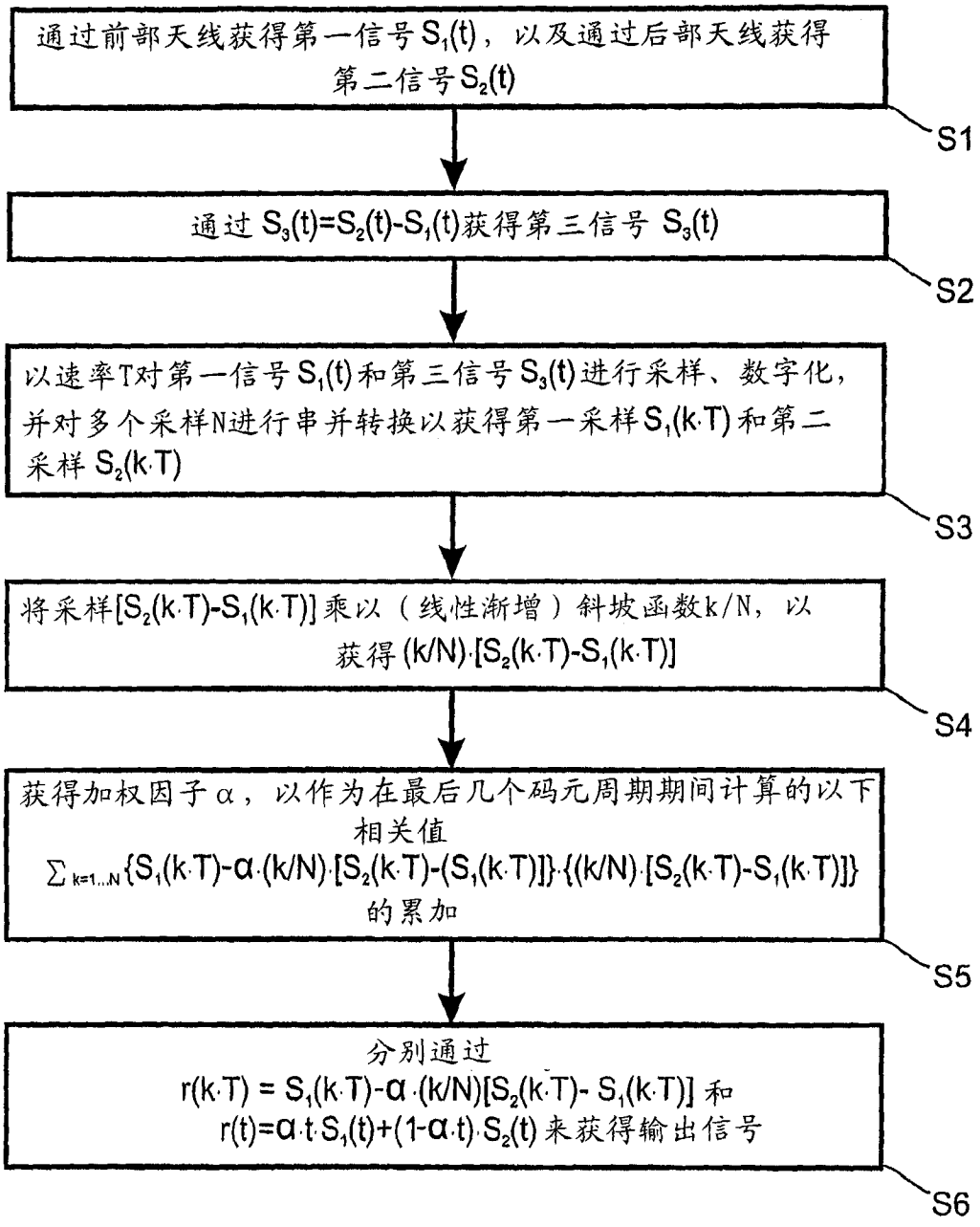

通过前部天线获得第一信号 $S_1(t)$，以及通过后部天线获得第二信号 $S_2(t)$
S1
通过 $S_3(t)=S_2(t)-S_1(t)$ 获得第三信号 $S_3(t)$
S2
以速率T对第一信号 $S_1(t)$ 和第三信号 $S_3(t)$ 进行采样、数字化，并对多个采样N进行串并转换以获得第一采样 $S_1(k\cdot T)$ 和第二采样 $S_2(k\cdot T)$
S3
将采样 $[S_2(k\cdot T)-S_1(k\cdot T)]$ 乘以（线性渐增）斜坡函数 k/N，以获得 $(k/N)\cdot[S_2(k\cdot T)-S_1(k\cdot T)]$
S4
获得加权因子 α，以作为在最后几个码元周期期间计算的以下相关值
$\sum_{k=1...N}\{S_1(k\cdot T)-\alpha\cdot(k/N)\cdot[S_2(k\cdot T)-(S_1(k\cdot T)]\}\cdot\{(k/N)\cdot[S_2(k\cdot T)-S_1(k\cdot T)]\}$
的累加
S5
分别通过
$r(k\cdot T)=S_1(k\cdot T)-\alpha\cdot(k/N)[S_2(k\cdot T)-S_1(k\cdot T)]$ 和
$r(t)=\alpha\cdot t\cdot S_1(t)+(1-\alpha\cdot t)\cdot S_2(t)$ 来获得输出信号
S6

图 3

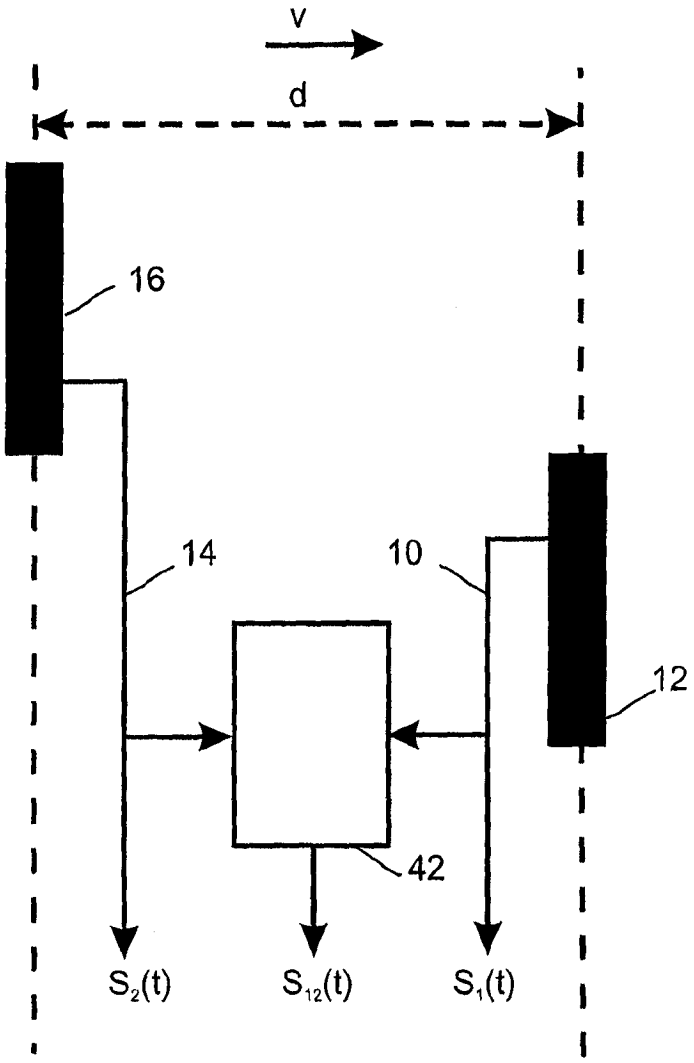


图 4